



**HAL**  
open science

# Conception et réalisation de filtres microondes planaires accordables par varactors, à base de structures périodiques

Emmanuel Pistono

## ► To cite this version:

Emmanuel Pistono. Conception et réalisation de filtres microondes planaires accordables par varactors, à base de structures périodiques. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2006. Français. NNT : . tel-00429349

**HAL Id: tel-00429349**

**<https://theses.hal.science/tel-00429349>**

Submitted on 2 Nov 2009

**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.

*INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE*

*N° attribué par la bibliothèque*

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

**THÈSE**

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : « Optique et Radiofréquence »

préparée au Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation de l'Université de Savoie  
dans le cadre de l'École Doctorale

« Électronique, Électrotechnique, Automatique et Traitement du Signal »

présentée et soutenue publiquement

par

**Emmanuel PISTONO**

le mardi 11 juillet 2006

---

**Conception et réalisation de filtres microondes  
planaires accordables par varactors, à base de  
structures périodiques**

---

Directeur de thèse : Philippe FERRARI

Codirecteurs de thèse : Anne VILCOT, Lionel DUVILLARET

JURY

M.	Serge TOUTAIN	Professeur des universités, Nantes	, Rapporteur
M.	Serge VERDEYME	Professeur des universités, Limoges	, Rapporteur
M.	Robert PLANA	Professeur des universités, Toulouse	, Examineur
M.	Eric RIUS	Professeur des universités, Brest	, Examineur
M.	Jean-Louis COUTAZ	Professeur des universités, Chambéry	, Examineur
M.	Philippe FERRARI	Professeur des universités, Grenoble	, Directeur de thèse
Mme	Anne VILCOT	Professeur des universités, Grenoble	, Co-directrice de thèse
M.	Lionel DUVILLARET	Professeur des universités, Grenoble	, Co-directeur de thèse



# Remerciements

Ces trois années de thèse ont été l'occasion pour moi de faire de nombreuses rencontres, et d'évoluer autant sur le plan professionnel que sur les plans personnel et familial. Je tiens ici à remercier toutes ces personnes qui m'ont permis de mener à bien ce projet.

Cette aventure a commencé un jour de novembre 2002, jour où j'ai rencontré Philippe Ferrari, alors Maître de conférence au Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation de l'Université de Savoie, pour une proposition de stage de DEA visant à concevoir en microondes l'analogie d'une structure périodique photonique filtrante étudiée en version accordable par Lionel Duvillaret. Outre le sujet déjà très intéressant, la pédagogie et l'écoute de Philippe m'ont tout de suite enchanté à l'idée de pouvoir travailler avec lui. C'est ainsi que j'ai eu la chance de collaborer avec ces deux Enseignants-Chercheurs que sont Philippe et Lionel, personnes qui ne sont pas indifférentes dans mon souhait d'exercer ce métier aux multiples facettes mais dont les dénominateurs communs sont selon moi l'envie de comprendre et d'apprendre à quelqu'un ou de quelqu'un, et qui passe obligatoirement par la case "générosité". Je tiens dès à présent à les remercier très chaleureusement et amicalement pour leurs multiples explications et discussions, pour la confiance, l'attention et la sympathie qu'ils m'ont portées, d'abord pendant ce stage de DEA, puis qu'ils m'ont renouvelées en acceptant d'être codirecteurs de ma thèse. Bien entendu, je n'oublie pas de remercier Anne Vilcot, professeur à l'INPG, qui après m'avoir eu comme étudiant à l'ENSERG, m'a accordé sa confiance en acceptant d'être également codirectrice de ma thèse : merci pour ses encouragements, sa sympathie et pour l'attention et le temps qu'elle a consacrés à mes travaux de recherche durant ces trois années de thèse. J'exprime à ces trois personnes toutes mes reconnaissances, estime et amitiés les plus sincères.

Parmi les personnes qui ont également contribué à ma formation de chercheur, je souhaite remercier Jean-Marc Duchamp, Maître de conférence à l'Université Joseph Fou-

rier, pour nos multiples discussions scientifiques animées sur les structures périodiques. Je pense également à Robert G. Harisson, Professeur à l'Université d'Ottawa, pour le temps qu'il m'a consacré et pour les remarques techniques et linguistiques pertinentes dont il m'a fait part. Je souhaite également remercier Jean-Michel Fournier, Professeur à l'INPG, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux, pour sa gentillesse, sa générosité et pour le temps qu'il a consacré sur le prototype de filtre passe-bas MMIC.

Merci à toutes ces personnes de m'avoir considéré durant ces trois années non pas seulement comme un étudiant, mais comme un chercheur à part entière.

Je suis également reconnaissant à Pierre Sagnet, Professeur et responsable de la spécialité de thèse « Optique et Radiofréquences » à l'INPG, pour son soutien, sa compréhension et sa sympathie que j'ai observés à de nombreuses occasions.

Je tiens à remercier aussi Messieurs Serge Toutain et Serge Verdeyme pour avoir accepté d'être rapporteurs de mon travail de thèse ainsi que Messieurs Eric Riuz et Robert Plana pour avoir accepté d'être examinateurs lors de ma soutenance de thèse.

Merci à Jean-Louis Coutaz et Gilbert Angénieux, actuel et ancien directeurs du LAHC et à Bernard Fléchet, responsable du département EEA de l'Université de Savoie, pour m'avoir permis d'effectuer ma thèse et mon monitorat dans de bonnes conditions. Je remercie par ailleurs Frédéric Garet pour avoir accepté d'être mon tuteur de monitorat auprès du CIES. Merci également à Jean-François Roux pour sa sympathie et ses multiples conseils et discussions : j'espère qu'avec Gwen et Guille, on n'aura pas trop abusé de tes précieux conseils lors de cette dernière année... merci aussi pour m'avoir rappelé combien ma région d'origine « la vallée du Buëch » était une belle et paisible contrée ! Je pense également à tous les autres membres passés et actuels du laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation pour leur accueil : merci à Eric, Hynek, Thierry, Anne-Laure, Darine, Raffi, Mathieu, Benjamin, Stéphane, Stéphane, Siham, Jean-Marie (dit « Jeannot le rigolo »), Michel, Trang, Cédric, Pascal, Anne, Fred, Fernanda et Dédé. Merci également à Vincent pour les sorties Kayak. Un merci tout particulier à mes successifs « collègues de bureau » qui durant ces trois années de thèse sont passés du rang de collègues à celui d'amis. Par ordre d'apparition, je souhaite alors remercier Hervé Eusèbe, Gwenaël Gaborit et Guillermo Martin. Comme pour tout thésard qui se respecte, vinrent les moments de doute sur mon travail de recherche et sur ma petite personne ; mes questions phy-

siques et métaphysiques ont alors pu être apaisées par nos multiples discussions dans ce bureau au fond du deuxième étage du bâtiment Chablais : je les remercie grandement pour m'avoir donné la pêche et rendu le sourire dans ces moments. Et notamment, merci Eusébius pour m'avoir accordé ta confiance un certain samedi de septembre 2005 lors d'un périple en pays polonais, merci aussi pour la cure de raisin ! merci Guillé qui, dans mes souvenirs, doit être à l'origine d'un mythe : les simulations sous CorelDraw... et merci pour ton jambon d'Espagne ! et enfin merci Gaby pour ma formation accélérée en bières de garde, pour les casse-tête et pour avoir battu le record de longévité de partage de bureau (plus de 35 mois !), les deux autres compères ayant choisi entre temps d'aller voir ailleurs... Oups, je pense avoir oublié le quatrième mousquetaire Jérôme Piquet qui, à défaut d'avoir partagé mon bureau en tant que membre permanent, l'a partagé en tant que membre « occasionnel ». Merci Jérôme pour ta sympathie, pour ton vin et pour ce qui va avec.

Je pense également à mes amis « d'avant la thèse » auprès desquels je m'excuse de n'avoir pu passer plus de temps avec eux depuis trois ans. Tout d'abord merci à Vincent pour toutes ces soirées passées à danser dans les bals de villages et pour tous les autres bons moments qu'on a vécu ensemble. Merci aussi à Anne-Laure et Patrice pour les discussions acharnées sur la question : « lequel de ces deux départements est le plus... : Les Hautes-Alpes ou la Haute-Savoie ? ». Merci également à Nico, Laure et Philippe que j'ai rencontrés à l'ENSERG, et qui à chacune de nos trop rares retrouvailles me donnent l'impression de ne les avoir quittés que la veille !

Bien sûr, je ne peux oublier de remercier mes parents qui m'ont toujours fait confiance en me laissant choisir par moi-même ce que je voulais faire. Je les en remercie énormément et pense très fort à eux. Merci également à mes frères et soeurs et à leurs familles respectives : merci Tito-Marie-Mél-Cyril-Lili, Cécile-Jeff-Lucile-Camille-Delphine, Bernard-Juju-Nico-Max, Denis-Flo-Mat-Gui-Titia-Johan, Dominique-Sandrine-Thomas-Sarah, Michel-Muriel-Simon-Célia, Marie-Lionel-Léo-Antoine et Anne-Manu-Etienne-Jules pour l'amitié ou plutôt la fraternité qu'ils m'ont portées depuis toujours. Merci pour tous ces moments de bonheur déjà partagés. Merci également aux parents d'Adeline et à ses frères pour m'avoir accueilli au sein de leur famille.

Enfin, je remercie la personne qui a participé au premier plan à cette aventure qu'a été

ma thèse. Merci Adeline de m'avoir supporté et soutenu pendant ces années, et notamment ces six mois. Merci pour ta gentillesse, ta compréhension et pour les moments heureux déjà passés. Merci pour tes corrections « automatiques » et « orthographiques » qui nous ont emmenés vers des discussions passionnées. Merci enfin pour ce joli cadeau que tu m'as offert : notre petit Basile ! Je pense à vous très tendrement et nous souhaite plein de joyeuses années ensemble.







# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Filtres microondes planaires accordables : État de l'Art</b>	<b>5</b>
1.1 Dispositifs microondes accordables . . . . .	5
1.1.1 Exemple d'application . . . . .	5
1.1.2 Technologies utilisées pour réaliser l'accord . . . . .	6
1.1.2.1 Transducteurs piézoélectriques . . . . .	7
1.1.2.2 Transducteurs photoconducteurs . . . . .	8
1.1.2.3 Substrats commandables . . . . .	9
1.1.2.4 Varactors micro-électro-mécaniques (MEMS) . . . . .	11
1.1.2.5 Varactors à jonctions semiconductrices . . . . .	12
1.2 Filtres accordables dans le domaine microonde . . . . .	13
1.2.1 Rappels sur la notion de gabarit de filtre . . . . .	13
1.2.2 Facteurs de mérite de filtres microondes . . . . .	15
1.2.2.1 Facteurs de mérite de filtres microondes non-accordables . . . . .	16
1.2.2.2 Facteurs de mérite de filtres microondes accordables . . . . .	17
1.2.3 Filtres passe-bande microondes planaires accordables . . . . .	19
1.2.3.1 Éléments localisés . . . . .	20
1.2.3.2 Structures périodiques à bandes interdites électromagnétiques . . . . .	21
1.2.3.3 Résonateurs quart d'onde . . . . .	21
1.2.3.4 Résonateurs demi-onde . . . . .	23
1.2.3.5 Résonateurs en boucle fermée . . . . .	25
1.2.3.6 Résonateurs DBR . . . . .	26
1.2.3.7 Résonateurs « patch » . . . . .	26

1.2.4	Étude comparative de filtres accordables . . . . .	26
1.2.4.1	Filtres accordables en fréquence centrale . . . . .	26
1.2.4.2	Filtres double accord . . . . .	29
1.2.5	Conclusion . . . . .	33
<b>2</b>	<b>Résonateur accordable à bandes interdites électromagnétiques</b>	<b>35</b>
2.1	Étude théorique du résonateur à Bandes Interdites Électromagnétiques . .	36
2.1.1	Topologie du résonateur–Principe . . . . .	36
2.1.2	Interféromètre de Fabry-Pérot plan-parallèle . . . . .	38
2.1.3	Principe du résonateur à BIE microonde . . . . .	39
2.2	Résultats de filtres accordables à base de résonateurs à BIE . . . . .	44
2.2.1	Ligne de propagation coplanaire . . . . .	45
2.2.2	Validation de l'accord mécanique du résonateur . . . . .	47
2.2.2.1	Conception du résonateur fixe . . . . .	47
2.2.2.2	Résultats du résonateur fixe . . . . .	47
2.2.2.3	Accord mécanique du résonateur à 4 GHz . . . . .	50
2.2.3	Filtre accordable électriquement . . . . .	51
2.2.3.1	Conception du filtre . . . . .	51
2.2.3.2	Résultats du filtre réalisé . . . . .	55
2.2.4	Conclusion de l'étude et améliorations envisagées . . . . .	59
<b>3</b>	<b>Filtres passe-bas accordables en bande passante</b>	<b>61</b>
3.1	Etude théorique de la structure périodique . . . . .	62
3.1.1	Topologie étudiée–Principe . . . . .	62
3.1.2	Détermination de l'impédance caractéristique d'une cellule élémentaire . . . . .	66
3.1.3	Impédance d'entrée de la structure périodique . . . . .	68
3.1.3.1	Expression de l'impédance d'entrée en module et phase . .	68
3.1.3.2	Extrema de l'impédance d'entrée . . . . .	69
3.1.4	Coefficient de réflexion en entrée de la structure périodique . . . . .	71
3.1.5	Critères de conception de la structure périodique . . . . .	72
3.1.5.1	Détermination du taux d'ondulation à basse fréquence . .	72

3.1.5.2	Droite de réjection de la structure périodique . . . . .	73
3.1.5.3	Longueur électrique optimale des cellules élémentaires . .	74
3.1.6	Méthode de conception appliquée à un exemple . . . . .	75
3.1.6.1	Structure périodique non tapérisée . . . . .	75
3.1.6.2	Structure périodique tapérisée optimisée . . . . .	76
3.2	Résultats de filtres passe-bas accordables en technologie CPW . . . . .	79
3.2.1	Dispositifs hybrides . . . . .	79
3.2.1.1	Présentation des trois filtres réalisés . . . . .	79
3.2.1.2	Filtre hybride avec cellules de tapérisation fixes . . . . .	80
3.2.1.3	Filtre hybride avec cellules de tapérisation accordables si- multanément avec les cellules centrales . . . . .	83
3.2.1.4	Filtre hybride avec cellules de tapérisation accordables in- dépendamment des cellules centrales . . . . .	84
3.2.2	Dispositif MMIC . . . . .	87
3.2.2.1	Conception du filtre MMIC . . . . .	87
3.2.2.2	Résultats du filtre réalisé . . . . .	90
3.2.2.3	Améliorations envisagées . . . . .	92
3.2.3	Conclusion de l'étude . . . . .	95

#### **4 Filtre passe-bande accordable en bande passante et en fréquence cen- trale 97**

4.1	Étude théorique du filtre à base de résonateurs à onde lente couplés en série	98
4.1.1	Topologie étudiée–Principe . . . . .	99
4.1.2	Impédance caractéristique du résonateur et détermination des cri- tères de conception . . . . .	102
4.1.3	Critères de conception . . . . .	105
4.1.3.1	Capacités de charge $C_p$ et $C_s$ du résonateur à onde lente couplé . . . . .	105
4.1.3.2	Longueur électrique optimale du résonateur . . . . .	106
4.1.3.3	Abaques de conception . . . . .	106
4.1.4	Méthode de conception appliquée . . . . .	108

4.2	Résultats de filtres passe-bande . . . . .	109
4.2.1	Filtre hybride fixe . . . . .	110
4.2.1.1	Conception du filtre trois pôles . . . . .	110
4.2.1.2	Résultats du filtre réalisé . . . . .	111
4.2.2	Filtre passe-bande hybride accordable en fréquence centrale et en bande passante . . . . .	114
4.2.2.1	Conception du filtre deux pôles double accord . . . . .	114
4.2.2.2	Résultats du filtre réalisé . . . . .	116
4.2.2.3	Contribution des pertes varactors et CPW aux pertes totales du filtre . . . . .	119
4.2.3	Comparaison de filtres accordables basés sur des lignes de propagation chargées périodiquement par des capacités . . . . .	121
4.2.4	Conclusion de l'étude et améliorations envisagées . . . . .	123
	<b>Conclusion</b>	<b>125</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>128</b>





# Introduction

La conception de filtres compacts et performants constitue un grand défi dans le domaine RF/microondes. L'intégration de systèmes de transmission sans fil pour ces gammes de fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission-réception (antennes, filtres, amplificateurs, etc.). Dans le cas de récepteurs multibandes, l'utilisation de plusieurs filtres (dédiés à chaque bande de fréquences, ou ensemble de canaux de réception) doit être évitée puisqu'elle consomme une surface importante. Ainsi, le filtre accordable est une solution intéressante à ce problème de superficie, sa réponse fréquentielle pouvant être modifiée afin de sélectionner les diverses bandes de fréquences utiles du récepteur multibandes.

Le grand nombre de publications démontrant l'accord de la fréquence centrale ( $f_0$ ) de filtres passe-bande prouve l'intérêt porté par la communauté scientifique pour ces dispositifs reconfigurables. Cependant, les filtres passe-bande accordables en fréquence centrale présentent généralement une variation non désirée de la bande passante sur la plage d'accord de  $f_0$ . Ainsi, la recherche dans le domaine des filtres présentant le double accord simultané de la bande passante et de la fréquence centrale s'est développée ces trois dernières années pour pallier notamment ce problème de fluctuation de la bande passante. En outre, ces filtres passe-bande, dits filtres double accord, présentent d'autres intérêts puisqu'ils peuvent être utilisés pour sélectionner des bandes de fréquences variables, centrées sur des fréquences distinctes, et dédiées à des applications ou standards de communication différents.

Par ailleurs, il s'est toujours avéré nécessaire de développer des méthodes de conception simples [1], efficaces et en adéquation avec les outils de calcul dont disposent les concepteurs de circuits radiofréquences. Ainsi, depuis plus d'un demi-siècle, de nombreuses méthodes de conception de filtres RF/microondes adaptées aux diverses topologies de filtres ont été élaborées et présentées dans de multiples ouvrages. Cette double problématique



(topologie de filtre - méthode de synthèse associée) reste encore aujourd'hui au coeur de la recherche en filtrage pour acquérir entre autre des outils de conception fiables permettant d'obtenir des performances de plus en plus accrues dans des technologies données. Enfin, la mise à disposition d'outils simples et efficaces de conception de dispositifs haute fréquence pour des concepteurs de circuits en microélectronique classique « basse fréquence » semble également pertinente et doit être prise en compte.

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse concerne trois topologies de filtres radiofréquences et microondes. Des études théoriques basées sur des modélisations semi-réparties des structures étudiées (prenant en considération un modèle réparti des lignes de propagation et un modèle localisé des capacités ou varactors considérés) sont développées pour obtenir des règles de conception simples. Les outils logiciels actuels de simulation et d'optimisation de circuits microondes étant suffisamment efficaces pour les structures étudiées, une rapide optimisation des filtres calculés (considérant les modèles électriques réels des lignes de propagations et capacités) est alors nécessaire pour répondre aux gabarits attendus et améliorer notamment l'adaptation dans la bande passante. Des prototypes de filtres sont ensuite présentés pour chacune de ces topologies pour des fréquences de travail allant de 0,5 à 9 GHz. Les mesures de ces dispositifs, appuyées par des simulations circuit et électromagnétiques, valident les études théoriques proposées.

Après un bref descriptif des différents types de dispositifs accordables microondes et de leurs applications, le premier chapitre de ce manuscrit propose un état de l'art sur les filtres microondes accordables. Des facteurs et figures de mérite sont alors développés pour comparer les performances de ces filtres notamment en termes d'accord et de superficie.

Le second chapitre présente une topologie de filtre basée sur un résonateur microonde de type Fabry-Pérot constitué d'un résonateur demi-onde inséré entre deux réflecteurs de Bragg. L'accord de la fréquence centrale du résonateur est obtenu électriquement en chargeant le résonateur demi-onde par une capacité variable (varactor) en parallèle entre le conducteur et la masse. Les mesures en petit et grand signal d'un prototype de filtre accordable en technologie hybride à 9 GHz sont présentées. Une conclusion résume l'étude et présente les inconvénients de telles structures en termes de taille, pertes d'insertion, accord et plages de réjection.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude d'une topologie de filtre passe-bas compact

basée sur une ligne de propagation périodiquement chargée par des éléments capacitifs. Une méthode de conception basée sur l'étude de l'impédance d'entrée de la structure périodique permet d'obtenir une structure de filtre présentant une large bande rejetée, et une forte sélectivité. L'optimisation des cellules latérales permet d'améliorer l'adaptation dans la bande passante. Les résultats de trois filtres accordables hybrides autour de 0,5 GHz et d'un filtre MMIC accordable autour de 4,3 GHz sont présentés. L'origine des fortes pertes d'insertion du dispositif MMIC est expliquée.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à la conception de filtres passe-bande compacts double accord. Ces filtres sont basés sur la mise en cascade de résonateurs à onde lente couplés en série. L'approche théorique repose sur l'étude de l'impédance caractéristique d'un unique résonateur à partir de laquelle des relations de conception et une méthode de synthèse sont déduites. L'optimisation des résonateurs latéraux permet ici encore d'obtenir le filtre répondant au gabarit désiré. Les mesures d'un prototype fixe à 0,7 GHz valident une étude de sensibilité des valeurs des capacités sur les paramètres  $S$  du filtre. Enfin, les résultats d'un filtre double accord autour de 0,7 GHz démontrent les performances de cette structure de filtre en termes de dimensions, d'accords et de bande rejetée.



# Chapitre 1

## Filtres microondes planaires accordables : État de l'Art

### 1.1 Dispositifs microondes accordables

#### 1.1.1 Exemple d'application

Pour répondre aux besoins de reconfigurabilité des systèmes d'émission-réception multi-bandes tout en évitant la multiplication des chaînes de transmission au sein d'un même système, plusieurs architectures radiofréquences reconfigurables ont été proposées [2–7]. La figure 1.1 présente l'architecture proposée par Rebeiz [5], architecture d'une chaîne d'émission-réception tri-bandes de téléphonie sans fil. Cette solution montre l'intérêt évident apporté par les dispositifs accordables. Ainsi, les antennes, commutateurs, adaptateurs d'impédance et filtres accordables permettent de traiter les diverses bandes de fréquences dévolues à chaque standard (par exemple : GSM 900, DCS 1800, PCS 1900, UMTS) tout en réduisant les dimensions. Les bandes allouées à chaque standard ne présentant pas les mêmes largeurs de spectre utile (voir tableau 1.1), les filtres accordables en fréquence centrale mais aussi en bande passante peuvent alors être d'une grande utilité pour remplacer dans l'exemple de la figure 1.1 les filtres en entrée de chaîne d'émission-réception (front-end).

Les filtres microondes accordables peuvent être utilisés dans d'autres types d'applications commerciales, mais également militaires, ou encore dans des systèmes de mesure [8–10].

D'autres dispositifs accordables comme les diviseurs de puissance ou les déphaseurs présentent un réel intérêt, par exemple pour réaliser des réseaux d'antennes à balayage.

Standards de téléphonie mobile	GSM	DCS 1800	PCS 1900	UMTS
Plages de fréquence en émission (MHz)	890-915	1710-1785	1850-1910	1920-1980
Plages de fréquence en réception (MHz)	935-960	1805-1880	1930-1990	2110-2170

Tableau 1.1: Plages de fréquences allouées aux standards GSM 900, DCS 1800, PCS 1900, UMTS [11].

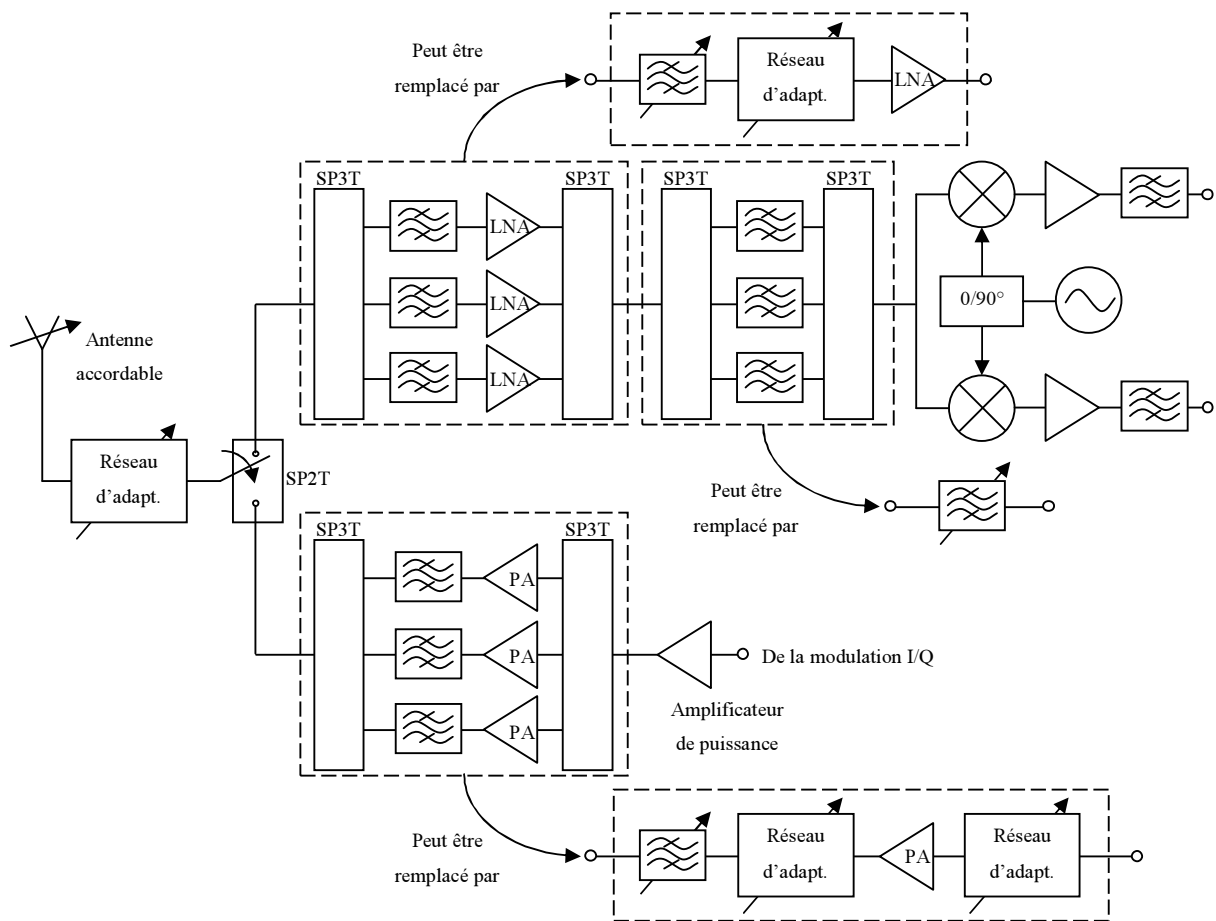


Figure 1.1: Architecture d'une chaîne d'émission-réception tri-bandes de téléphonie sans fil proposée par Rebeiz [5].

### 1.1.2 Technologies utilisées pour réaliser l'accord

Plusieurs voies technologiques sont actuellement utilisées pour réaliser l'accord des dispositifs microondes à partir d'une commande électrique :

- les transducteurs piézoélectriques ;

- les transducteurs photoconducteurs ;
- les matériaux commandables (ferroélectriques, magnétoélectriques, cristaux liquides) ;
- les varactors micro-électro-mécaniques (MEMS, de l’anglais Micro-Electro-Mechanical Systems) ;
- les varactors à jonctions semiconductrices.

Nous allons présenter un aperçu de ces différentes technologies. Après un bref rappel du principe utilisé pour chacune de ces voies technologiques, des exemples de résultats pertinents seront cités afin de permettre au lecteur de trouver « matière à réflexion » et à comparaison.

### 1.1.2.1 Transducteurs piézoélectriques

La piézoélectricité est la propriété que possèdent certains matériaux à se polariser électriquement sous l’action d’une force mécanique (effet direct) et, réciproquement, à se déformer lorsqu’on leur applique un champ électrique (effet inverse). C’est cet effet inverse qui est utilisé pour commander le positionnement, à une hauteur  $h$  au-dessus d’une ligne de propagation, d’un matériau perturbateur (voir figure 1.2), le plus souvent diélectrique. Ceci permet alors de perturber le champ électromagnétique situé au-dessus de la ligne de propagation en modifiant la permittivité effective de la ligne. Ainsi, la vitesse de propagation et l’impédance caractéristique sont également modifiées, rendant le système accordable. Ce principe a été utilisé principalement pour les déphaseurs [12,13] et les filtres accordables [13–16].

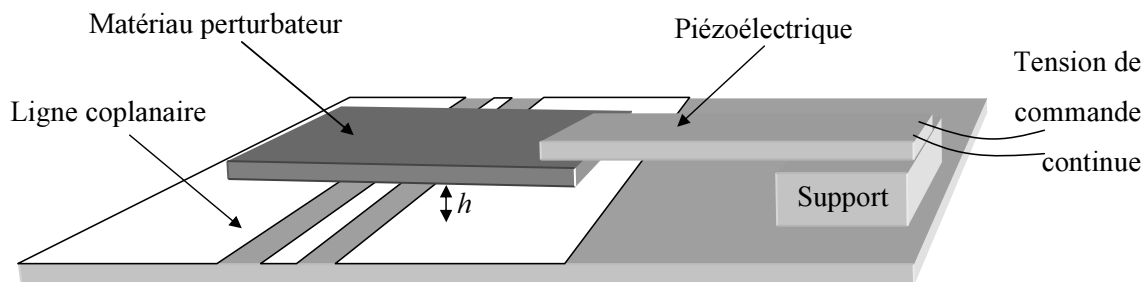


Figure 1.2: Exemple de ligne de propagation coplanaire perturbée par un matériau placé à une hauteur  $h$  au-dessus de la ligne par effet piézoélectrique.

Ces dispositifs permettent d’obtenir de fortes variations de la permittivité effective de la ligne de propagation (jusqu’à un facteur 4) induisant ainsi de fortes variations des propriétés électriques des lignes perturbées. De plus, les dispositifs présentent de faibles

perces [13] et sont adaptés aux applications à forte puissance. En revanche, la commutation (mécanique) de tels dispositifs est lente. Enfin, l'utilisation de ces dispositifs d'accord dans des systèmes de transmission embarqués est peu adaptée, en raison des fortes tensions d'activation à appliquer (généralement  $>50$  ou  $100$  V), d'une délicate mise en boîtier et d'une mauvaise immunité aux vibrations. Cependant, de tels dispositifs peuvent être utiles pour des systèmes de mesure ou dans des stations de base subissant peu de contraintes mécaniques.

### 1.1.2.2 Transducteurs photoconducteurs

Deux types de contrôle optique sont généralement distingués [17] :

- le contrôle optique direct basé sur l'effet photoconducteur, modifiant les caractéristiques microondes et électriques du substrat dans la zone d'éclairement ;
- le contrôle optique indirect, basé sur l'effet photovoltaïque ou photoconducteur. Ce contrôle indirect n'est pas abordé ici. En effet, un composant intermédiaire est nécessaire pour convertir le signal optique en signal électrique. Le réel élément d'accord, du type varactor à semiconducteur par exemple, utilise ensuite le signal électrique converti. Les pertes d'insertion et plages d'accord du système dépendent principalement du varactor utilisé et non de l'élément intermédiaire.

L'effet photoconducteur, utilisé pour le contrôle optique direct, repose sur la conversion de photons en paires électron-trou dans un substrat semiconducteur [18]. La génération des paires électron-trou, à un endroit précis du composant (voir figure 1.3) par une source optique d'énergie supérieure à la bande interdite du matériau, modifie localement la conductivité et la permittivité du substrat.

La variation obtenue des propriétés du substrat dépend de la puissance du signal lumineux incident et de la tension continue appliquée [18, 20] (voir aussi des exemples de réalisations de déphaseurs [18, 21, 22] et de filtres accordables [20, 23, 24]). Ce type d'accord nécessite l'utilisation de systèmes à base de fibres optiques, ce qui peut être encombrant. Cependant, la co-réalisation des circuits microondes monolithiques intégrés (MMIC) et optiques intégrés sur un seul et même substrat permet de diminuer les dimensions et de rendre l'ensemble plus compact [18]. Enfin, les pertes d'insertion doivent être améliorées

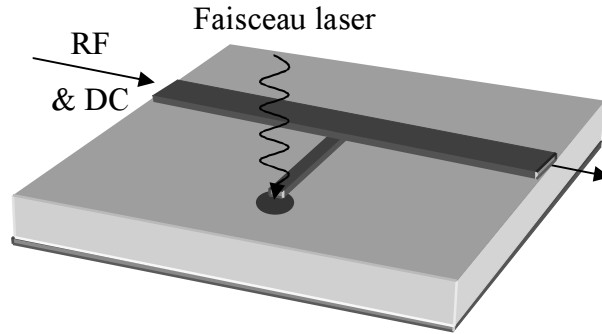


Figure 1.3: Exemple de contrôle optique de la fréquence de résonance d'un filtre coupe-bande en technologie microruban [19].

afin de rendre l'approche optomicroonde compétitive par rapport aux MEMS et jonctions semiconductrices.<sup>1</sup>

### 1.1.2.3 Substrats commandables

Nous présentons ici trois types de technologies basées sur des matériaux capables de voir modifiée, sous l'application d'un champ électrique ou magnétique, soit leur permittivité soit leur perméabilité. Ces matériaux sont généralement utilisés sous forme de couches minces déposées sur un substrat mécanique. Ainsi, contrairement à l'influence locale présentée par des varactors du type MEMS ou semiconducteur, l'effet exercé par ces substrats commandables est distribué sur tout ou partie de la surface du dispositif.

#### *a) Matériaux ferromagnétiques*

Le ferromagnétisme est la propriété qu'ont certains corps de s'aimanter très fortement sous l'effet d'un champ magnétique extérieur statique, et pour certains (aimants, matériaux magnétiques durs) de garder une aimantation importante même après la disparition du champ extérieur. Cette propriété résulte du couplage collectif des spins entre centres métalliques d'un matériau ou d'un complexe de métaux de transitions, les moments de tous les spins étant orientés de la même façon au sein du milieu. La perméabilité du matériau ferromagnétique est ainsi modifiée sous l'action de ce champ magnétique. Citons quelques exemples de déphaseurs [25,26] et de filtres [27–33] accordables ferromagnétiquement. L'inconvénient majeur limitant l'intégration de ces dispositifs est la nécessité d'avoir un champ magnétique de commande important, ce qui est obtenu par des électro-aimants

<sup>1</sup>Un état de l'art dédié aux dispositifs à contrôle optique est présenté dans [18].



encombrants et consommateurs de puissance électrique.

### *b) Matériaux ferroélectriques*

De manière duale vis-à-vis des matériaux ferromagnétiques, les matériaux ferroélectriques ont la particularité d'avoir une permittivité diélectrique variable sous l'effet d'un champ électrique statique. Ils permettent donc également de réaliser des systèmes accordables en fréquence [34]. Le développement récent des techniques de dépôts en couches minces a entraîné un regain d'intérêt pour ces matériaux. En effet, l'utilisation des matériaux ferroélectriques à l'état massif présentait de nombreux inconvénients tels que de fortes pertes, ou de fortes tensions de polarisation. L'utilisation de films ferroélectriques permet de minimiser ces problèmes [35] ; des capacités localisées ont alors pu être réalisées avec ces films ferroélectriques [36, 37] avec des facteurs de qualité comparables à ceux des diodes à jonctions semiconductrices et des valeurs de capacité variant dans un rapport  $C_{\max}/C_{\min}$  supérieur à 3 (pour une tension appliquée inférieure à 10 V). Plusieurs déphaseurs accordables [38–45] ont été réalisés à base de matériaux ferroélectriques, ainsi que des adaptateurs d'impédance [46, 47], et des filtres accordables [48–55].<sup>2</sup>

### *c) Cristaux liquides*

Généralement utilisés pour leurs propriétés optiques, les cristaux liquides présentent un tenseur de permittivité dont les coefficients peuvent être modifiés par un champ électrique ou magnétique basse fréquence. Dans le cas des cristaux liquides thermotropes constitués de molécules de forme allongée et utilisés pour l'accord microonde, ces molécules peuvent être orientées dans une direction donnée selon le champ électrique de commande appliqué. Ainsi, la permittivité du substrat à cristaux liquides va être modifiée, permettant alors de commander la longueur électrique d'une ligne de propagation. Les tensions de commande de ces substrats sont relativement faibles, généralement inférieures à une quinzaine de volts. Cependant, les temps de réponse de ces matériaux sont importants, typiquement supérieurs à la milliseconde. De plus, l'intégration de dispositifs accordables basés sur de tels substrats paraît difficile dans des technologies standard du type Bi-CMOS. Les dispositifs microondes commandés basés sur cette technologie sont principalement les

---

<sup>2</sup>Un état de l'art dédié aux matériaux ferroélectriques est présenté dans [35].

déphaseurs [56–60] ainsi que les antennes [57, 61, 62]<sup>3</sup>.

#### 1.1.2.4 Varactors micro-électro-mécaniques (MEMS)

Depuis les années 1985 jusqu’aux années 2000, la fréquence de coupure des diodes à semiconducteurs (par exemple les diodes p-i-n GaAs ou InP) a peu évolué, passant de l’ordre de 500 GHz à 2000 GHz. Les varactors MEMS microondes développés depuis 1990 (premier varactor MEMS microonde [63]) ont permis de franchir ce verrou technologique [5] et d’atteindre de bonnes performances en termes de fréquence de coupure et de facteur de qualité ( $Q > 100$  aux fréquences microondes). Ce pas en avant autorise le développement de nouveaux circuits accordables adaptés aux besoins actuels.

Plusieurs types de commandes peuvent être utilisés (électrostatique, magnétostatique, piézoélectrique, ou thermique) pour rendre accordables les varactors MEMS. La commande électrostatique est la technique la plus utilisée car c’est la moins consommatrice d’énergie, la plus rapide en terme de commutation et celle conduisant à la plus forte intégration. Deux configurations typiques de varactors MEMS analogiques sont présentées à la figure 1.4. Nous entendons par varactor analogique, un varactor présentant une capacité pouvant prendre toutes les valeurs comprises entre ses deux valeurs extrêmes  $C_{\min}$  et  $C_{\max}$ , par opposition avec le varactor discret qui ne présente qu’un nombre fini de valeurs.

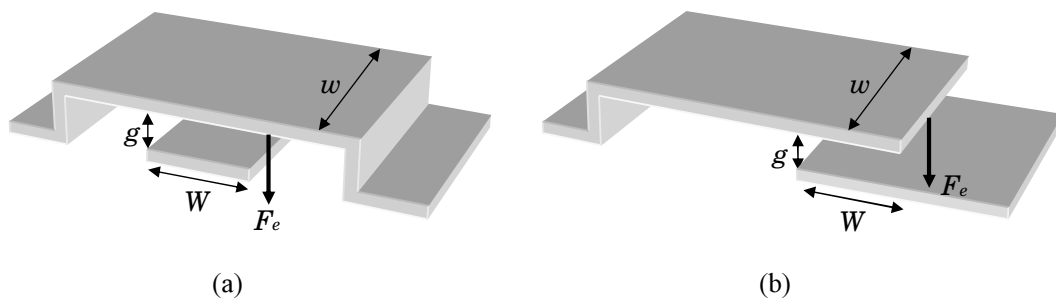


Figure 1.4: Configurations typiques de varactors MEMS analogiques. (a) poutre à double encrage (pont) et (b) poutre à simple encrage (cantilever).

Lorsqu’une tension continue est appliquée entre la poutre de largeur  $w$  et l’électrode de largeur  $W$ , une force électrostatique  $F_e$  est exercée sur cette poutre comme le montre la figure 1.4, force proportionnelle à  $w$  et  $W$ . Cette force  $F_e$  va alors contraindre la poutre à se déformer et à se rapprocher de l’électrode fixe, diminuant alors la distance  $g$ . La capacité

<sup>3</sup>Un état de l’art dédié aux dispositifs accordables à base de cristaux liquides est présenté dans [62]

présentée par le varactor, correspondant en première approximation à la capacité plan entre les deux électrodes ( $C = \varepsilon_0 \frac{Ww}{g}$ ), va alors augmenter.

Les avantages principaux de ce type de varactor sont liés à son fort facteur de qualité, pouvant être supérieur à 300 aux fréquences millimétriques, et à son bon rapport  $C_{\max}/C_{\min}$  pouvant être supérieur à 3 ou 4 pour des architectures optimisées de varactors MEMS. De plus, ces dispositifs sont très linéaires tant que la tension de commande DC reste très inférieure à la valeur efficace de la tension RF (le point d'interception d'ordre 3 est supérieur à 40 ou 50 dBm [5,64]). Dans le cas des filtres accordables et des adaptateurs d'impédance, ces dispositifs sont donc bien appropriés puisqu'ils peuvent être utilisés aussi bien à l'émission (en forte puissance) qu'à la réception (plus faible puissance) de systèmes de transmission sans fil. De plus, ces dernières années, l'effort a également porté sur la fiabilité de ce type de dispositif (voir par exemple [5,65]). Des mesures à faible puissance (<5 mW) ont montré un nombre de cycles de commutations réalisables dépassant les 60 milliards. En revanche, le temps de commutation de ces varactors est encore lent (de l'ordre de la  $\mu\text{s}$ ). De plus, leur intégration reste difficile et leur encapsulation doit être améliorée. Enfin, les tensions d'activation de ces varactors tendent à se rapprocher des tensions appliquées sur les varactors à semiconducteurs (<25 V).

Les atouts des varactors MEMS leur ont valu un grand nombre de travaux publiés ces dernières années dans le domaine des dispositifs accordables, les performances étant généralement très bonnes en termes d'accordabilité, et de pertes d'insertion aux fréquences de fonctionnement. Citons par exemple les déphaseurs [66–68], les adaptateurs d'impédance [69–76], les diviseurs de puissance [77], et enfin les nombreux filtres accordables [3, 10, 78–97].

#### 1.1.2.5 Varactors à jonctions semiconductrices

Afin d'obtenir un varactor à jonctions semiconductrices, plusieurs solutions sont envisageables parmi lesquelles nous pouvons citer les diodes p-n, les diodes Schottky, les transistors bipolaires, les transistors AMOS, etc. Le principe de ces varactors consiste alors à commander la tension de polarisation du dispositif en régime de fonctionnement inverse : ainsi, le comportement prédominant de la diode ou du transistor est défini par sa capacité de jonction variable en fonction de la tension continue de polarisation. Cer-

taines de ces solutions (par exemple les diodes Schottky ou diodes GaAs hyper-abruptes) sont spécialement étudiées pour maximiser le rapport  $C_{\max}/C_{\min}$  pouvant atteindre des valeurs supérieures à 6 ou 8, ainsi que le facteur de qualité (lequel ne dépasse cependant pas la centaine au-delà de la dizaine de GHz). Bien que présentant des pertes relativement fortes au-delà de la dizaine de GHz, les atouts de cette technologie sont multiples. Tout d'abord, l'intégration de tels dispositifs est actuellement bien maîtrisée. De plus, la tension d'activation est relativement faible ( $<10$  V) et le temps de commutation est bien meilleur que celui obtenu en technologie MEMS notamment. Néanmoins, la non-linéarité de ces dispositifs limite leur utilisation à des applications faible puissance ( $<$  quelques dBm), excepté pour des applications utilisant ce phénomène [98–101].

De multiples travaux, publiés depuis une trentaine d'années, dans le domaine des dispositifs microondes accordables, ont montré la pertinence de cette technologie d'accord jusqu'à la dizaine de GHz. Sont cités ici des exemples de dispositifs accordables à base de jonctions semiconductrices constituant l'état de l'art dans ce domaine : les déphaseurs [17, 102–106], les adaptateurs d'impédance [107–109], les antennes [110–114], et enfin les filtres accordables [8, 115–137].

*Remarque : les jonctions p-i-n sont également utilisées pour l'accord de dispositifs microondes. Ces diodes étant utilisées en temps que commutateurs, l'accord obtenu est un accord discret et non continu (voir par exemple le filtre double accord de Lugo [137]).*

## 1.2 Filtres accordables dans le domaine microonde

Après avoir rappelé des notions sur le filtrage, des facteurs de mérite permettant la comparaison de filtres passe-bande et passe-bas accordables vont être proposés et discutés. Les différentes topologies de filtres étudiées en version accordable seront alors présentées. Ensuite, des figures de mérite permettront de comparer les filtres RF/microondes accordables en fréquence centrale récemment publiés. Enfin, une étude comparative résumera les performances des filtres double accord existants.

### 1.2.1 Rappels sur la notion de gabarit de filtre

Un filtre idéal est un quadripôle qui permet la transmission sans pertes dans des plages de fréquences données et une réjection infinie dans toutes les autres plages de fréquences.

De telles caractéristiques idéales ne peuvent pas être obtenues ; le but de la conception de filtres est donc d'approcher les spécifications avec une tolérance acceptable [138]. Quatre catégories de filtres peuvent être répertoriées :

- les filtres passe-bas qui ne laissent passer que les fréquences inférieures à la fréquence de coupure  $f_c$  et qui rejettent les fréquences supérieures à  $f_c$  ;
- les filtres passe-haut qui rejettent les fréquences inférieures et transmettent les fréquences supérieures à  $f_c$  ;
- les filtres passe-bande qui permettent la transmission uniquement dans une bande de fréquences  $\Delta f$  centrée sur la fréquence centrale  $f_0$  et qui interdisent la transmission hors de cette bande passante ;
- les filtres coupe-bande ou réjecteurs qui sont le complément des filtres passe-bande.

Dans la suite, nous nous intéresserons prioritairement aux filtres passe-bande. La figure 1.5 représente le module  $|S_{21}|$  de deux filtres passe-bande fixes non idéaux présentant les mêmes caractéristiques dans la bande passante mais des atténuations hors bande passante différentes.

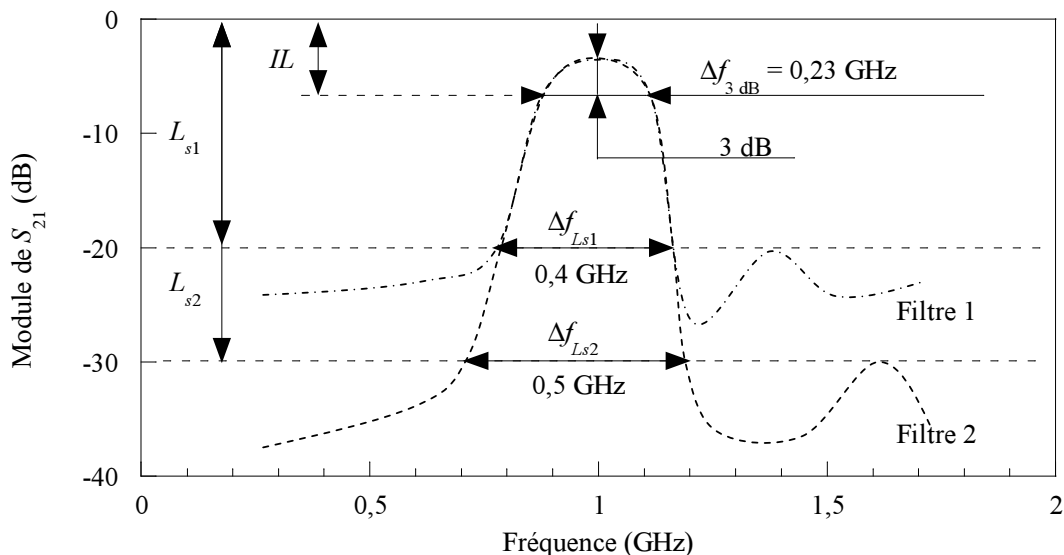


Figure 1.5: Modules  $|S_{21}|$  de deux filtres passe-bande non idéaux présentant les mêmes caractéristiques dans la bande passante (mêmes pertes d'insertion, adaptation dans la bande passante, facteur de qualité et pentes des droites de réjection) mais des niveaux de réjection hors bande passante différentes.

La figure 1.5 permet de définir les nombreux critères utiles pour quantifier les performances d'un filtre. Parmi ces critères, les plus importants sont :

- la fréquence centrale du filtre  $f_0$  et sa bande passante  $\Delta f$  (par défaut, la bande passante considérée est la bande passante à  $-3$  dB appelée  $\Delta f_{3\text{dB}}$ ) ou son facteur de qualité (chargé)  $Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3\text{dB}}}$  ;
- les pertes d'insertion  $IL$  dans la bande passante du filtre ;
- l'adaptation  $RL$  ou le taux d'ondulation dans la bande passante ;
- la pente des droites de réjection ou le facteur de forme  $F'_s = \frac{\Delta f_{3\text{dB}}}{\Delta f_{L_s\text{dB}}}$  où  $\Delta f_{L_s\text{dB}}$  correspond à la largeur de la bande passante à  $-L_s$  dB ;
- la largeur (en Hz) et la profondeur  $L'_s$  (en dB) de la bande rejetée ;
- les dimensions du filtre ;
- l'accord de la fréquence centrale et/ou de la bande passante pour les filtres accordables.

Ainsi, l'existence de ces nombreux critères rend la comparaison des différentes topologies de filtres très compliquée, notamment pour les filtres accordables.

De nombreuses méthodes de synthèse de filtres RF/microondes adaptées aux diverses topologies de filtres ont été élaborées pour répondre aux gabarits de filtrage désirés. Parmi ces méthodes de conception, nous pouvons citer par exemple « la méthode des pertes d'insertion » très largement utilisée, mais également « la méthode des paramètres images », méthodes décrites dans de nombreux ouvrages [138, 139] ou encore des méthodes numériques telles que « la méthode des matrices de couplage » décrite dans [34].

*Remarque : dans l'exemple de la figure 1.5,  $L_s$  est pris égal à  $L'_s$ . Dès à présent, nous considérerons toujours ce critère où  $L_s = L'_s$ . Ainsi, le facteur de forme  $F'_s$  est défini pour une profondeur de bande rejetée donnée. En pratique, ce critère sera considéré en bande étroite car peu de publications présentent les mesures en large bande des filtres réalisés.*

## 1.2.2 Facteurs de mérite de filtres microondes

Comme nous l'avons vu, de nombreux critères sont nécessaires pour quantifier les performances d'un filtre fixe ou accordable. Par ailleurs, la comparaison de filtres accordables peut être intéressante pour aider les concepteurs microondes à choisir le filtre le plus per-

tiennent pour une application donnée. Nous allons donc chercher ici à définir de nouveaux facteurs de mérite dédiés à la comparaison des filtres accordables. Ces facteurs de mérite sont basés sur le facteur de mérite proposé par Simine [140]. Tout d'abord, un facteur de mérite pour les filtres fixes est dérivé afin d'améliorer la prise en compte de l'atténuation dans la bande rejetée et des pertes d'insertion dans la bande passante. Ensuite, deux facteurs de mérite dédiés aux filtres accordables en fréquence centrale sont proposés. Un facteur de surface est également proposé pour prendre en compte la compacité des structures de filtres. Enfin, des facteurs de mérite dédiés à d'autres types de filtres microondes accordables sont proposés et discutés.

### 1.2.2.1 Facteurs de mérite de filtres microondes non-accordables

#### a) Facteur de mérite initial

Le facteur de mérite défini par Simine [140] est le suivant :

$$F_{Simine} = \frac{L_s}{1/F_s - 1} \frac{RL Q_L}{IL}. \quad (1.1)$$

Ce facteur de mérite  $F_{Simine}$  est d'autant plus élevé que l'adaptation  $RL$  et que le facteur de qualité  $Q_L$  du filtre sont élevés d'une part, et que les pertes d'insertion  $IL$  sont faibles d'autre part (ce qui est pris en compte par le terme  $\frac{RL Q_L}{IL}$ ). En revanche, ce facteur de mérite présente un paradoxe. En effet, pour les deux filtres de la figure 1.5 présentant les mêmes caractéristiques dans la bande passante du filtre (mêmes pertes d'insertion, adaptation, facteur de qualité et pentes des droites de réjection), le facteur de mérite est sensiblement meilleur pour le filtre 1 que pour le filtre 2 alors que ce dernier présente un meilleur niveau de réjection hors bande passante que le filtre 1 (voir tableau 1.2). Ceci est dû à la mauvaise prise en compte des pertes d'insertion et de la profondeur  $L_s$  de la bande rejetée. Le premier terme de ce facteur de mérite  $\frac{L_s}{1/F_s - 1}$  doit ainsi être modifié.

#### b) Facteur de mérite modifié

Afin de lever ce paradoxe, définissons un nouveau facteur de mérite pour les filtres fixes :

$$F_0 = F_s (L_s - IL) \frac{RL Q_L}{IL}. \quad (1.2)$$

Comme précédemment, ce nouveau facteur de mérite  $F_0$  est dédié aux filtres à fort facteur de qualité, ce qui sera pertinent par la suite pour définir un facteur de mérite dédié aux

	$\Delta f_3$ dB	$IL$	$RL$	$L_s$	$\Delta f_{L_s}$ dB	$F_s$	$\frac{L_s}{1/F_s - 1}$	$F_{Simine}$
Filtre 1	0,23 GHz	6 dB	15 dB	20 dB	0,4 GHz	0,575	27,1 dB	294
Filtre 2	0,23 GHz	6 dB	15 dB	30 dB	0,5 GHz	0,46	25,6 dB	278

Tableau 1.2: Paramètres et facteurs de mérite présentés par les filtres 1 et 2 de la figure 1.5.

filtres accordables, à bande étroite exclusivement. Le premier terme  $F_s (L_s - IL)$  permet à présent de mieux prendre en compte la réjection et les pertes d'insertion du filtre. Ce terme représente le facteur de forme réel du filtre. En effet, le facteur de forme  $F_s$  caractérise la transmission du filtre d'un point de vue fréquentiel, alors que le terme  $(L_s - IL)$  représente l'atténuation réelle entre les signaux transmis dans la bande passante et les signaux rejetés hors de cette bande. À présent, les filtres 1 et 2 présentent des facteurs de mérite de 88 et 120 dB, respectivement. Les performances hors bande des filtres sont alors prises en compte avec ce nouveau facteur de mérite, le  $F_0$  du filtre 2 étant 36% plus grand que celui du filtre 1.

### 1.2.2.2 Facteurs de mérite de filtres microondes accordables

A présent qu'un facteur de mérite adéquat pour les filtres passe-bande a été établi, nous allons le décliner pour les différents types de filtres accordables.

#### a) *Filtres passe-bande accordables en fréquence centrale*

Ces filtres représentent la majorité des cas rencontrés dans le domaine du filtrage accordable microonde. Le facteur de mérite ci-dessous est dédié à ce type de dispositif :

$$F_{f_0} = F_s (L_s - IL) \frac{RL Q_L}{IL} \frac{\Delta f_0 / f_0}{(\Delta f_{\max} / \Delta f_{\min})_r}. \quad (1.3)$$

Les pertes d'insertion  $IL$ , le facteur de qualité  $Q_L$  et le facteur de forme  $F_s$  correspondent aux valeurs moyennes sur toute la plage d'accord. L'adaptation  $RL$  considérée correspond à l'adaptation dans le pire cas sur toute la plage d'accord.

Ce facteur de mérite est proportionnel à l'accord relatif  $\pm \Delta f_0 / f_0$  de part et d'autre de la fréquence de travail  $f_0$  du filtre. De plus, pour beaucoup d'applications nécessitant des



filtres accordables en fréquence centrale, la largeur  $\Delta f_{3\text{dB}}$  de cette bande passante doit rester constante sur toute la plage d'accord de  $f_0$  : le facteur résiduel  $(\Delta f_{\text{max}}/\Delta f_{\text{min}})_r$  prend ce critère en considération,  $\Delta f_{\text{max}}$  et  $\Delta f_{\text{min}}$  étant respectivement les bandes passantes à  $-3$  dB maximale et minimale du filtre accordable sur toute la plage d'accord.

Pour tenir compte de l'aspect « surface occupée », un second facteur de mérite peut être obtenu :

$$F_{f_0-S} = F_{f_0} \frac{c^2}{S f_0^2} \quad (1.4)$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide et  $S$  est la surface du filtre en  $\text{m}^2$ . Le facteur de surface  $\frac{c^2}{S f_0^2}$  doit être aussi grand que possible pour obtenir un filtre compact. La permittivité relative effective du matériau sur lequel le filtre est réalisé n'est pas considérée ici. Ceci est dû d'une part au fait que peu de publications précisent ce paramètre, et d'autre part au fait que les contraintes technologiques peuvent empêcher le transfert d'une topologie de filtres donnée dans une autre technologie.

### ***b) Filtres passe-bande accordables en bande passante***

Le même type de facteurs de mérite peut être obtenu pour les filtres accordables en bande passante :

$$F_{\Delta f} = F_s (L_s - IL) \frac{RL Q_L}{IL} \frac{\Delta f_{\text{max}}/\Delta f_{\text{min}}}{(\Delta f_0/f_0)_r} \quad (1.5)$$

où  $\Delta f_{\text{max}}/\Delta f_{\text{min}}$  représente le rapport obtenu de la plage d'accord de la bande passante et  $\pm(\Delta f_0/f_0)_r$  représente le désaccord résiduel relatif de la fréquence centrale du filtre sur toute la plage d'accord de la bande passante. De la même manière que précédemment, un second facteur de mérite prenant en compte la compacité de ces filtres peut être défini :

$$F_{\Delta f-S} = F_{\Delta f} \frac{c^2}{S f_0^2}. \quad (1.6)$$

Les filtres passe-bande microondes accordables en bande passante sont actuellement peu nombreux. Ces deux facteurs de mérite (1.5) et (1.6) ne seront donc pas utilisés dans la suite de ce chapitre.

### ***c) Filtres passe-bande double accord***

Ces filtres sont à la fois des filtres accordables en fréquence centrale et accordables en bande passante. Il serait possible de définir de nouveaux facteurs de mérite pour ces filtres

comme nous l'avons fait précédemment, cependant, le nombre de critères pris en compte dans ces formules limiterait grandement leur pertinence. Par ailleurs, généralement les filtres double accord sont présentés dans le meilleur des cas : l'accord de la fréquence centrale est généralement proposé pour une (voire exceptionnellement deux) bande passante donnée, et l'accord de la bande passante est démontré uniquement à la fréquence centrale moyenne du filtre. L'accord de la bande passante sur une large plage d'accord de  $f_0$  n'est pas proposé, excepté dans [133] où une figure de mérite présente l'ensemble des facteurs de qualité obtenus en fonction des fréquences centrales obtenues.

Ainsi, il semble pertinent pour comparer ces filtres de considérer les facteurs de mérite dédiés aux filtres accordables en fréquence centrale ainsi que l'accord maximal obtenu de la bande passante  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min}$ .

#### *d) Filtres passe-bas accordables en bande passante*

Nous définissons enfin deux facteurs de mérite dédiés aux filtres passe-bas microondes accordables :

$$F_{f_c} = F_s (L_s - IL) \frac{RL Q_L}{IL} \Delta f_c / f_c \quad (1.7)$$

et

$$F_{f_c-S} = F_{f_c} \frac{c^2}{S f_c^2}. \quad (1.8)$$

Ces facteurs de mérite sont proportionnels à l'accord relatif de la bande passante  $\pm \Delta f_c / f_c$  de part et d'autre de la fréquence de coupure moyenne  $f_c$  du filtre. Peu de filtres passe-bas microondes accordables sont dénombrés. Ces facteurs de mérite ne seront donc pas utilisés dans la suite de ce chapitre mais sont présentés ici en vue de futures comparaisons.

### **1.2.3 Filtres passe-bande microondes planaires accordables**

Cette partie est consacrée à présenter les principales topologies de filtres passe-bande accordables dans le domaine des radiofréquences et microondes. Cette étude se limite aux topologies de filtres planaires. Ces technologies visent à résoudre le problème d'encombrement rencontré dans les technologies volumiques (du type guides d'onde rectangulaires), et donc à en faciliter l'utilisation dans des systèmes embarqués ; la contre-partie étant une utilisation de ces structures compactes pour de plus faibles puissances et avec des pertes plus élevées. De plus, la réalisation de filtres planaires est simple et peu coûteuse par

rapport aux filtres volumiques. Les applications visées par les filtres accordables (notamment en fréquence centrale) étant du type bande étroite, seules des topologies de filtres accordables à « haut » facteur de qualité ( $Q_L > 5$ ) sont étudiées.

### 1.2.3.1 Éléments localisés

Les filtres à éléments localisés utilisés en microondes sont basés sur le même principe que les filtres classiques à plus basse fréquence utilisant des capacités et inductances localisées en technologie CMS, hybride, MMIC ou encore MEMS. Ces filtres sont très compacts. Des éléments semi-localisés (du type lignes de propagation assimilées à des éléments capacitifs ou inductifs) peuvent également être considérés pour réaliser ce type de filtre. Ces éléments semi-localisés doivent présenter des dimensions faibles devant la longueur d'onde pour ne pas résonner à des fréquences où leurs dimensions sont de l'ordre de la demi-longueur d'onde [34]. La modélisation en éléments localisés de telles structures permet alors de prévoir correctement leur réponse fréquentielle autour de la bande passante. En revanche, la réponse en large bande de cette modélisation s'éloigne très rapidement des résultats de mesure, l'aspect propagatif n'étant pas pris en compte dans ces modélisations. Ainsi, des résonances parasites apparaissent à haute fréquence en mesure, les largeur et profondeur de la plage de réjection ne sont alors pas correctement prévues par la modélisation.

L'accord de tels filtres est obtenu en substituant certains de ces éléments localisés fixes par des éléments accordables, notamment les capacités fixes par des capacités accordables [51, 78, 79, 81, 82, 86, 87, 94, 96]. Les références [87] et [96] présentent des filtres double accord.

Dans [87] des varactors MEMS sont utilisés pour obtenir le double accord d'un filtre passe-bande à 1,3 GHz avec une variation de la fréquence centrale de  $\pm 35\%$  pour un facteur de qualité moyen de 4,4, des pertes d'insertion de l'ordre de 1 dB et une adaptation de 13 dB. À la fréquence moyenne de travail du filtre, l'accord de la bande passante est  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} = 5$  pour des pertes d'insertion inférieures à 3 dB et une adaptation meilleure que 9 dB.

La référence [96] présente un filtre double accord autour de 10,5 GHz (en technologie MEMS), optimisé en termes de pertes d'insertion, de facteur de forme et de bande reje-

tée, et réalisé avec deux filtres accordables passe-bas et passe-haut à éléments localisés. L'accord relatif  $\pm\Delta f_0/f_0$  est de l'ordre de 14% pour un facteur de qualité moyen du filtre dans le meilleur des cas de l'ordre de 7, les pertes d'insertion étant alors de l'ordre de 10 dB. L'accord de la bande passante est également proposé :  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} \sim 2,5$  pour des pertes d'insertion importantes (entre 4 et 11 dB) et une adaptation meilleure que 10 dB.

### 1.2.3.2 Structures périodiques à bandes interdites électromagnétiques

Pour obtenir des filtres à forte sélectivité, une solution consiste en optique à utiliser des structures périodiques à bandes interdites photoniques [141]. Ce type de structure présente une réponse spectrale constituée de bandes de fréquences successivement permises et interdites. En microonde, la structure équivalente est appelée structure à bandes interdites électromagnétiques (BIE). Déjà étudiées en 1983 [142], elles sont depuis quelques années massivement utilisées pour concevoir par exemple des filtres passe-bas [143–147], passe-bande [148–150] ou réjecteurs de bande [151–153]. Des filtres passe-bas accordables constitués d'une ligne de propagation chargée périodiquement par des éléments capacitifs sont basés sur ce concept [154–156]. Les dimensions longitudinales inter-capacités de telles structures pouvant être faibles devant la longueur d'onde, l'approche de conception du type filtre à éléments localisés ou semi-localisés peut être envisagée, l'aspect large bande n'étant alors pas pris en compte.

Ce type de structure pouvant présenter une large bande rejetée [101], une approche théorique semi-répartie (prenant en considération un modèle réparti des lignes de propagation et un modèle localisé des capacités ou varactors considérés) peut être judicieuse pour mettre cette propriété en évidence et prédire les largeur et profondeur de la bande rejetée. C'est ce point de vue qui sera développé et exploité pour les filtres étudiés aux chapitres 3 et 4 présentant des largeurs de bandes rejetées jusqu'à 8, voire 10 fois la fréquence de travail.

### 1.2.3.3 Résonateurs quart d'onde

Ces résonateurs distribués présentent une longueur égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance  $f_0$ . Des résonances peuvent également apparaître aux fréquences  $(2k + 1) f_0$ , avec  $k = 1, 2, 3, \dots$ . La figure 1.6 présente les deux topologies de filtres à résonateurs quart d'onde (a) en peigne et (b) interdigités.

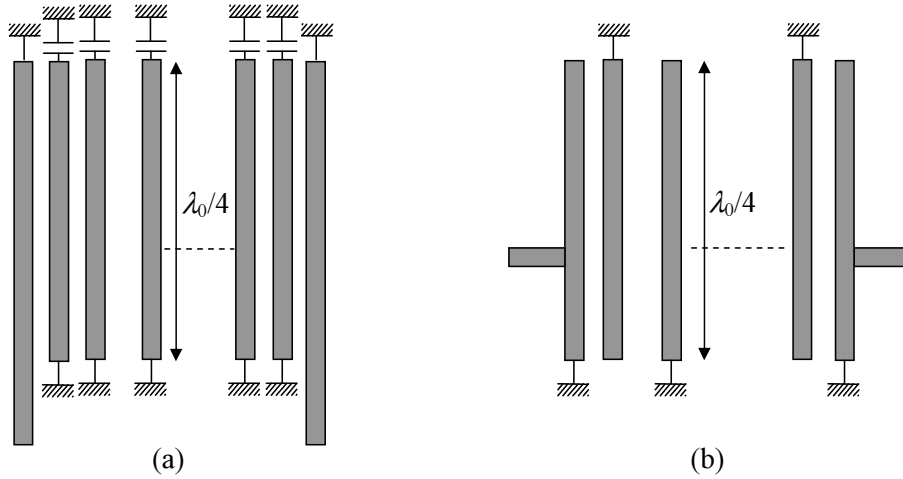


Figure 1.6: Topologies de filtres à résonateurs quart d'onde (a) en peigne et (b) interdigités.

### a) résonateurs en peigne

Les filtres à résonateurs en peigne sont plus connus sous leur dénomination anglo-saxonne filtres « combline ». Chaque ligne quart d'onde court-circuitée à l'une de ses deux extrémités est reliée à une capacité à l'autre extrémité, les résonateurs ainsi constitués étant positionnés en « tête-à-tête ». Lorsque la capacité est variable, la fréquence centrale du filtre devient accordable [15, 50, 54, 55, 115, 127, 129–131, 133–135, 157, 158]. Le contrôle du couplage inter-résonateurs [92, 130, 133] permet de contrôler également la bande passante.

Dans [133], le filtre double accord hybride à 0,64 GHz est très performant et présente notamment un facteur de qualité élevé  $Q_L = 54$ . Le contrôle du couplage inter-résonateurs et donc de la bande passante est obtenu par des réducteurs de couplages contrôlés par varactors et positionnés entre les résonateurs parallèles. Ce filtre est compact ( $\frac{c^2}{S f_0^2} = 69$ ) et présente une forte accordabilité en fréquence centrale ( $\pm 34\%$ ) et en bande passante (rapport  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} = 2,3$ ). Le facteur de qualité élevé de ce filtre a pu être obtenu grâce à des varactors mécaniques contrôlant la fréquence centrale du filtre, présentant de forts facteurs de qualité. Enfin, ce filtre présente un pic de résonance à basse fréquence (à environ  $f_0/2$ ).

Le double accord a également été obtenu dans [92] en insérant périodiquement des capacités de couplage entre les résonateurs parallèles pour contrôler le couplage et donc la bande passante du filtre. L'accord de la fréquence de résonance est obtenu par des commutateurs contrôlant la longueur électrique des résonateurs quart d'onde. Un accord

relatif de la fréquence centrale de  $\pm 27\%$  a été obtenu pour un facteur de qualité moyen sur toute la plage d'accord  $Q_L = 13$ . L'accord maximal obtenu ( $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min}$ ) de la bande passante est de 4,1. Cet accord de la bande passante dégrade très fortement la réjection du filtre en haute fréquence, réjection qui dans le meilleur des cas présente une seconde résonance à environ deux fois la fréquence centrale du filtre. Enfin, le facteur de surface de ce filtre  $\frac{c^2}{S f_0^2}$  est de l'ordre de 22, correspondant alors à un filtre relativement peu compact.

### ***b) résonateurs interdigités***

Similaires aux filtres « combline », les filtres à résonateurs interdigités sont constitués de lignes de propagation quart d'onde (à la fréquence centrale  $f_0$ ) disposées en parallèle. Chacune de ces lignes quart d'onde court-circuitée à l'une de ses deux extrémités est en circuit ouvert à l'autre extrémité, les résonateurs ainsi constitués étant positionnés en « tête-bêche ». La seconde plage de fréquence présentant une résonance se trouve alors autour de la fréquence  $3 \times f_0$ . L'accord de la fréquence centrale est obtenu en modifiant la longueur électrique des résonateurs quart d'onde. Plusieurs filtres accordables à résonateurs interdigités ont été réalisés en plaçant une capacité entre l'extrémité en circuit ouvert et la masse de ces résonateurs [125, 126, 159]. L'accord de la fréquence centrale a également été obtenu en allongeant la longueur physique des résonateurs quart d'onde par l'intermédiaire de commutateurs MEMS [88].

#### **1.2.3.4 Résonateurs demi-onde**

Ces résonateurs présentent une longueur égale à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance  $f_0$ . Des résonances peuvent également apparaître aux fréquences  $n f_0$ , avec  $n = 2, 3, \dots$ . La figure 1.7 présente deux topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés (a) en parallèle et (b) en série.

Un autre type de résonateur demi-onde utilisé pour réaliser des filtres accordables n'est pas présenté dans cette étude : le résonateur demi-onde en boucle ouverte [160]. Deux filtres passe-bande accordables en fréquence centrale ont été réalisés avec cette topologie de filtre, le premier étant accordable par un transducteur piézoélectrique [14], le second étant accordable par des commutateurs MEMS modifiant la longueur physique

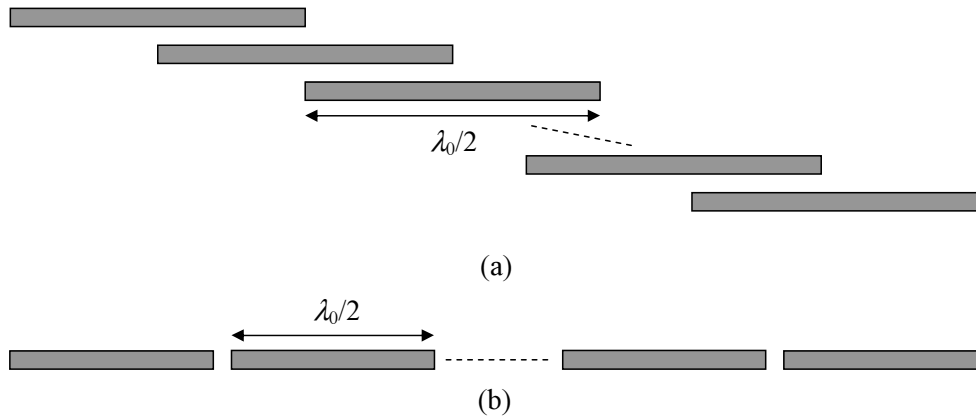


Figure 1.7: Topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés (a) en parallèle et (b) en série.

des résonateurs [93].

#### *a) résonateurs demi-onde couplés en parallèle*

Ces filtres sont constitués de résonateurs demi-onde couplés en parallèle sur la moitié de leur longueur avec les résonateurs adjacents. Typiquement, ce type de disposition des résonateurs (permettant d'obtenir de forts couplages) rend cette topologie de filtres moins adaptée aux bandes passantes étroites que les filtres demi-onde couplés en série [34]. L'accord de la fréquence centrale peut être obtenu en chargeant les résonateurs par des varactors [97, 161], en modifiant la longueur physique des résonateurs à l'aide de commutateurs photoconducteurs [24], en utilisant des substrats commandés [31, 32, 48] ou en déposant un substrat diélectrique au-dessus du filtre [13].

Un filtre hybride à 10 GHz a récemment démontré le double accord de la fréquence centrale et de la bande passante [137] de manière discrète avec des diodes p-i-n. L'accord de la fréquence centrale a été obtenu en modifiant la longueur physique des résonateurs alors que des stubs de couplage insérés entre les deux résonateurs demi-onde parallèles permettent le contrôle de la bande passante. Trois positions de la fréquence centrale ont été obtenues à 9, 10 et 11 GHz, deux facteurs de qualité ( $Q_L \sim 8$  et  $Q_L \sim 14$ ) pouvant être sélectionnés pour chacune de ces fréquences centrales. Les pertes d'insertion de ce filtre sont inférieures à 2 dB et l'adaptation est meilleure que 14 dB.

#### *b) résonateurs demi-onde couplés en série*

Les accords de la fréquence centrale et de la bande passante des filtres à résonateurs

couplés en série sont obtenus en modifiant respectivement la longueur électrique des résonateurs et le couplage entre eux. L'accord de la fréquence centrale a pu être obtenu à l'aide d'un substrat ferroélectrique [49]. Plus généralement cet accord a été montré en chargeant les résonateurs par des varactors placés en parallèle [80, 83, 84, 90, 91, 95]. L'accord de la bande passante, réalisé en modifiant le couplage inter-résonateurs, a été obtenu dans [128] où ( $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} = 3$ ) pour une fréquence centrale fixe de 10 GHz.

Dans les références [90,91], le double accord a été démontré avec des varactors MEMS. Dans [91], les mesures présentées semblent montrer, pour une fréquence centrale donnée, un accord de la bande passante  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} < 2$ . L'accord de la fréquence centrale était, quant à lui, de l'ordre de  $\pm 16\%$  autour de 8,2 GHz pour un facteur de qualité moyen de 6,8, des pertes d'insertion maximales inférieures à 3,8 dB et une forte fluctuation de la bande passante dans un rapport 1 :1,4 sur la plage d'accord.

Les filtres double accord réalisés dans le cadre de cette thèse sont basés sur le même type de structure que [91], filtre double accord paru durant la thèse. Le filtre de la référence [162] est le premier prototype double accord que nous avons réalisé. Une méthode de conception proposée dans le chapitre 4 de ce manuscrit a permis d'optimiser ce type de filtre et de concevoir un second prototype hybride optimisé présentant un accord continu de la bande passante et de la fréquence centrale autour de 0,7 GHz, l'accord étant obtenu avec des varactors à jonctions semiconductrices. L'accord de la fréquence centrale est de  $\pm 24,5\%$  ( $\pm 21,5\%$ , respectivement) pour une bande passante de  $\sim 50$  MHz ( $\sim 100$  MHz, respectivement), les pertes d'insertion étant inférieures à 5,4 dB, et l'adaptation meilleure que 11 dB. L'accord maximal obtenu de la bande passante, à une fréquence donnée, est  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} > 4$ .

### 1.2.3.5 Résonateurs en boucle fermée

Ces résonateurs sont constitués d'une ligne de propagation en boucle fermée dont le périmètre est égal à la longueur d'onde. Des filtres accordables en fréquence centrale [118–120, 122, 123, 132] ont alors été réalisés à partir de ces résonateurs, la première réalisation datant de 1986.

Dans [132], un filtre hybride double accord à 1,75 GHz a été réalisé en contrôlant les fréquences de résonance des modes pairs et impairs. Ceci a été obtenu en contrôlant des



varactors disposés sur deux plans perpendiculaires sur la boucle résonante.

### 1.2.3.6 Résonateurs DBR

Les résonateurs DBR (Dual Behavior Resonators) sont constitués d'une ligne de propagation chargée par deux stubs parallèles en circuit ouvert [163, 164]. Le résonateur demi-onde créé par ces deux stubs permet d'obtenir une bande passante centrée à la fréquence fondamentale  $f_0$ , la longueur de chacun de ces deux stubs étant égale au quart de la longueur d'onde, l'un pour une fréquence inférieure et l'autre pour une fréquence supérieure à la fréquence  $f_0$ , ce qui permet alors de définir des zéros de transmission de part et d'autre de  $f_0$  et accroître ainsi la sélectivité du dispositif.

Dans [89], un filtre double accord a été réalisé avec ces résonateurs autour de 34 GHz. L'accord est réalisé à l'aide de varactors MEMS placés à l'extrémité de chaque stub afin de contrôler la position des zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante. Les mesures montrent un accord relatif de la fréquence centrale de  $\pm 2,4\%$  pour un facteur de qualité moyen  $Q_L = 11,6$ , des pertes d'insertion de 3,6 dB et une adaptation meilleure que 20 dB. Des simulations montrent un possible accord de la bande passante ( $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} = 2$ ) pour ce filtre.

### 1.2.3.7 Résonateurs « patch »

Un filtre accordable constitué d'un résonateur patch triangulaire a également été étudié pour réaliser l'accord de la bande passante [136]. Ce patch, dont la longueur des côtés est environ égale à la demi-longueur d'onde à la fréquence de travail, permet d'obtenir l'accord discret de la bande passante dans un rapport  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} = 1,9$ . Cet accord est obtenu en connectant ou non, à l'aide d'une diode p-i-n utilisée comme commutateur, un stub à l'un des trois côtés du patch.

## 1.2.4 Étude comparative de filtres accordables

### 1.2.4.1 Filtres accordables en fréquence centrale

Un grand nombre de filtres microondes accordables a été étudié, notamment depuis une dizaine d'années. Il paraît donc important de comparer les performances de ces topologies de filtres accordables. La recherche dans ce domaine ayant principalement porté sur l'accord de la fréquence centrale du filtre, nous avons souhaité ici comparer ces filtres RF

et microondes au moyen des facteurs de mérite définis au paragraphe 1.2.2.2. Des figures de mérite sont alors présentées. Cette étude n'est pas exhaustive ; elle a pour unique but de dresser un aperçu des performances atteintes dans le domaine du filtrage accordable en fréquence centrale, les filtres comparés ici ayant été publiés il y a moins de 5 ans et présentant toutes les caractéristiques requises pour pouvoir être comparés. Par ailleurs, puisque la majorité des travaux publiés ne présentent pas les résultats en large bande, la réjection  $L_s$  est considérée seulement au voisinage de la bande passante du filtre<sup>4</sup>.

La figure 1.8 compare le facteur de mérite  $F_{f_0}$  donné par (1.3) de filtres accordables publiés depuis 5 ans en fonction de leur fréquence moyenne de travail.

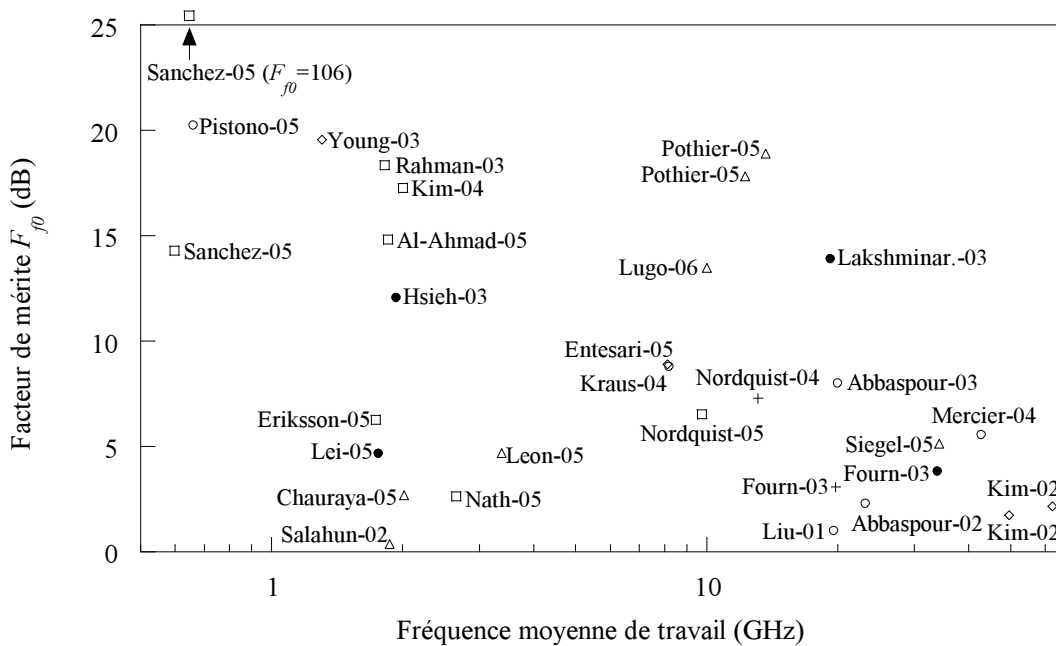


Figure 1.8: Figure de mérite  $F_{f_0}$  en fonction de la fréquence moyenne de travail des filtres.

Comme le montre la figure 1.8, le facteur de mérite  $F_{f_0}$  ne dépasse pas 10 dB pour des filtres centrés sur des fréquences supérieures à 20 GHz. La principale explication de ce faible facteur de mérite pour des fréquences élevées est présentée à la figure 1.9 qui montre l'accord relatif de la fréquence centrale  $\pm\Delta f_0/f_0$ . En effet, à ces fréquences de travail, la plage d'accord de  $f_0$  obtenue est faible, et ne dépasse pas  $\pm 10\%$ . Par ailleurs, la figure 1.8 montre que pour des fréquences de travail inférieures à 5 GHz, le facteur de mérite  $F_{f_0}$  peut facilement atteindre 15 ou 20 dB, le filtre le plus étudié dans cette

<sup>4</sup>Afin de faciliter les comparaisons dans cette étude,  $L_s$  a été pris égal à 30 dB lorsque les résultats le permettaient, et égal à 20 dB sinon.

plage de fréquences étant le filtre combine. Les topologies de filtres à base de résonateurs demi-onde couplés en série, ou en parallèle ont déjà été étudiées pour réaliser l'accord de la fréquence centrale sur une large gamme de fréquences alors que d'autres topologies du type filtres à résonateurs quart d'onde interdigués semblent jusqu'alors n'avoir été que peu investiguées comme en atteste le nombre de publications pour chacune de ces topologies.

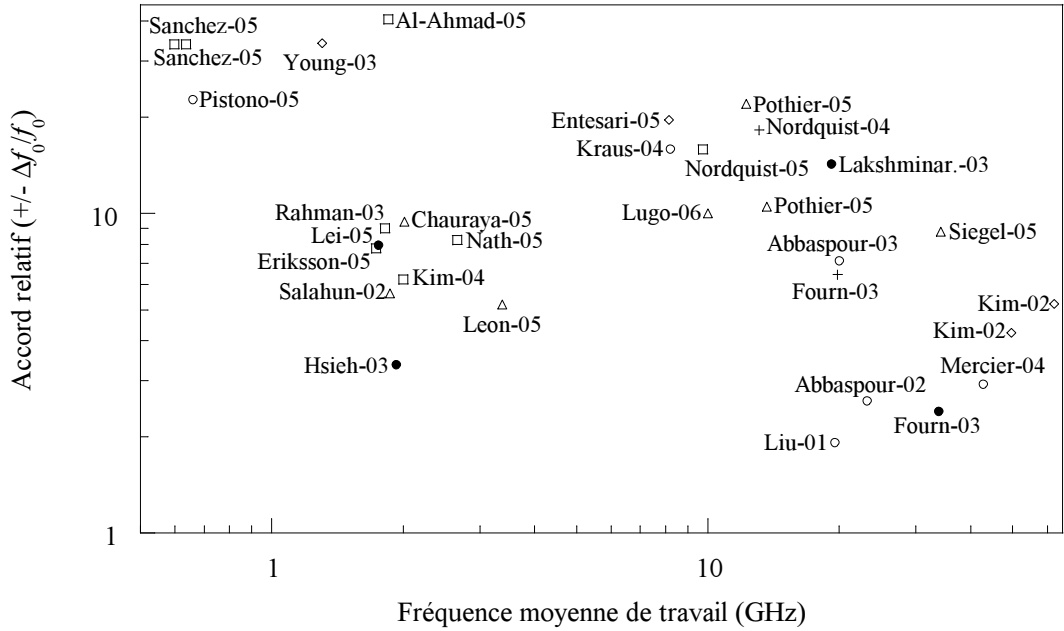


Figure 1.9: Accord relatif de la fréquence centrale des filtres.

La figure 1.10 présente les pertes d'insertion maximales des filtres accordables en fonction de la fréquence moyenne de travail des filtres. Cette figure de mérite montre que des efforts ont été faits pour minimiser les pertes d'insertion à haute fréquence et maintenir des pertes d'insertion inférieures à 4 dB au détriment de l'accord de la fréquence centrale. Ceci a été principalement obtenu grâce aux varactors réalisés en technologie MEMS permettant d'obtenir de bons facteurs de qualité au-delà de 10 GHz. Notons enfin qu'environ deux tiers des filtres accordables publiés ces cinq dernières années sont conçus avec cette technologie MEMS permettant d'explorer des plages de fréquences non encore envisageables dans d'autres technologies.

Afin de mettre en avant la compacité des différents filtres, la figure 1.11 compare le facteur de mérite  $F_{f_0-S}$  donné par (1.4).

La figure 1.11 montre que pour des filtres à faible fréquence centrale, le facteur de

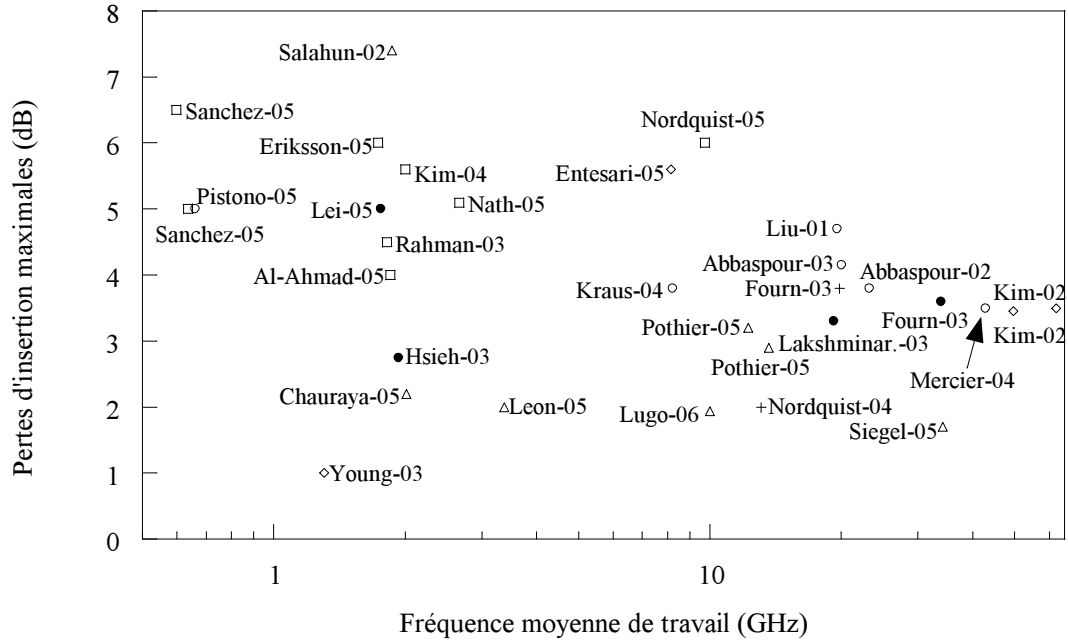


Figure 1.10: Pertes d'insertion maximales du filtre à la fréquence centrale.

surface peut atteindre des valeurs supérieures à 100 conduisant à un facteur de mérite  $F_{f_0_S} > 2000$  dB. Outre les topologies de filtres à éléments localisés, les deux topologies de filtres combine et filtres à résonateurs demi-onde couplés en série permettent d'obtenir les filtres les plus compacts.

D'autres filtres publiés devraient être insérés dans cette étude comparative pour acquérir une vue globale des performances proposées par les différentes topologies de filtres accordables en fréquence centrale. Cependant, il semble clair que l'optimisation de varactors à fort facteur de qualité et à large plage d'accord reste un point crucial pour la réalisation de filtres accordables très sélectifs ( $Q_L > 20$ ) aux fréquences microondes. Pour contourner ce problème et essayer de limiter les pertes d'insertion à la fréquence centrale, l'utilisation de varactors mécaniques [133] a été considérée. Par ailleurs, afin de compléter cette étude, une présentation des mesures en large bande des filtres accordables permettrait de comparer la qualité de la réjection de ces différentes topologies de filtres.

#### 1.2.4.2 Filtres double accord

Les filtres double accord publiés sont actuellement peu nombreux dans le domaine RF/microondes [87, 89–92, 96, 132, 133, 137, 162]. Par ailleurs, peu d'entre eux présentent toutes les caractéristiques nécessaires pour les comparer avec les facteurs de mérite que

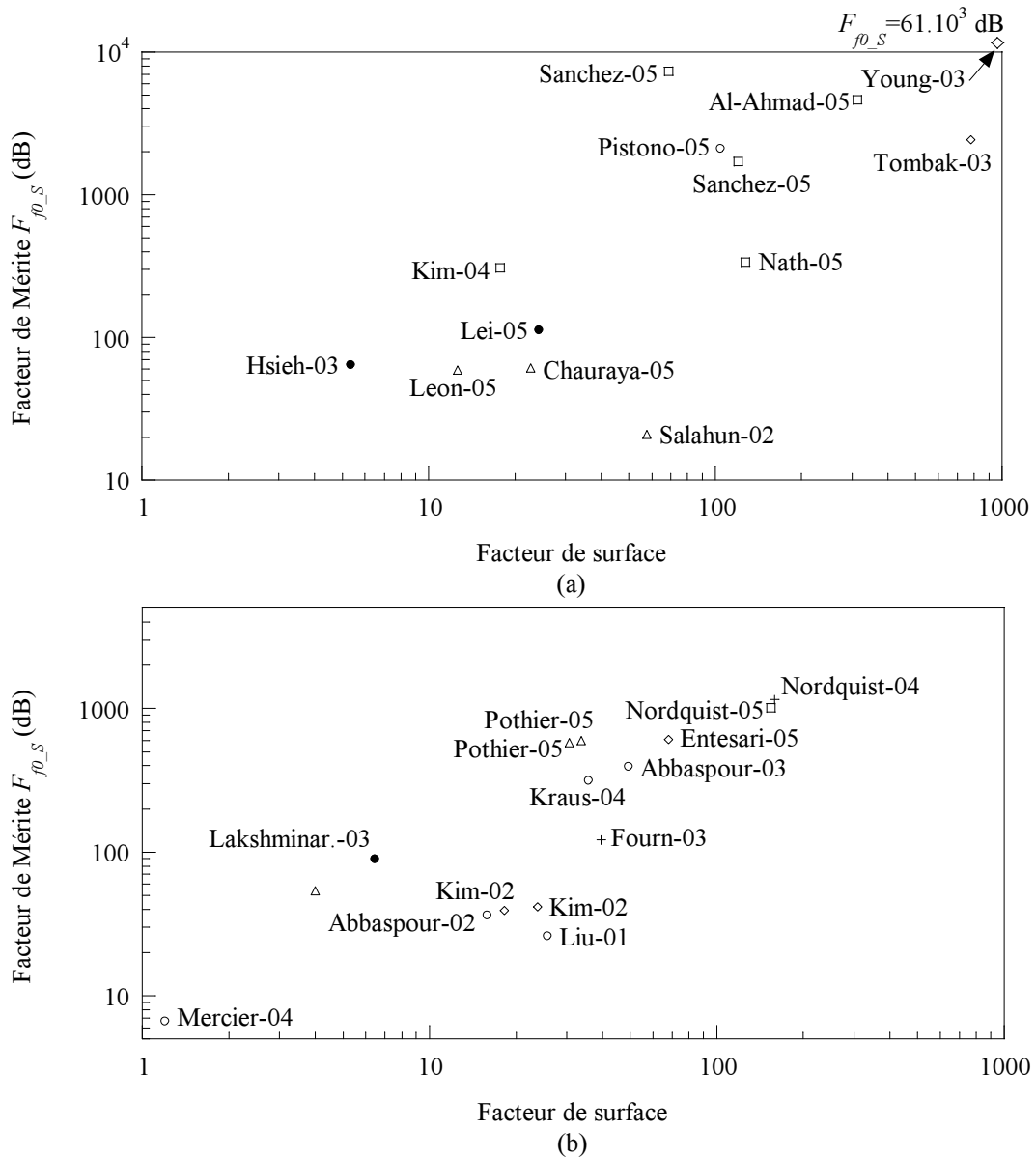


Figure 1.11: Pertes d'insertion maximales du filtre à la fréquence centrale (a) pour des fréquences inférieures à 5 GHz et (b) pour des fréquences supérieures à 5 GHz.

nous avons défini précédemment.

Nous allons donc chercher ici à résumer les principaux avantages et inconvénients de ces filtres double accord. Le tableau 1.3 récapitulatif résume les performances de ces filtres.

Nous pouvons tout d'abord remarquer que ces filtres ont été exclusivement réalisés avec des éléments d'accord localisés du type :

- varactors MEMS digitaux et commutateurs [87, 91, 92, 96]  $\rightarrow$  fréquences de travail des filtres réalisés couvrant une large plage de fréquences RF et microondes ;
- varactors MEMS analogiques [89, 90]  $\rightarrow$  fréquences de travail des filtres réalisés

Technologie	Accord de la bande passante $\Delta f_{3\text{ dB}}$ pour une fréquence centrale donnée				Accord de la fréquence centrale $f_0$ pour une bande passante $\Delta f_{3\text{ dB}}$ fixe désirée							Filtres double accord publiés
	Pertes d'insertion maximales à $f_0$	Rapport $\Delta f_{\text{max}}/\Delta f_{\text{min}}$	Bande passante maximale $\Delta f_{3\text{ dB}}$	Bande passante minimale $\Delta f_{3\text{ dB}}$	Pertes d'insertion maximales à $f_0$	Facteur de qualité $Q_L$ moyen sur la plage d'accord	Fluctuation de la bande passante	d'accord $\Delta f_{3\text{ dB}}$ moyenne sur la plage	Accord $\pm \Delta f_0 / f_0$	Fréquence centrale (GHz)		
Commutateur MEMS	3 dB	5	0,6 GHz	0,12 GHz	1 dB	4,4	1 : 1,4	0,3 GHz	$\pm 3,5\%$	1,3 GHz	Young-2003	
Varactor MEMS continu	5,5 dB	2,1	3,9 GHz	1,9 GHz	3,6 dB	11,6	1 : 1,1	2,9 GHz	$\pm 2,4\%$	34 GHz	Fourn-2003	
Commutateur MEMS	7 dB	$\sim 2$	$\sim 1$ GHz	$\sim 0,5$ GHz	3,8 dB	6,8	1 : 1,4	1,2 GHz	$\pm 16\%$	8,2 GHz	Kraus-2004	
Varactor MEMS continu	7 dB	1,4	2,8 GHz	2,05 GHz	3,5 dB	15,3	1 : 1	2,8 GHz	2,9%	42,8 GHz	Mercier-2004	
Commutateur MEMS	11 dB	2,5	$\sim 3,5$ GHz	$\sim 1,4$ GHz	10 dB	$\sim 7$	$\sim 1 : 1$	1,5 GHz	$\pm 14\%$	10,5 GHz	Pillans-2005	
Varactor semiconducteur	3 dB	1,5	0,3 GHz	0,2 GHz	5 dB	9,5	1 : 2,1	0,18 GHz	8%	1,75 GHz	Lei-2005	
Commutateur MEMS	4 dB	4,1	66 MHz	16 MHz	2 dB	13,1	1 : 1,1	48 MHz	27%	0,62 GHz	Carey-2005	
Varactors semiconducteur et mécanique	N C	2,3	15 MHz	6,5 MHz	5 dB	54	1 : 2,1	12 MHz	34%	0,64 GHz	Sanchez-2005	
Varactor semiconducteur	5 dB	3	150 MHz	50 MHz	5 dB	13,2	1 : 1	50 MHz	23%	0,66 GHz	Pistono-2005	
Commutateur p-i-n	1,9 dB	1,7	1,47 GHz	0,85 GHz	1,9 dB	12,3	1 : 1,3	0,81 GHz	10%	10 GHz	Lugo-2006	

Tableau 1.3: Performances présentées par les filtres double accord microondes actuels.

- au-delà de 25 GHz ;
- commutateurs p-i-n [137]  $\longrightarrow$  fréquence de travail de 10 GHz ;
- varactors à jonctions semiconductrices [132, 133, 162]  $\longrightarrow$  fréquences de travail des filtres réalisés inférieures à 3 GHz ;
- varactors à jonctions semiconductrices et varactors mécaniques [133]  $\longrightarrow$  fréquence de travail du filtre de 0,64 GHz.

Les filtres réalisés en technologie MEMS visent à répondre à des fréquences de fonctionnement plus élevées que les filtres à base de jonctions semiconductrices, grâce à leurs forts facteurs de qualité.

Les filtres de Fourn [89] et de Mercier [90] utilisent des varactors MEMS continus alors que les autres filtres double accord à MEMS utilisent des MEMS digitaux ou commutateurs. Ces deux filtres présentent donc un accord continu, mais les accords obtenus sont relativement faibles, à cause des faibles rapports de capacités  $C_{\max}/C_{\min}$ .

Le filtre de Pillans [96], optimisé pour obtenir une réjection supérieure à 50 dB, présente de très fortes pertes d'insertion (jusqu'à 11 dB) pour un facteur de qualité  $Q_L < 7$  à la fréquence de travail.

Par ailleurs, à cause des propriétés intrinsèques des topologies employées, les filtres de Lei [132] et de Carey-Smith [92] présentent de mauvaises réjections (pouvant être  $< 15$  dB). Bien que présentant de bons accords de la fréquence centrale et de la bande passante, la mauvaise réjection du filtre de la référence [92] le limite à une utilisation de filtre accordable en fréquence centrale pour le facteur de qualité le plus fort ( $Q_L = 13$ ).

Le filtre de Kraus [91] présente un bon accord de la fréquence centrale mais l'accord de la bande passante  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min}$  est, dans le meilleur des cas, de l'ordre de 2, et ce pour une unique fréquence de fonctionnement. De plus, l'accord de ce filtre n'est pas continu.

Le filtre de Young [87] basé sur une topologie de filtre en éléments localisés présente de très bonnes performances en termes d'accords et les pertes d'insertion sont faibles ( $< 3$  dB quel que soit l'accord).

Le filtre proposé par Sanchez-Renedo [133] réalisé dans la gamme des fréquences RF présente de très bonnes performances en termes d'accords obtenus, et de pertes d'insertion (relativement faibles compte tenu du facteur de qualité réalisé  $Q_L = 54$ !). De plus, l'accord de la bande passante est réalisé pour ce filtre sur une large gamme de fréquences, ce qui

n'avait jamais été présenté jusqu'alors.

Enfin, le filtre de Lugo [137] présente un double accord discret (deux facteurs de qualité réalisables pour trois fréquences centrales). Ses performances sont très intéressantes en termes de pertes ( $<2$  dB), d'adaptation ( $>15$  dB) et d'accords.

Malheureusement, aucune mesure en large bande de ces filtres n'est présentée.

### 1.2.5 Conclusion

Comme il vient d'être présenté, l'étude de filtres passe-bande double accord est très récente puisque les premières publications sur ce thème dans le domaine microonde datent de 2003, année où a débuté cette thèse.

Les différentes technologies considérées jusqu'ici pour réaliser l'accord de filtres ont été présentées dans ce premier chapitre. Les deux technologies semblant les plus adaptées et les plus matures pour obtenir cet accord sont les technologies MEMS et jonctions semiconductrices, chacune de ces deux solutions présentant ses propres atouts et inconvénients. D'ailleurs, seules ces deux technologies ont été utilisées pour obtenir le double accord dans les différentes topologies de filtres présentées. Des facteurs et figures de mérite permettant de comparer les performances des filtres accordables ont été proposés afin de dresser un aperçu de l'état de l'art.

Le but de cette thèse étant de développer une méthode de conception permettant de concevoir des filtres adaptés à l'accord de la bande passante et de la fréquence centrale, la technologie que nous avons privilégiée pour réaliser nos prototypes est la technologie hybride, bien maîtrisée dans notre laboratoire, et relativement bas coût. Les varactors utilisés dans les études qui suivent sont des varactors à jonction semiconductrice commerciales présentant des facteurs de qualité acceptables aux fréquences de travail considérées pour nos prototypes (entre 0,5 et 9 GHz).

Les chapitres 2 et 3 concernent des études de filtres passe-bande accordables en fréquence centrale d'une part, et de filtres passe-bas accordables en bande passante d'autre part. Enfin, le chapitre 4 traite de la conception de filtres passe-bande double accord.





## Chapitre 2

# Résonateur accordable à bandes interdites électromagnétiques

Ce chapitre présente une topologie de filtre accordable à haut facteur de qualité constitué d'un résonateur demi-onde chargé par un varactor, inséré entre deux réflecteurs de Bragg [165], [166]. Constitués de lignes de propagation quart d'onde, ces deux réflecteurs de Bragg présentent un spectre en transmission et en réflexion constitué de bandes de fréquences permises et de bandes de fréquences interdites, les BIE. L'insertion du résonateur demi-onde permet alors d'obtenir au milieu de ces BIE un maximum de transmission appelé niveau de défaut.

Similaire à la structure présentée en [150], cette topologie de filtre passe-bande est l'analogie en électronique de la structure périodique à bandes interdites photoniques (BIP) présentée en [167] et étudiée en version accordable [168]. Si la longueur électrique du résonateur demi-onde est rendue variable, alors la position en fréquence du niveau de défaut dans la bande interdite est modifiée : un filtre passe-bande accordable est alors obtenu. Dans [124], cet accord avait été obtenu avec un varactor à semiconducteur placé en série avec le résonateur afin de faire varier sa longueur électrique et donc la fréquence du niveau de défaut autour de la fréquence de travail de 10 GHz. L'accord de cette fréquence avait également été réalisé avec un varactor piézoélectrique, placé au-dessus du résonateur demi-onde [13]. Dans ces deux cas, les pertes d'insertion étaient comprises entre 6 et 10 dB, et l'adaptation du résonateur était mauvaise (comprise entre 3 et 7 dB). De plus, aucun de ces travaux ne présentait d'étude théorique détaillée.

Nous avons alors cherché ici à travailler sur une topologie de filtre similaire, la fréquence du niveau de défaut étant rendue accordable par des varactors parallèles chargeant le

résonateur. La partie 2.1 développe l'étude théorique détaillée d'un résonateur inséré entre deux réflecteurs de Bragg et présente l'analogie entre l'interféromètre de Fabry-Pérot et la structure étudiée ici. Les effets des impédances caractéristiques, de la longueur du défaut et du nombre de cellules constituant les réflecteurs de Bragg sur le gabarit du filtre sont discutés. Dans la partie 2.2, l'accord du résonateur est démontré tout d'abord de façon mécanique : un matériau de haute permittivité est déposé à une hauteur  $h$  variable du résonateur demi-onde pour modifier la longueur électrique de celui-ci et donc la position du niveau de défaut. Ensuite, l'étude d'un filtre accordable électriquement par varactors à semiconducteur autour de 9 GHz est présentée. L'influence des éléments électriques parasites des capacités variables (diodes Schottky polarisées en inverse) utilisées pour réaliser l'accord, ainsi que leur position le long du résonateur sont prises en compte. Des mesures en petit signal et fort signal du filtre accordable à 9 GHz sont également présentées. Enfin, une conclusion résume l'étude abordée en pointant les caractéristiques principales de ces structures de filtrage.

## 2.1 Étude théorique du résonateur à Bandes Interdites Électromagnétiques

Afin d'obtenir des équations simples et des abaques permettant de concevoir ce type de résonateur, nous considérons dans l'étude théorique qui suit des lignes de propagation idéales sans pertes.

### 2.1.1 Topologie du résonateur—Principe

La figure 2.1 présente la topologie du résonateur à haut facteur de qualité constitué d'une structure à bandes interdites électromagnétiques. Ce résonateur est l'analogue microonde de l'interféromètre de Fabry-Pérot optique dans lequel les miroirs sont constitués de cristaux unidimensionnels à bandes interdites photoniques (BIP) [141] appelés réflecteurs de Bragg.

La figure 2.2 compare le module de  $S_{21}$  d'un résonateur à BIE (similaire à celui présenté sur la figure 2.1) avec celui de la structure correspondante à BIE ( $TL_d$  est remplacé par  $TL_1$ ).

Pour ce résonateur de référence, la longueur du défaut  $L_d$  est égale à  $\lambda_c^{(d)}/2$  (où  $\lambda_c^{(d)}$

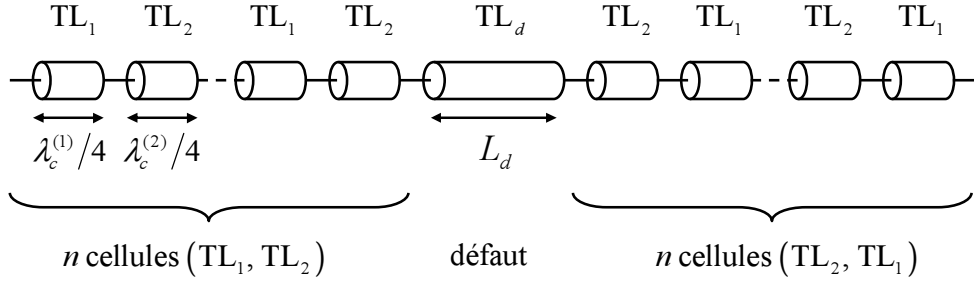


Figure 2.1: Topologie du résonateur à BIE constitué d'un défaut inséré entre deux réflecteurs de Bragg microondes.

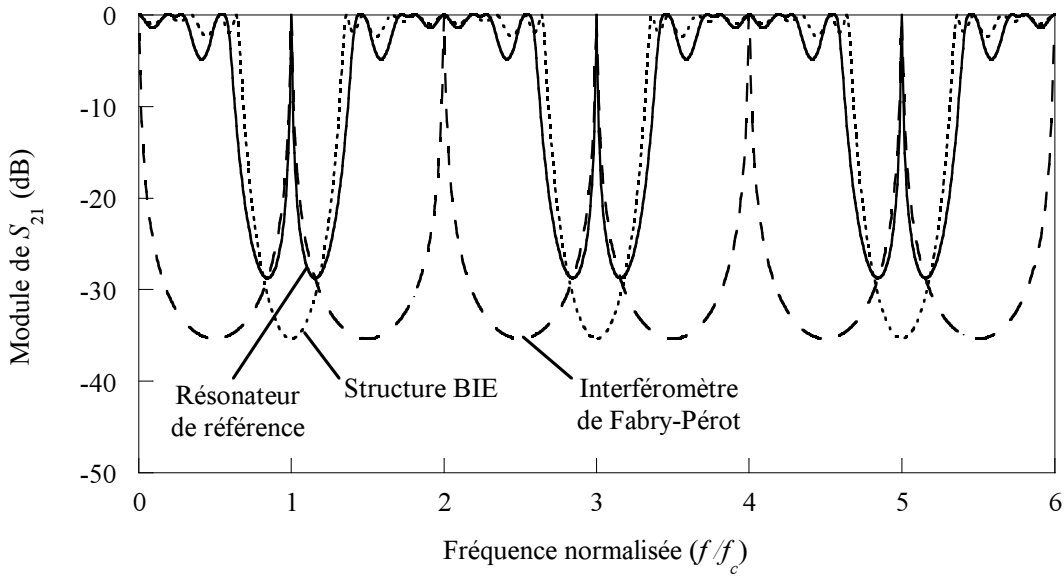


Figure 2.2: Module  $|S_{21}|$  du résonateur de référence à BIE présenté à la figure 2.1 et de la structure correspondante à BIE avec  $n = 2$ .

représente la longueur d'onde guidée dans le défaut à la fréquence  $f_c$ ).

Le module de transmission de la cavité Fabry-Pérot analogue (donné par (2.2)) est représenté sur ce même graphe. Comme nous allons le voir, on retrouve les pics de transmission du Fabry-Pérot comme prévu au centre de chaque BIE du résonateur à BIE microonde.

Dans le chapitre suivant, nous rappelons quelques notions sur l'interféromètre de Fabry-Pérot optique, ce qui permettra par la suite de faire des analogies entre les domaines optique et microonde.

## 2.1.2 Interféromètre de Fabry-Pérot plan-parallèle

L'interféromètre de Fabry-Pérot plan-parallèle est un interféromètre optique constitué de deux miroirs plans à forts coefficients de réflexion placés face à face et orientés de telle sorte qu'ils soient parfaitement parallèles. La lumière fait de multiples allers-retours à l'intérieur de cette cavité, donnant lieu à une «figure d'interférences à ondes multiples». Plaçons-nous dans le cas où le faisceau incident est normal aux miroirs plans afin de maximiser les interférences entre les différents rayons réfléchis. Le faisceau transmis par l'interféromètre de Fabry-Pérot va être constitué de la somme d'une multitude de faisceaux, chacun correspondant à la portion du faisceau incident qui est transmise par le second miroir de la cavité après un certain nombre d'allers-retours. Si tous ces faisceaux ne sont pas parfaitement en phase, ils vont interférer destructivement et alors l'amplitude du faisceau transmis sera très faible, voire nulle. En revanche, s'ils sont tous en phase, cette amplitude du faisceau transmis sera maximale et égale à 1 en l'absence de pertes. Par conséquent, seules les longueurs d'onde qui satisfont la condition  $2 \tilde{n} L = m \lambda$  (avec  $m$  entier positif,  $L$  étant la longueur de la cavité et  $\tilde{n}$  son indice de réfraction) seront transmises efficacement. Cette relation explique simplement le fait que le déphasage introduit par un aller-retour du faisceau dans la cavité doit être un multiple de  $2\pi$ . À partir de cette relation, on déduit aisément l'intervalle spectral libre (*ISL*), défini comme étant l'intervalle fréquentiel entre deux pics de transmission consécutifs du Fabry-Pérot :

$$ISL = \frac{c}{2 \tilde{n} L} \quad (2.1)$$

où  $c$  est la vitesse de propagation de la lumière dans le vide. Cet *ISL* varie de façon inversement proportionnelle à la longueur  $L$  de la cavité.

L'expression générale de l'intensité  $I_t$  du faisceau transmis par un interféromètre de Fabry-Pérot plan-parallèle, en fonction de l'intensité du faisceau incident  $I_i$  est donnée par :

$$I_t = I_i \left( \frac{T}{1-R} \right)^2 \frac{1}{1 + \frac{4R}{(1-R)^2} \sin^2 \left( \frac{\pi f}{ISL} + \varphi_r \right)} \quad (2.2)$$

où  $f$  est la fréquence de l'onde optique,  $R = \sqrt{R_1 R_2}$  et  $T = \sqrt{T_1 T_2}$  sont respectivement les coefficients moyens de réflexion et de transmission en puissance des deux miroirs  $M_1$  et  $M_2$  en entrée et sortie de la cavité, et  $\varphi_r$  le déphasage moyen introduit par la réflexion sur les miroirs.

En absence de pertes, le développement limité à l'ordre 2 par rapport à  $R$  de (2.2) pour  $f = ISL/2$  permet d'obtenir le coefficient d'atténuation maximal dans les bandes interdites :

$$I_t/I_i = \frac{1}{4}(R - 1)^2. \quad (2.3)$$

Ainsi, plus les miroirs sont réfléchissants, plus les bandes interdites sont profondes.

La finesse  $F$  du Fabry-Pérot, définie comme le rapport de l'intervalle spectral libre sur la largeur à mi-hauteur  $\Delta f$  des pics de transmission, caractérise son pouvoir de résolution :

$$F = \frac{ISL}{\Delta f} = \frac{\pi \sqrt{R}}{1 - R}. \quad (2.4)$$

Ici encore, cette relation montre que plus  $R$  est proche de 1, plus la finesse sera importante. Ainsi, pour un  $ISL$  donné, plus le coefficient de réflexion moyen des miroirs sera important, plus le pic de transmission sera fin.

### 2.1.3 Principe du résonateur à BIE microonde

Dans l'étude réalisée ici en microonde, les miroirs sont des réflecteurs de Bragg identiques consistant en une séquence de lignes de propagation  $TL_1$  et  $TL_2$  d'impédances caractéristiques  $Z_1$  et  $Z_2$  différentes et de longueurs physiques  $L_1$  et  $L_2$ . Supposons que ces longueurs  $L_i$  ( $i=1, 2$ ) soient celles de lignes quart d'onde à la fréquence  $f_c$  :

$$L_i = \frac{\lambda_c^{(i)}}{4} = \frac{c}{4 \sqrt{\mu_{reff}^{(i)} \varepsilon_{reff}^{(i)}} f_c} \quad (2.5)$$

où  $\varepsilon_{reff}^{(i)}$  et  $\mu_{reff}^{(i)}$  sont respectivement les permittivité et perméabilité relatives effectives de la ligne de propagation considérée à la fréquence  $f_c$ . Dans ce qui suit,  $\mu_{reff}^{(i)}$  est considérée égale à 1. La propagation est alors interdite pour les fréquences centrées sur  $(2k + 1) f_c$  avec  $k$  entier positif, et la condition (2.5) conduit au plus grand ratio entre largeur de bande interdite et fréquence  $f_c$  [169].

Le coefficient de réflexion en puissance  $R_{Bragg}$  de chacun de ces réseaux est alors maximal à la fréquence  $f_c$  où il vaut :

$$R_{Bragg} = \Gamma^2 = \left( \frac{Z_2^{2n} Z_c - Z_1^{2n} Z_d}{Z_2^{2n} Z_c + Z_1^{2n} Z_d} \right)^2 = \left( \frac{z_2^{2n} - z_1^{2n} z_d}{z_2^{2n} + z_1^{2n} z_d} \right)^2 \quad (2.6)$$

où  $n$  est le nombre de cellules élémentaires ( $TL_2$ - $TL_1$ ) dans chaque réflecteur de Bragg. Les impédances caractéristiques normalisées de chaque ligne de propagation sont  $z_1 = Z_1/Z_c$ ,

$z_2 = Z_2/Z_c$  et  $z_d = Z_d/Z_c$ . L'impédance caractéristique des accès  $Z_c$  est prise égale à  $50 \Omega$  pour la suite.  $R_{Bragg}$  est alors d'autant plus proche de 1 que le contraste entre les impédances caractéristiques  $Z_1$  et  $Z_2$  d'une part et que le nombre  $n$  de cellules élémentaires d'autre part sont grands.

Plaçons à présent un «défaut» constitué d'une ligne de propagation  $TL_d$  d'impédance caractéristique  $Z_d$  et de longueur physique  $L_d$  entre les deux réflecteurs de Bragg constitués de  $n$  cellules élémentaires, comme le montre la figure 2.1. Ainsi, on obtient un analogue microonde de l'interféromètre de Fabry-Pérot et plus particulièrement de la structure périodique à BIP présentée en [167]. Des niveaux de défaut apparaissent alors dans les BIE. Pour obtenir la plus grande atténuation de part et d'autre du niveau de défaut dans la BIE, le niveau de défaut doit être situé en son centre, c'est-à-dire lorsque la fréquence du défaut  $f_d$  est égale à  $f_c$ .

En utilisant les matrices  $ABCD$  cascadables [138] puis en convertissant la matrice  $ABCD$  résultante du dispositif en matrice  $S$ , on obtient l'expression du paramètre de transmission  $S_{21}$  à la fréquence  $f = f_c$  :

$$S_{21} = \frac{\sec(\theta_d)}{1 + j \frac{z_1^{4n} z_d^2 + z_2^{4n}}{2 z_1^{2n} z_2^{2n} z_d} \tan(\theta_d)} \quad (2.7)$$

et l'impédance d'entrée réduite  $z_{in}$  du résonateur :

$$z_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_c} = z_d \frac{1 + j (z_1/z_2)^{2n} z_d \tan(\theta_d)}{z_d + j (z_2/z_1)^{2n} \tan(\theta_d)} \quad (2.8)$$

où  $n$  est le nombre de cellules élémentaires ( $TL_1$ - $TL_2$ ) dans chaque réflecteur de Bragg et où le déphasage  $\theta_d$  introduit par le défaut est donné par :

$$\theta_d = \frac{2 \pi L_d}{\lambda_c^{(d)}} = \frac{2 \pi f_c \sqrt{\varepsilon_{reff}^{(d)}} L_d}{c}. \quad (2.9)$$

Afin d'obtenir un niveau de défaut localisé au centre de la BIE (c'est-à-dire à la fréquence  $f_c$ ), il suffit de résoudre (2.7) pour  $|S_{21}| = 1$  ou (2.8) pour  $z_{in} = 1$  (condition d'adaptation). On déduit alors l'expression de la longueur électrique du défaut à la fréquence  $f_c$  :  $\theta_d = m \pi$  avec  $m$  entier positif. La fréquence du défaut est alors :

$$f_d = \frac{m c}{2 L_d \sqrt{\varepsilon_{reff}^{(d)}}} \quad (2.10)$$

et la longueur physique du défaut  $TL_d$  est :

$$L_d = \frac{m \lambda_c^{(d)}}{2}. \quad (2.11)$$

L'équation (2.10) correspond à la définition de l'*ISL* (voir (2.1)) pour  $m = 1$ , ce qui donne alors la position de la première fréquence de résonance de l'interféromètre de Fabry-Pérot comme le montre la figure 2.2. On obtient bien une fréquence du défaut située au centre de la BIE qui dépend uniquement de la longueur électrique du défaut et non pas des impédances caractéristiques  $Z_1$ ,  $Z_2$  ou  $Z_d$ . Les mêmes résultats sont obtenus quand les impédances caractéristiques sont inversées, c'est-à-dire lorsque  $z_i$  est remplacé par  $z'_i = 1/z_i$ , cette propriété étant due au fait que  $S_{21}$  reste inchangé et  $z'_{in} = 1/z_{in}$ . Notons également que la finesse  $F$  définie pour l'interféromètre de Fabry-Pérot correspond au facteur de qualité chargé du résonateur  $Q_L$  défini par :

$$Q_L = \frac{f_d}{\Delta f_{3dB}}, \quad (2.12)$$

où  $\Delta f_{3dB}$  est la bande passante à  $-3$  dB du résonateur.

**Nous nous intéresserons à présent uniquement à la première BIE ( $k = 0$ ) pour réaliser un filtre passe-bande accordable en fréquence centrale. Ceci permet d'obtenir la plus large BIE relative et la structure la plus compacte.**

L'évolution du module de transmission  $|S_{21}|$  pour ce type de résonateur à BIE par rapport à  $z_1$ ,  $z_2$  et  $z_d$  est présentée sur la figure 2.3. Ceci est en accord avec ce qui est observé pour le Fabry-Pérot, à savoir une indépendance de la fréquence de défaut par rapport à  $z_1$ ,  $z_2$  et  $z_d$ .

La largeur relative de la bande rejetée à  $-20$  dB du résonateur de référence est définie par :

$$\text{BW}_{-20 \text{ dB}} = \frac{f_h - f_b}{f_d}. \quad (2.13)$$

Pour le résonateur de référence,  $\text{BW}_{-20 \text{ dB}}$  est de 61%.

De façon qualitative, le rapport  $\zeta_{\text{Bragg}} = z_1/z_2$  (ratio des impédances caractéristiques constituant les réflecteurs de Bragg) et le rapport  $\zeta_{\text{Défaut}} = z_d/z_2$  (rapport des impédances caractéristiques aux interfaces du défaut) doivent être les plus grands possibles pour obtenir la bande rejetée  $\text{BW}_{-20 \text{ dB}}$  la plus large et la plus profonde possible, le rapport  $\zeta_{\text{Bragg}}$  étant plus influent que le rapport  $\zeta_{\text{Défaut}}$ . On retrouve le même comportement avec



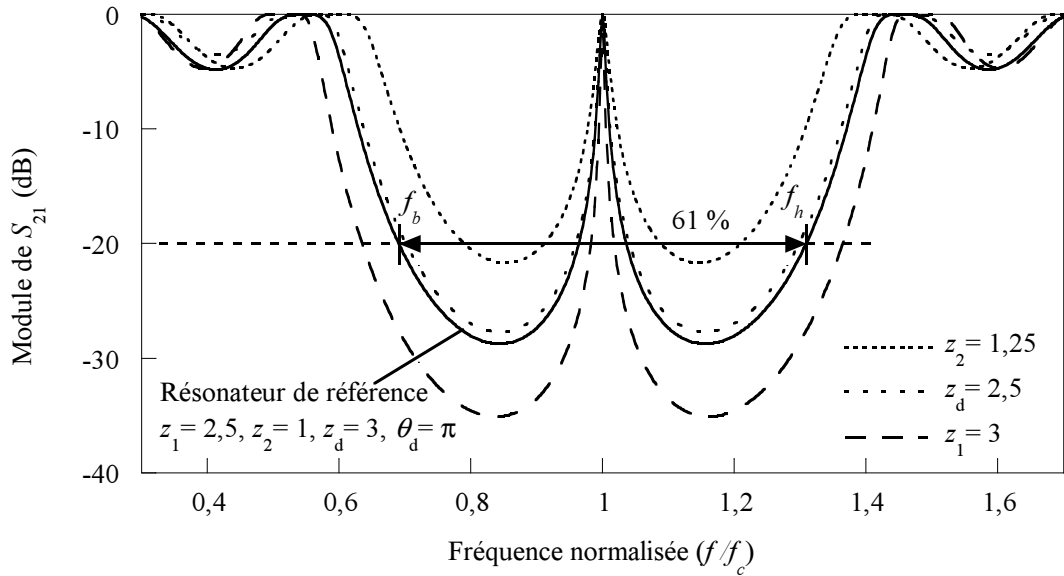


Figure 2.3: Effet des valeurs d'impédances caractéristiques  $z_1$ ,  $z_2$  et  $z_d$  sur le module  $|S_{21}|$  du résonateur de référence à BIE.

l'analogie optique où la profondeur de la bande rejetée augmente lorsque le coefficient de réflexion du miroir s'accroît.

La figure 2.4 montre l'évolution de la largeur de la bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}$  par rapport à  $\zeta_{\text{Bragg}}$  et  $\zeta_{\text{Défaut}}$  pour des valeurs d'impédances caractéristiques variant entre 35 et 175  $\Omega$ . Cet abaque sera utilisé lors de la conception des différents résonateurs.

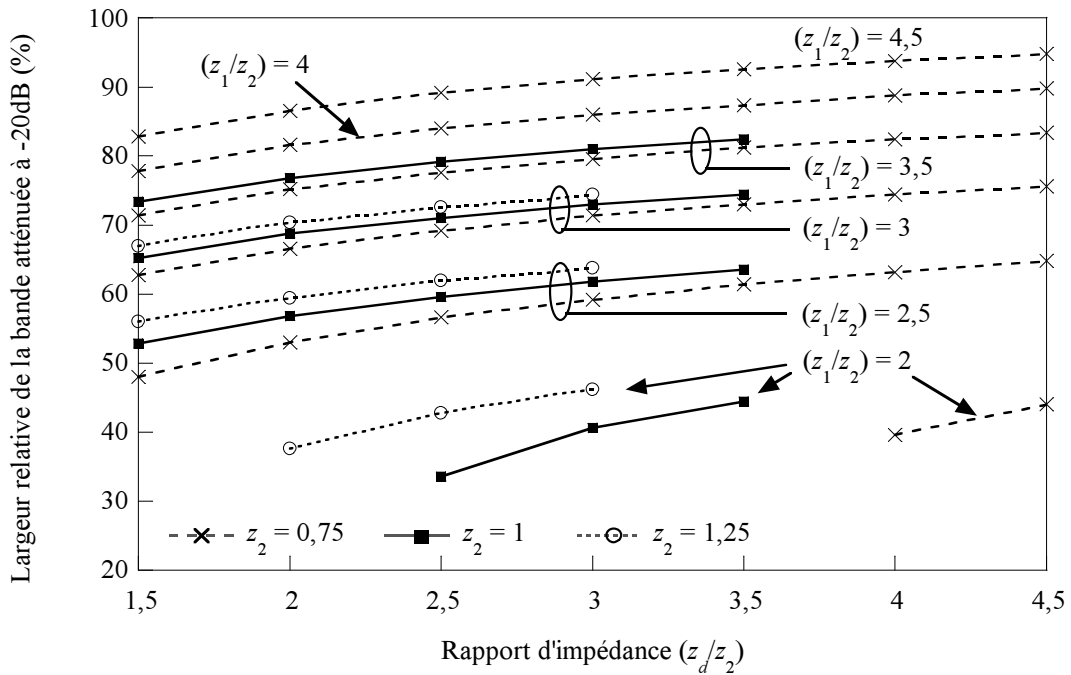


Figure 2.4: Effet des variations de ratios d'impédances caractéristiques sur le module  $|S_{21}|$  du résonateur de référence.

La figure 2.4 montre l'évolution de la bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}$  par rapport à  $\zeta_{Défaut}$ , pour trois valeurs de  $z_2$  (0,75, 1 et 1,25), et pour les valeurs de  $z_1$  mentionnées précédemment (avec  $2 \leq z_1/z_2 \leq 4, 5$ ). Comme attendu, la bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}$  augmente avec les deux ratios d'impédance  $\zeta_{Bragg}$  et  $\zeta_{Défaut}$ . Pour des valeurs données de ces deux ratios, cette bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}$  augmente avec  $z_2$ . De plus, la largeur de la bande rejetée dépend principalement du ratio  $\zeta_{Bragg}$ , le ratio  $\zeta_{Défaut}$  n'ayant qu'une faible influence sur cette largeur  $BW_{-20\text{ dB}}$ . Par exemple, si nous considérons le résonateur de référence ( $z_2 = 1$ , et une bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}=61\%$ ) et si nous augmentons le ratio  $\zeta_{Bragg}$  de 0,5 alors la  $BW_{-20\text{ dB}}$  s'élargit de 11%, alors qu'en augmentant  $\zeta_{Défaut}$  de la même valeur, cela élargit la  $BW_{-20\text{ dB}}$  de seulement 2%. La prédominance de l'influence du ratio  $\zeta_{Bragg}$  sur la largeur de la bande rejetée semble naturelle; en effet, la bande interdite est créée par la structure périodique constituant les réflecteurs de Bragg et non par l'insertion du résonateur dans ce réseau périodique.

La figure 2.5 montre l'évolution du module de transmission  $|S_{21}|$  du résonateur de référence en fonction de la longueur électrique du défaut ( $m$  est compris entre 1 et 4).

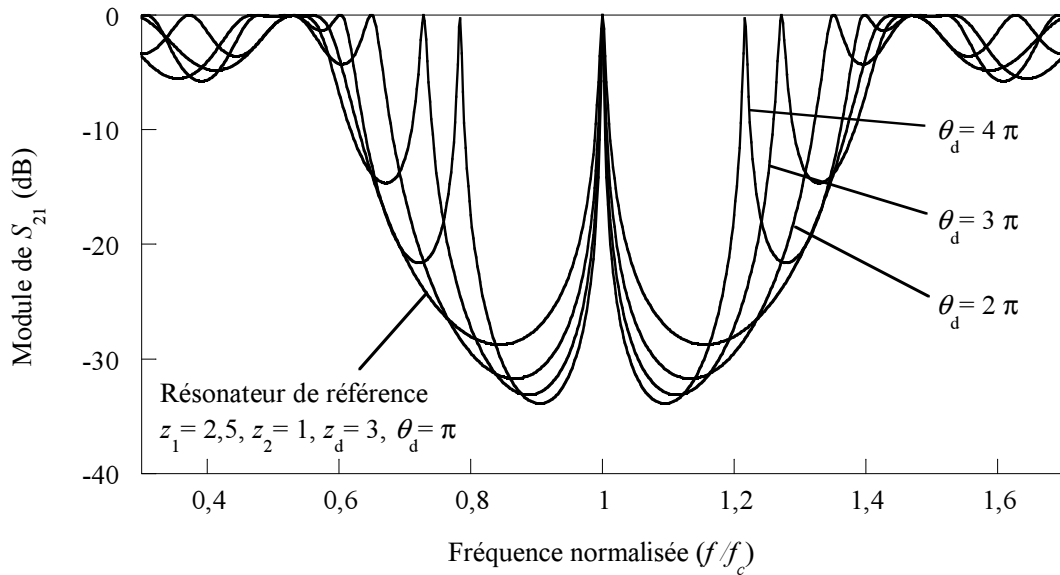


Figure 2.5: Effet de la longueur électrique du défaut  $\theta_d = m \pi$  sur le module  $|S_{21}|$  du résonateur de référence.

Comme prévu par la théorie, la fréquence du défaut  $f_d$  reste au centre de la bande interdite, c'est-à-dire à la fréquence centrale  $f_c$ . Quand  $m$  augmente, d'autres niveaux de défaut apparaissent dans la BIE et le niveau de résonance situé à  $f = f_c$  s'affine, ce

que corrobore l'analogie avec le Fabry-Pérot où l' $ISL$  est inversement proportionnel à la longueur du résonateur (voir (2.1)). Ainsi, pour obtenir la BIE la plus large possible, nous devons prendre une longueur électrique du défaut la plus petite possible ( $\theta_d = \pi$ ) correspondant ainsi à la plus petite longueur physique possible de ce défaut  $L_d = \lambda_c^{(d)}/2$ , d'après (2.11).

La figure 2.6 présente l'influence du nombre  $n$  de cellules élémentaires ( $TL_1$ - $TL_2$ ) sur la largeur de la bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}$  du résonateur de référence. Ici encore, comme dans le cas de l'interféromètre de Fabry-Pérot, plus  $n$  est grand, plus la BIE est atténuée en raison de l'augmentation de la réflectivité des miroirs de Bragg (voir (2.6)). Cependant, pour  $n = 2, 3$  et  $4$ , la largeur de la bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}$  n'est pas augmentée.

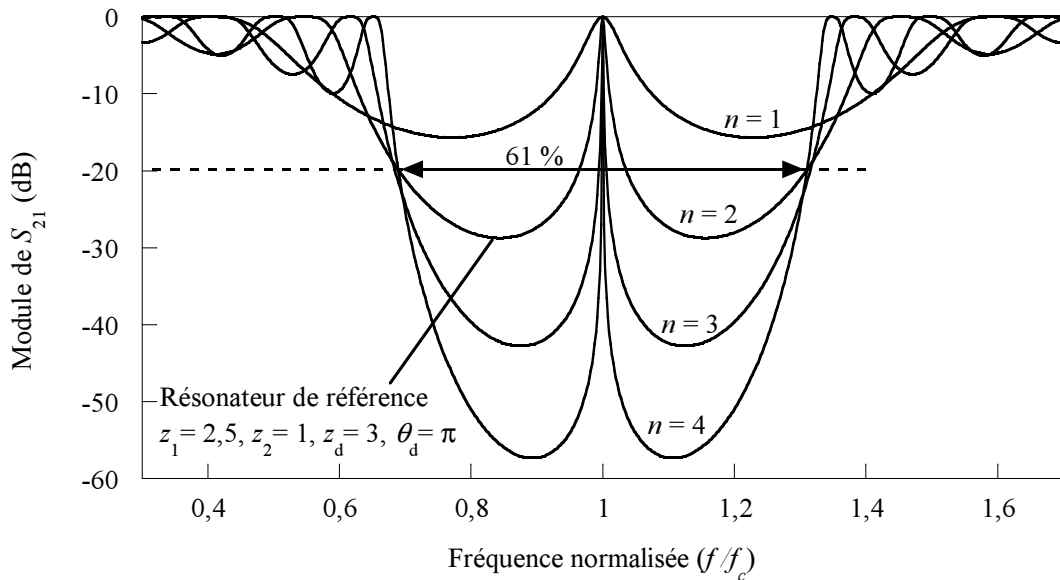


Figure 2.6: Effet du nombre  $n$  de cellules élémentaires ( $TL_1$ - $TL_2$ ) dans chaque réflecteur de Bragg sur le module  $|S_{21}|$  du résonateur de référence.

Ainsi, cette étude montre que la valeur  $n = 2$  correspond au filtre fixe le plus compact présentant une  $BW_{-20\text{ dB}} > 50\%$ . C'est pour cette raison que les deux filtres réalisés par la suite présentent un nombre de cellules élémentaires  $n = 2$ .

## 2.2 Résultats de filtres accordables à base de résonateurs à BIE

L'équation (2.10) montre qu'une variation de la permittivité relative effective du défaut entraîne une variation de la fréquence  $f_d$  autour de  $f_c$ . En utilisant ce principe, cette

section propose deux dispositifs accordables. Le premier est commandé de façon mécanique, c'est-à-dire en recouvrant le défaut central par un matériau de haute permittivité pour augmenter la permittivité effective locale du défaut. Le second filtre est commandé électriquement par des varactors disposés sur le défaut en parallèle entre le ruban central et les plans de masse afin de faire varier la longueur électrique du défaut.

Le substrat utilisé pour réaliser ces deux dispositifs est le RT-Duroid 5880 dont les paramètres sont donnés dans le tableau 2.1.

Substrat RT-Duroid 5880	
Permittivité relative $\epsilon_r$	2,2
Pertes diélectriques $\tan(\delta)$	0,0015
Epaisseur $h$ du substrat	1,5 mm
Epaisseur $t$ de la métallisation	35 $\mu\text{m}$

Tableau 2.1: Paramètres du substrat RT-Duroid 5880.

Les simulations et optimisations ont été effectuées avec deux logiciels de simulation microonde ANSOFT Designer [170] et ADS [171]. Les mesures ont été réalisées sur un analyseur vectoriel de réseau avec la technique de calibrage thru-reflect-line (TRL).

### 2.2.1 Ligne de propagation coplanaire

Les filtres étudiés ici ont été réalisés en technologie guide d'onde coplanaire (CPW) dont une représentation schématique en perspective est donnée sur la figure 2.7, la propagation s'effectuant dans la direction  $z$ . Ce guide d'onde coplanaire a été inventé par Cheng P. Wen [172] dont les initiales sont à l'origine de l'abréviation CPW utilisée pour cette technologie. Outre l'anecdote, cette technologie de ligne de propagation présente plusieurs avantages par rapport à d'autres types de lignes de propagation [138], [101].

Tout d'abord, de façon pragmatique, cette technologie offre l'avantage de présenter sur un même plan le conducteur central et les plans de masse. Cette topologie facilite ainsi le report de matériaux au-dessus de la ligne de propagation (pour en faire varier la permittivité effective de façon importante et donc les paramètres électriques) ainsi que les interconnexions avec des composants montés en surface (CMS) du type capacités fixes ou accordables, ce qui nous intéresse ici. Remarquons qu'afin d'éviter l'apparition des modes

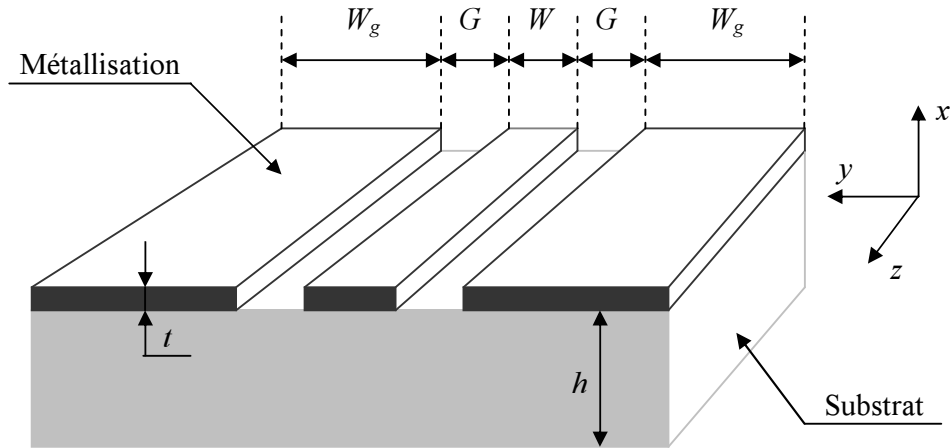


Figure 2.7: Représentation en perspective d'une ligne de propagation en guide d'onde coplanaire.  $W$ ,  $G$  et  $W_g$  sont les largeurs respectives du ruban central, des fentes, et des plans de masse.

de propagation impairs (antisymétriques) le long de la ligne coplanaire, des paires de composants identiques (capacités ou varactors) devront être considérées, chacun d'entre eux devant être soudé de part et d'autre du conducteur central pour maintenir la symétrie.

De plus, cette topologie de ligne présente une quasi indépendance de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective vis-à-vis de la fréquence, ceci sur de larges plages de fréquences.

Par ailleurs, du fait de sa structure, la ligne CPW offre une bonne immunité aux couplages et un paramètre géométrique supplémentaire par rapport à la ligne microruban, rendant sa conception peu dépendante de l'épaisseur du substrat.

Cependant, bien que la tangente effective des pertes du substrat soit meilleure pour ce type de ligne CPW que pour les lignes microruban, les pertes totales engendrées en CPW restent généralement plus importantes qu'en technologie microruban. Aux fréquences qui nous intéressent, inférieures à quelques dizaines de GHz, ces pertes sont principalement liées aux pertes conductrices, les pertes par rayonnement devenant généralement prédominantes au delà de plusieurs dizaines de GHz.

Enfin, la plage des impédances caractéristiques réalisables dans cette technologie est grande (typiquement entre 35 et 175  $\Omega$ ) et permet d'obtenir des impédances caractéristiques élevées. Cette dernière propriété sera utilisée aux chapitres 3 et 4 pour réduire les dimensions longitudinales des filtres.

## 2.2.2 Validation de l'accord mécanique du résonateur

Pour valider l'étude théorique ci-dessus, un premier résonateur fixe à BIE a été conçu [165], [173]. L'accord du résonateur est validé de manière mécanique par report d'un substrat de haute permittivité à une hauteur  $h$  au-dessus de la ligne de propagation du défaut.

### 2.2.2.1 Conception du résonateur fixe

La fréquence souhaitée du défaut est  $f_d = 4$  GHz, avec une  $BW_{-20\text{ dB}} > 55\%$ . Comme cela a déjà été précisé, le nombre  $n$  de cellules élémentaires est pris égal à 2 afin d'obtenir une large bande rejetée à mieux que  $-20$  dB (voir figure 2.6) tout en obtenant une structure de filtre la plus courte possible (la longueur totale du filtre étant égale à  $2,5 \lambda_c$  pour une longueur du défaut  $L_d = \lambda_c^{(d)}/2$ ).

L'objectif d'une largeur relative de bande rejetée à  $-20$  dB d'au moins  $55\%$  conduit (d'après la figure 2.4) à des rapports minimaux d'impédances  $\zeta_{Bragg} = z_1/z_2$  et  $\zeta_{Défaut} = z_d/z_2$  pour une impédance caractéristique réduite  $z_2$  donnée. Notre choix se porte alors sur le triplet  $\zeta_{Bragg} = 2,5$ ,  $\zeta_{Défaut} = 3$ , et  $z_2 = 1$ .

Une photographie du résonateur fixe réalisé est présentée à la figure 2.8. Les dimensions de chacune des lignes de propagation CPW constituant le filtre ont été optimisées à l'aide du logiciel de simulation ADS. Ces valeurs sont données dans le tableau 2.2. La simulation électrique du module du paramètre  $S_{21}$  du résonateur est présentée à la figure 2.9.

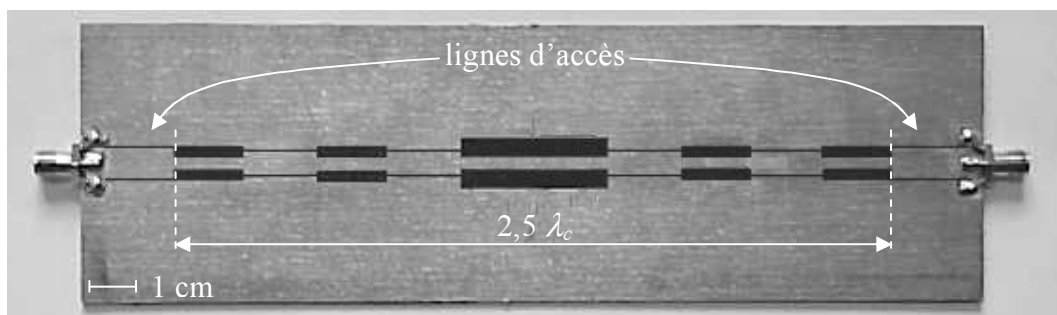


Figure 2.8: Photographie du résonateur fixe à 4 GHz.

### 2.2.2.2 Résultats du résonateur fixe

La mesure des pertes d'insertion de ce résonateur fixe est présentée à la figure 2.10. Des rétro-simulations prenant en compte les sauts importants d'impédance caractéristique

Ligne de propagation	$TL_1$	$TL_2$	$TL_d$
Impédance caractéristique normalisée $z_i$	2,48	1,04	2,92
Largeur du ruban central $W_i$	2,5 mm	5,5 mm	2,5 mm
Largeur de la fente $G_i$	2,5 mm	0,25 mm	4,25 mm
Longueur de la ligne $L_i$	15 mm	16 mm	32 mm

Tableau 2.2: Paramètres du résonateur fixe à 4 GHz.

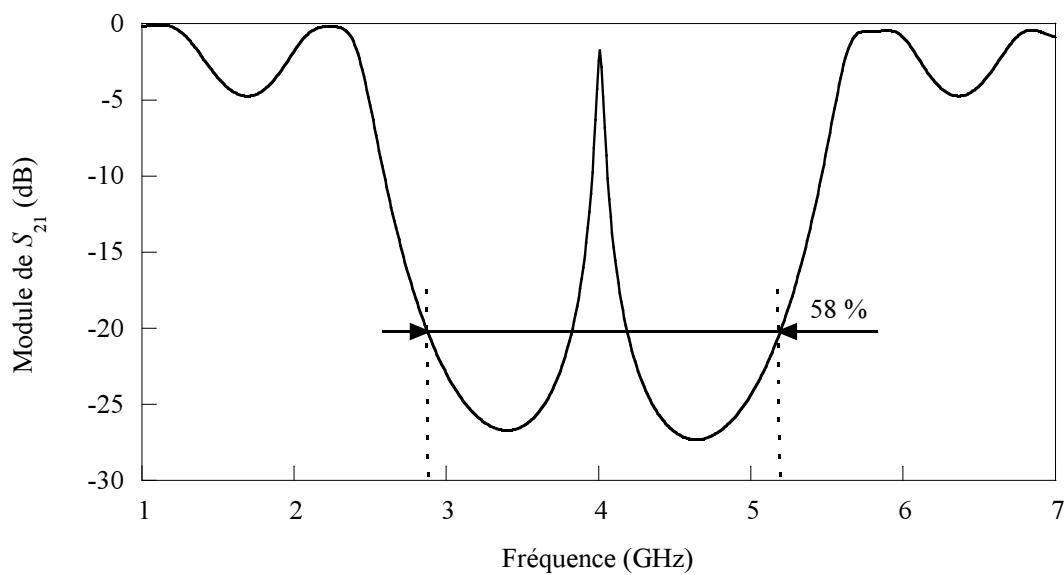


Figure 2.9: Simulations du module  $|S_{21}|$  du résonateur fixe optimisé à 4 GHz.

présents dans la structure du résonateur sont également montrées sur cette même figure. Ces sauts d'impédance caractéristique ont été simulés de manière électromagnétique puis ré-importés dans les simulations électriques. Les résultats de mesure sont alors en bon accord avec ces rétro-simulations, le désaccord entre mesures et rétro-simulations de la fréquence de défaut  $f_d$  étant de seulement 2% puisque  $f_d = 3,86$  GHz (désaccord de 3,5% avec les simulations initiales). À la fréquence du défaut, les pertes d'insertion mesurées sont de 4,2 dB (supérieures de 2,4 dB par rapport aux simulations initiales et de seulement 0,4 dB par rapport aux rétro-simulations) et la bande rejetée  $BW_{-20\text{ dB}}$  est de 57% (entre 2,8 et 5 GHz). Le facteur de qualité chargé obtenu est alors  $Q_L = 66$ . Ces rétro-simulations mettent en évidence les effets de bords aux interfaces induisant des modifications de longueur électrique des tronçons de ligne constituant la structure du résonateur, notamment

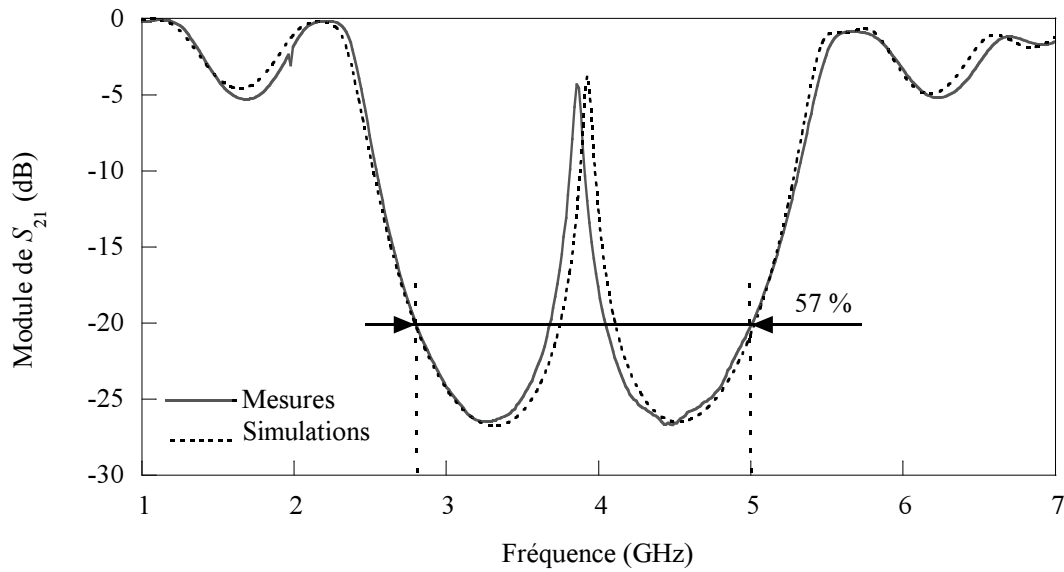


Figure 2.10: Mesures et rétro-simulations du module  $|S_{21}|$  du résonateur fixe à 4 GHz.

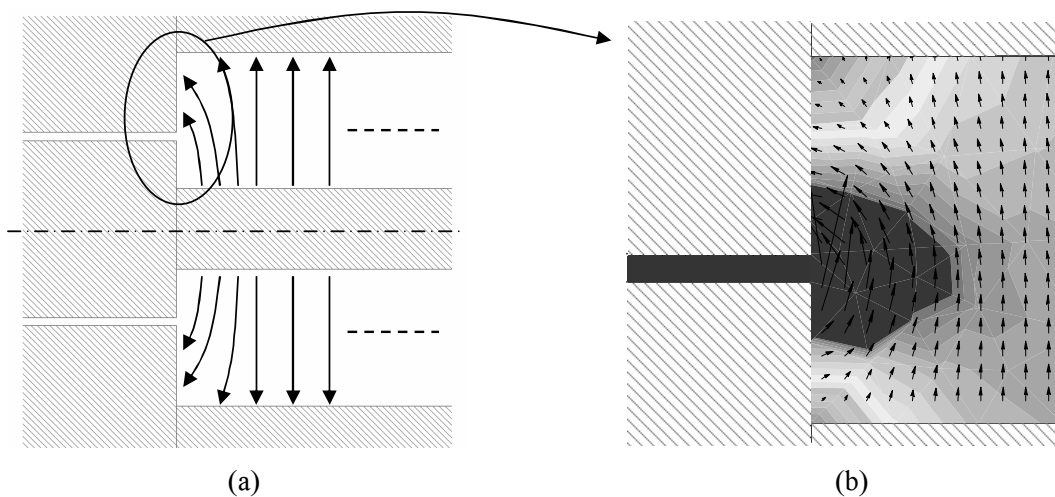


Figure 2.11: Influence d'une discontinuité d'impédances sur les lignes de champ électrique du côté de la ligne haute impédance : (a) représentation schématique et (b) simulation électrostatique effectuée avec le logiciel Quickfield [174].

pour le défaut central  $TL_d$ . Physiquement, les lignes de champ électrique aux interfaces sont déformées du côté de la ligne haute impédance (voir figure 2.11), ces lignes de champ suivant le « plus court » chemin entre le ruban central et les plans de masse. Le défaut central demi-onde  $TL_d$  présente, pour le résonateur à BIE réalisé ici, une haute impédance  $Z_d$  (voir figure 2.8). Ainsi, les lignes de champ aux interfaces de ce défaut sont déformées, ce qui implique une augmentation de la capacité linéique de la ligne  $TL_d$ , équivalant à une augmentation de la permittivité effective  $\varepsilon_{eff}^{(d)}$ . D'après (2.10), cela conduit à un décalage



vers les basses fréquences de  $f_d$  comme observé à la figure 2.10.

### 2.2.2.3 Accord mécanique du résonateur à 4 GHz

Comme le montre l'équation (2.10), il est possible de rendre accordable la fréquence du niveau de défaut en faisant varier la permittivité effective au niveau de ce défaut. On montre cet effet expérimentalement en plaçant un matériau de permittivité relative  $\epsilon_r = 10,2$  et d'épaisseur 1,27 mm au-dessus du défaut à une hauteur  $h$  des métallisations comme le propose la figure 2.12. Plus le matériau sera proche de la ligne de propagation constituant le défaut, plus la permittivité effective de cette ligne CPW sera augmentée, induisant une augmentation de la longueur électrique du défaut et donc une diminution de la fréquence du défaut.

Les mesures de l'accord obtenu sont présentées sur la figure 2.13.

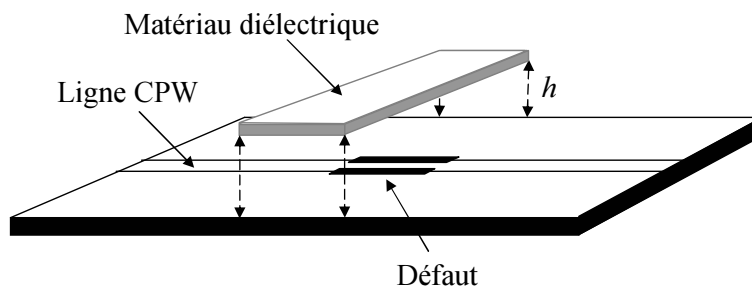


Figure 2.12: Principe du résonateur rendu accordable mécaniquement par report d'un matériau diélectrique à une hauteur  $h$  au-dessus du défaut.

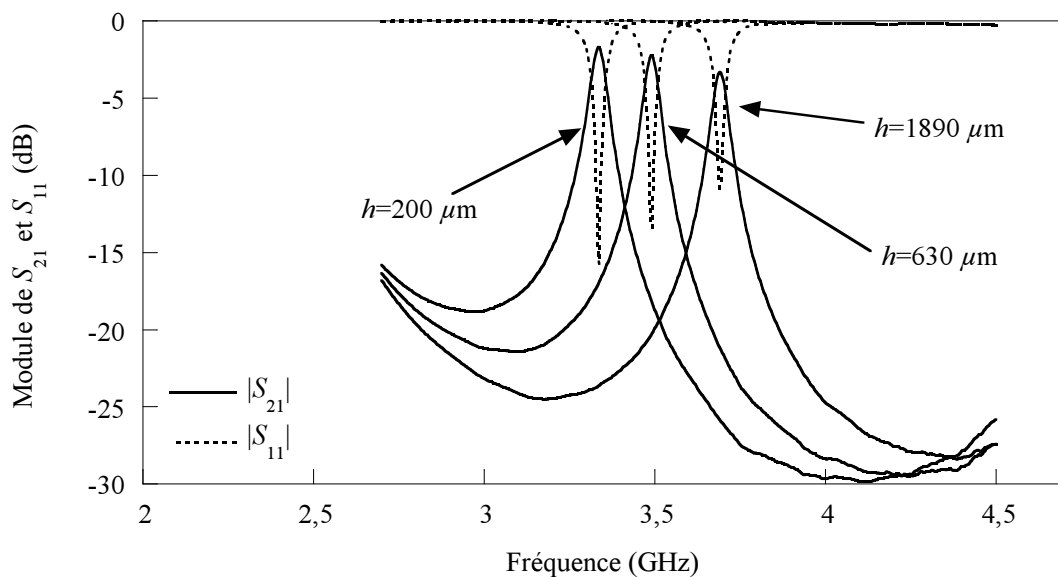


Figure 2.13: Mesures de l'accord mécanique du résonateur.

Comme attendu, plus le matériau se rapproche de la ligne  $TL_d$ , plus la fréquence du niveau de défaut est décalée vers les basses fréquences. La fréquence  $f_d$  peut alors être mécaniquement accordée entre 3,33 GHz et 3,69 GHz avec des pertes d'insertion à  $f_d$  comprises entre 1,7 et 3,3 dB et une adaptation comprise entre 10,8 et 15,7 dB.

### 2.2.3 Filtre accordable électriquement

Le principe de l'accord de la fréquence  $f_d$  ayant été démontré précédemment, un filtre accordable de manière électrique va être présenté dans ce paragraphe.

#### 2.2.3.1 Conception du filtre

La fréquence du défaut est fixée à 9 GHz. La même méthode de conception que celle présentée ci-dessus a été utilisée pour réaliser ce second dispositif sur le même substrat RT-Duroid 5880. L'accord du filtre a été réalisé en chargeant le défaut par une paire de varactors (comme expliqué au paragraphe 2.2.1). Les varactors utilisés ici sont des diodes Schottky Agilent HSCH-5314 polarisées en inverse dont le modèle électrique équivalent est donné à la figure 2.14.

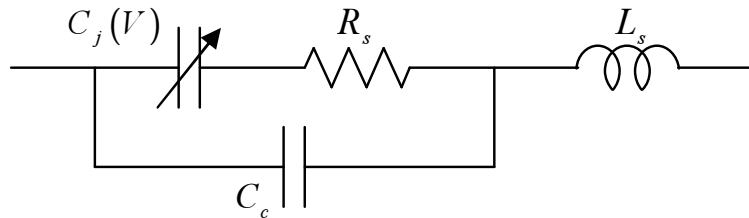


Figure 2.14: Modèle électrique équivalent d'une diode Schottky polarisée en inverse.

La capacité accordable en tension de la diode Schottky Agilent HSCH-5314 polarisée en inverse peut être modélisée par :

$$C_j(V) = C_{j0} (1 + V/V_j)^{-M} \quad (2.14)$$

où  $C_{j0} = 130$  fF est la capacité de jonction sans polarisation de la diode,  $V_j = 0,65$  V est la tension de «built-in»,  $M$  est le coefficient de «grading», et  $V$  est la tension de polarisation en inverse de la diode. Avec une tension de claquage  $V_{BR} = 4$  V, la capacité peut varier entre  $C_{\min} = 50$  fF et  $C_{\max} = 130$  fF, conduisant à un rapport  $C_{\max}/C_{\min} =$

2, 6. Le constructeur donne pour valeurs de la résistance série  $R_s = 2,8 \Omega$ , de l'inductance série  $L_s = 0,1 \text{ nH}$  et de la capacité de boîtier  $C_c = 20 \text{ fF}$ .

La fréquence de coupure des diodes est environ 50 fois supérieure à la fréquence du défaut  $f_d$  :

$$f_{cutoff} = 1/(2 \pi R_s C_{\max}) = 437 \text{ GHz} \quad (2.15)$$

La caractérisation de ces diodes a conduit à des caractéristiques différentes des données constructeur, avec un plus faible rapport  $C_{\max}/C_{\min} = 1,5$  ( $C_{\min} = 77 \text{ fF}$  et  $C_{\max} = 116 \text{ fF}$ ) et une résistance série plus élevée ( $R_s = 4 \Omega$ ). Ces valeurs induisent donc une plus petite plage de variation de la fréquence du niveau de défaut et des pertes d'insertion plus grandes qu'initialement prévues.

Le filtre a été optimisé, en considérant les caractéristiques des diodes mesurées, pour obtenir une plage de variation maximale de la fréquence du défaut  $f_d$  centrée à la fréquence de fonctionnement  $f_c = 9 \text{ GHz}$ . La longueur électrique  $\theta_d$  du défaut chargé par la paire de varactors doit être égale à  $\pi$  pour  $C_{\text{moy}} = (C_{\max} + C_{\min})/2$  à la fréquence centrale afin d'obtenir un niveau du défaut de fréquence  $f_d$  accordable de part et d'autre de la fréquence  $f_c = 9 \text{ GHz}$ .

A cette fréquence,  $\varepsilon_{\text{ref}}^{(d)} \simeq 1,5$  et  $\lambda_c^{(d)} = 28 \text{ mm}$ . L'optimisation conduit alors à une longueur physique du défaut  $L_d = 10 \text{ mm}$  ( $= 0,36 \lambda_c^{(d)}$ ), les lignes de propagation quart d'onde  $TL_1$  et  $TL_2$  à  $f_c$  ayant pour longueurs  $L_1 = L_2 = 7 \text{ mm}$ . Ainsi, la longueur totale du filtre est  $66 \text{ mm}$  ( $= 2,36 \lambda_c^{(d)}$ ). Les impédances caractéristiques normalisées et paramètres physiques des lignes de propagation constituant le filtre sont reportées dans le tableau 2.3. Ces valeurs conduisent à des ratios d'impédance  $z_2/z_1 = 2,7$  et  $z_2/z_d = 2,33$ .

Ligne de propagation	$TL_1$	$TL_2$	$TL_d$
Impédance caractéristique normalisée $z_i$	1,3	3,5	1,5
Largeur du ruban central $W_i$	1,7 mm	0,2 mm	1 mm
Largeur de la fente $G_i$	0,25 mm	1 mm	0,25 mm
Longueur de la ligne $L_i$	7 mm	7 mm	10 mm

Tableau 2.3: Paramètres du filtre accordable à 9 GHz.

La position de la paire de diodes le long de la ligne de propagation constituant le défaut est critique quant à la plage d'accord de  $f_d$ . Dans le cas de cristaux photoniques unidimensionnels (analogie optique de la structure périodique à BIE étudiée ici), il a été démontré dans [175] que pour des modes de défaut impairs (correspondant ici à des valeurs impaires de  $m$ , [voir (2.10)]), le champ électrique s'annule à la fréquence du niveau de défaut au centre de la ligne de propagation constituant ce défaut. C'est pourquoi, lorsque la paire de diodes est placée en ce point, son influence sur le gabarit du filtre est nulle. Nous sommes ici dans ce cas puisque  $m = 1$ . La figure 2.15 présente l'accord relatif de  $f_d$  en fonction de la position de cette paire de varactors le long de la ligne de propagation constituant le défaut.

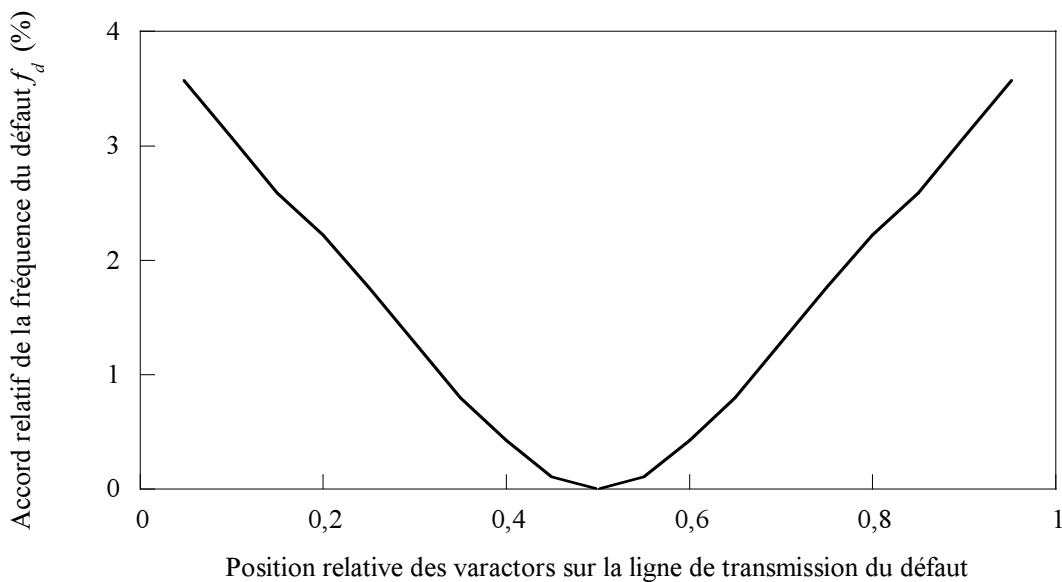


Figure 2.15: Accord relatif de  $f_d$  en fonction de la position de la paire de diodes Schottky le long de la ligne de propagation  $TL_d$ .

Ainsi, pour obtenir un accord relatif de  $f_d$  maximal, la paire de varactors doit être soudée à l'une des deux extrémités du défaut  $TL_d$ . Comme prévu par la théorie, il n'y a aucun accord de cette fréquence du défaut lorsque les varactors sont soudés au centre du résonateur  $TL_d$ .

Pour illustrer les effets parasites du boîtier et de la résistance série des diodes sur le gabarit du filtre, trois simulations électriques ont été effectuées en considérant le modèle électrique des diodes Schottky polarisées en inverse. La paire de diodes est soudée sur un des bords de la ligne de propagation  $TL_d$  pour assurer l'accord maximal possible du niveau

de défaut. Dans la première simulation, tous les effets parasites des diodes sont considérés ( $R_s = 4 \Omega$ ,  $L_s = 0,1 \text{ nH}$  et  $C_c = 20 \text{ fF}$ ). Dans la seconde simulation, uniquement les effets parasites du boîtier sont pris en compte ( $R_s = 0 \Omega$ ,  $L_s = 0,1 \text{ nH}$  et  $C_c = 20 \text{ fF}$ ). Enfin, dans la troisième simulation, seulement la résistance série est considérée, les effets parasites du boîtier étant considérés comme inexistantes ( $R_s = 4 \Omega$ ,  $L_s = 0 \text{ nH}$  et  $C_c = 0 \text{ fF}$ ). Les résultats de ces simulations sont présentés à la figure 2.16 et résumés dans le tableau 2.4.

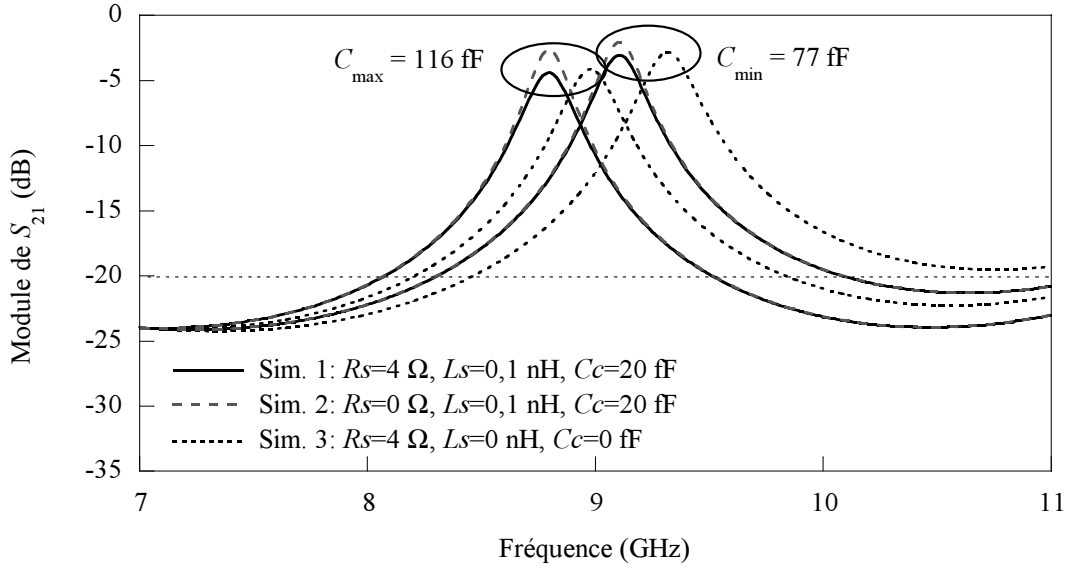


Figure 2.16: Simulations du filtre accordable électriquement optimisé à 9 GHz ( $n = 2$ ) montrant les effets des résistance série, inductance série et capacité de boîtier sur le module  $|S_{21}|$ .

Simulations	Sim. 1		Sim. 2		Sim. 3	
$C_f(V)$	$C_{\min}$	$C_{\max}$	$C_{\min}$	$C_{\max}$	$C_{\min}$	$C_{\max}$
$f_d$ (GHz)	9,11	8,79	9,11	8,79	9,31	8,99
Pertes d'insertion à $f_d$ (dB)	3,05	4,4	2,05	2,6	2,8	4,1
Facteur de qualité chargé ( $Q_L$ )	41	39,5	46	48	39	38
Accord relatif de $f_d$	3,5 %		3,5 %		3,5 %	

Tableau 2.4: Effects des résistance série, inductance série et capacité de boîtier sur les pertes d'insertion, sur le facteur de qualité et sur la plage d'accord relative de la fréquence du défaut.

Pour la simulation considérant le modèle électrique équivalent complet des diodes, correspondant à un filtre réaliste, la plage d'accord relatif de la fréquence du défaut atteint 3,5 % avec des pertes d'insertion comprises entre 3,05 et 4,4 dB, et un facteur de qualité chargé  $Q_L = 40$ .

Les simulations 1 et 2 montrent l'effet de la résistance série des diodes sur les pertes d'insertion du filtre. La prise en compte de la résistance série  $R_s$  augmente alors les pertes d'insertion de 1 à 1,8 dB, et réduit le facteur de qualité chargé du niveau de défaut. Cependant, cela n'influe pas sur la fréquence  $f_d$  comprise entre 8,79 et 9,11 GHz pour  $C_{\max}$  et  $C_{\min}$ , respectivement (voir tableau 2.4). De la même façon, les simulations 1 et 3 montrent les effets du boîtier des diodes sur le gabarit du filtre : la longueur électrique du défaut est alors modifiée conduisant à un décalage de 0,2 GHz de la fréquence de fonctionnement du filtre. Cependant, les effets parasites induits par le boîtier ont une influence faible sur l'accord relatif de  $f_d$  qui reste de 3,5 %.

### 2.2.3.2 Résultats du filtre réalisé

Après fabrication du filtre conçu, celui-ci a été mesuré en absence de diodes sur le défaut afin de valider la modélisation électromagnétique de la ligne périodique réalisée. La figure 2.17 compare les modules  $|S_{21}|$  mesuré et simulé du filtre non chargé par les varactors.

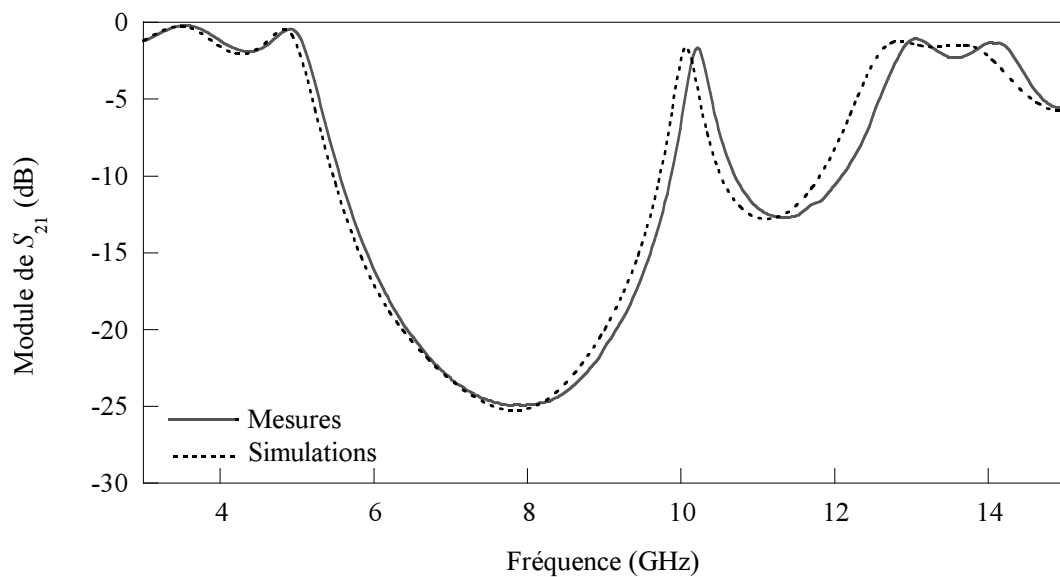


Figure 2.17: Mesures et simulations électromagnétiques du module  $|S_{21}|$  du filtre accordable électriquement optimisé à 9 GHz ( $n = 2$ ) sans diodes.

En l'absence de diodes sur le défaut, sa longueur électrique est réduite, ce qui induit un décalage de la fréquence du défaut  $f_d$  au-dessus de la fréquence centrale de la BIE. De plus, les mesures sont en bon accord avec les simulations issues de cette modélisation électromagnétique. Ce bon accord entre mesures et simulations tant en termes de fréquence que d'amplitude du niveau de défaut permet de valider la modélisation électromagnétique de la structure. Il est ainsi possible d'étudier la contribution des différents types de pertes (conductrices, diélectriques, et par rayonnement) à la fréquence du défaut  $f_d$  en comparant (voir figure 2.18) les simulations du filtre réel, avec celles du filtre sur substrat sans pertes, puis avec un conducteur parfait, puis enfin avec substrat sans pertes et conducteur parfait.

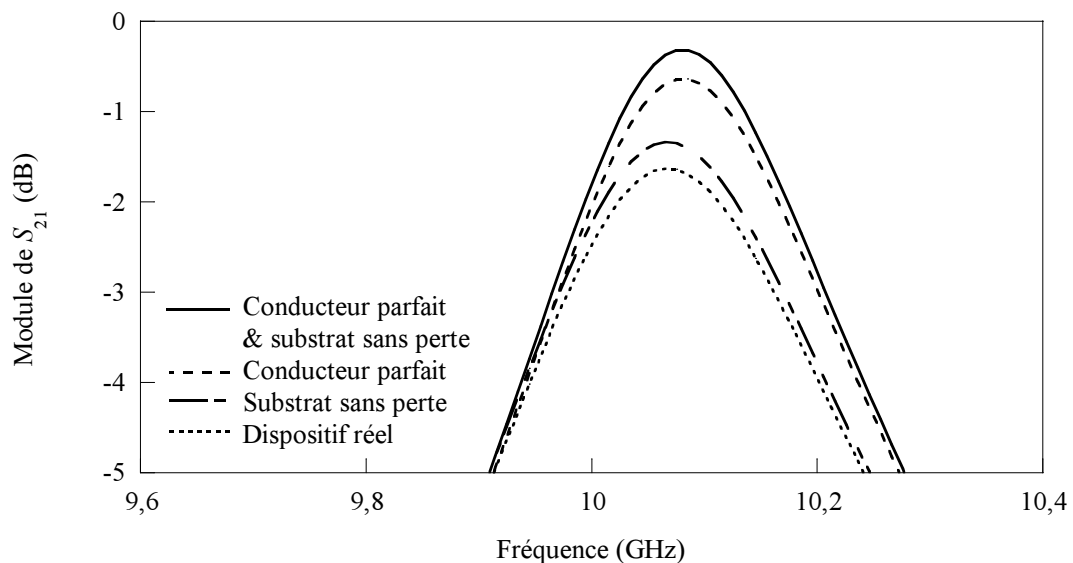


Figure 2.18: Simulations électromagnétiques du filtre autour de  $f_d$ , mettant en évidence les contributions respectives des pertes diélectriques, conductrices, et par rayonnement.

Les résultats de simulation présentés à la figure 2.18 permettent alors de mettre en exergue la contribution principale des pertes conductrices à la fréquence du défaut. En effet, alors que les pertes conductrices représentent environ 1 dB d'atténuation à la fréquence du défaut, les pertes diélectriques et radiatives s'élèvent seulement à 0,3 dB chacune. Les pertes radiatives peuvent être correctement estimées dans le cas où les simulations prennent en compte simultanément des conducteur et substrat parfaits puisque l'adaptation de la structure est alors meilleure que 38 dB à  $f_d$ .

Le filtre rendu accordable (en présence de la paire de diodes soudées sur le défaut) a ensuite été mesuré. Pour estimer les pertes d'insertion, l'adaptation et la distorsion

d'harmoniques, des mesures en petit puis en fort signal ont été réalisées. Une photographie du filtre optimisé à 9 GHz accordable électriquement par varactors à semiconducteur est présentée à la figure 2.19.

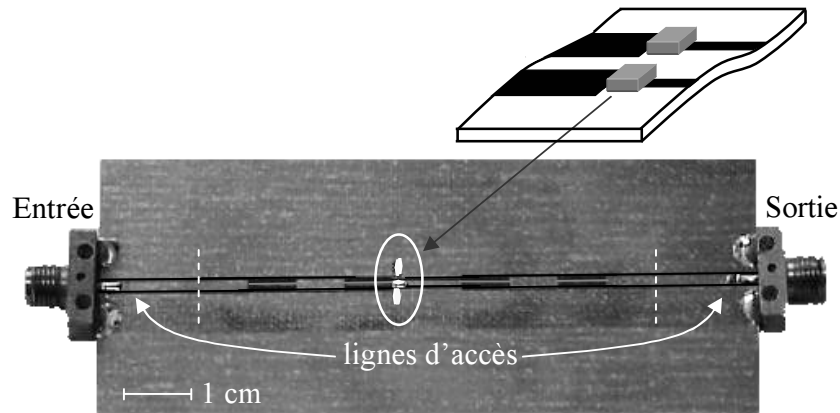


Figure 2.19: Photographie du filtre accordable à 9 GHz.

#### *a) Mesures en petit signal*

La figure 2.20 compare les modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés et simulés du filtre accordable. Les mesures sont en très bon accord avec les simulations, puisque l'accord fréquentiel relatif de la fréquence du défaut est d'environ 3,5 % (de 8,8 GHz à 9,11 GHz), avec un facteur de qualité chargé de 40. À la fréquence du défaut, les pertes d'insertion sont comprises entre 3,3 dB et 4,75 dB, et l'adaptation à l'entrée du filtre est meilleure que 20 dB. Le filtre étant longitudinalement asymétrique,  $|S_{11}|$  est différent de  $|S_{22}|$ . En effet, l'adaptation en sortie du filtre est mauvaise ( $\sim 5$  dB). Enfin, la réjection entre les fréquences extrêmes du défaut est supérieure à 8 dB, avec une bande rejetée relative  $BW_{-20 \text{ dB}}$  de 56 %.

#### *b) Mesures en fort signal*

Nous présentons ici des mesures du filtre en fort signal pour évaluer la distorsion d'harmoniques engendrée par les varactors à semiconducteur non linéaires. Cette non linéarité des diodes conduit à la génération d'harmoniques et augmente les pertes d'insertion en forte puissance. Les mesures présentées ici ont été réalisées pour une polarisation inverse des varactors de 2 V pour centrer la fréquence du défaut à 9 GHz. La figure 2.21 montre les résultats des mesures de puissance de sortie à la fréquence du fondamental (9 GHz) et au second harmonique (18 GHz) pour une puissance en entrée du filtre à 9 GHz comprise entre  $-26$  dBm et 15 dBm.



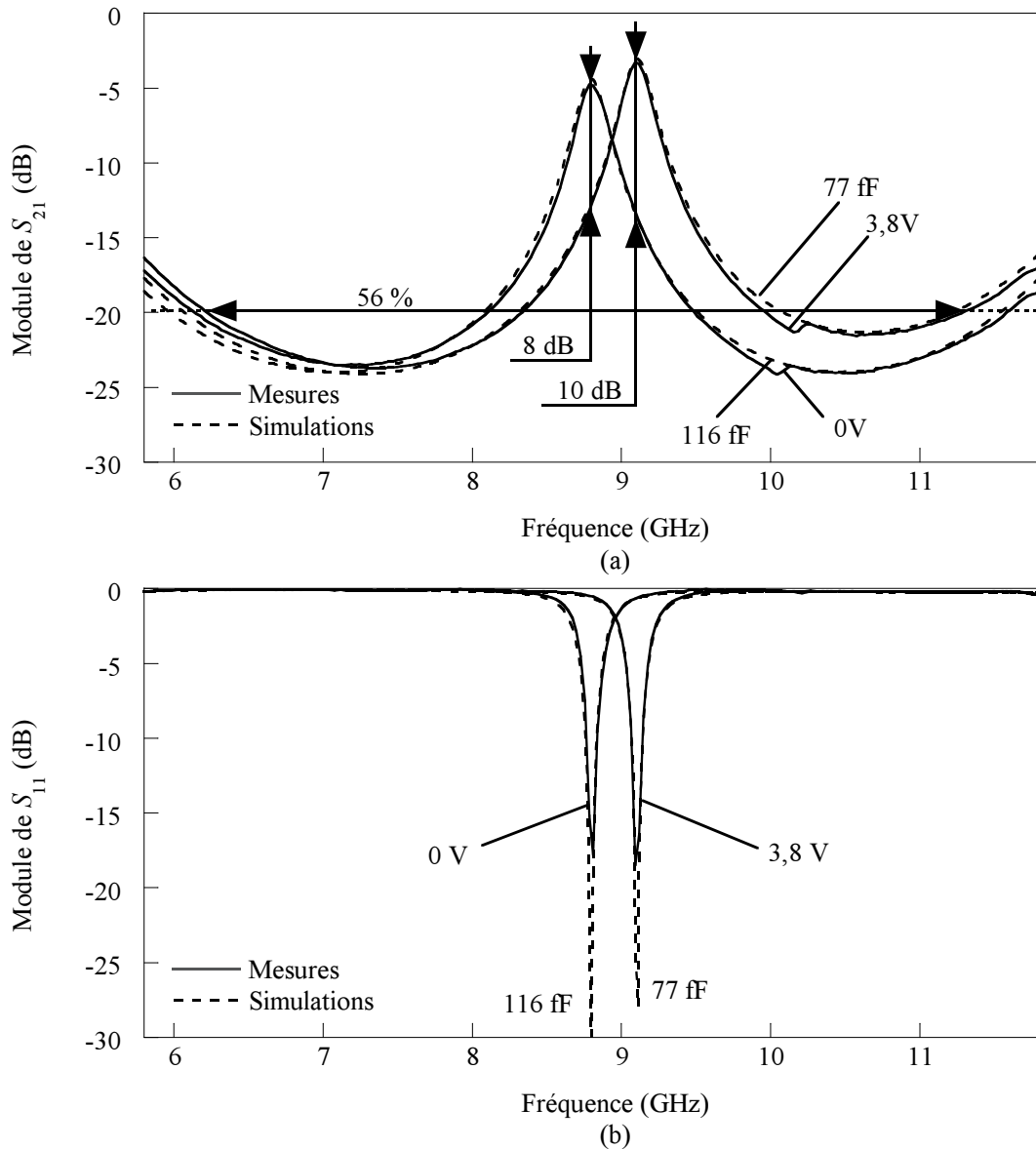


Figure 2.20: Modules (a)  $|S_{21}|$ , et (b)  $|S_{11}|$  mesurés et simulés du filtre accordable électriquement à 9 GHz.

Pour une puissance en entrée du filtre inférieure à 5 dBm, les pertes d'insertion du filtre correspondent aux pertes d'insertion en petit signal, c'est-à-dire environ 4,5 dB. Le filtre présente alors une bonne linéarité, la puissance du second harmonique étant au moins 15 dB inférieure à la puissance du fondamental. Le point de compression à 1 dB apparaît pour une puissance d'entrée de 8 dBm, la puissance en sortie du filtre au second harmonique étant inférieure de 12 dB à la puissance du fondamental. Enfin, le point d'interception de second ordre en sortie de filtre OIP2 (de l'anglais "2<sup>nd</sup> order Output Intercept Point") est situé à une puissance de 16,5 dBm.

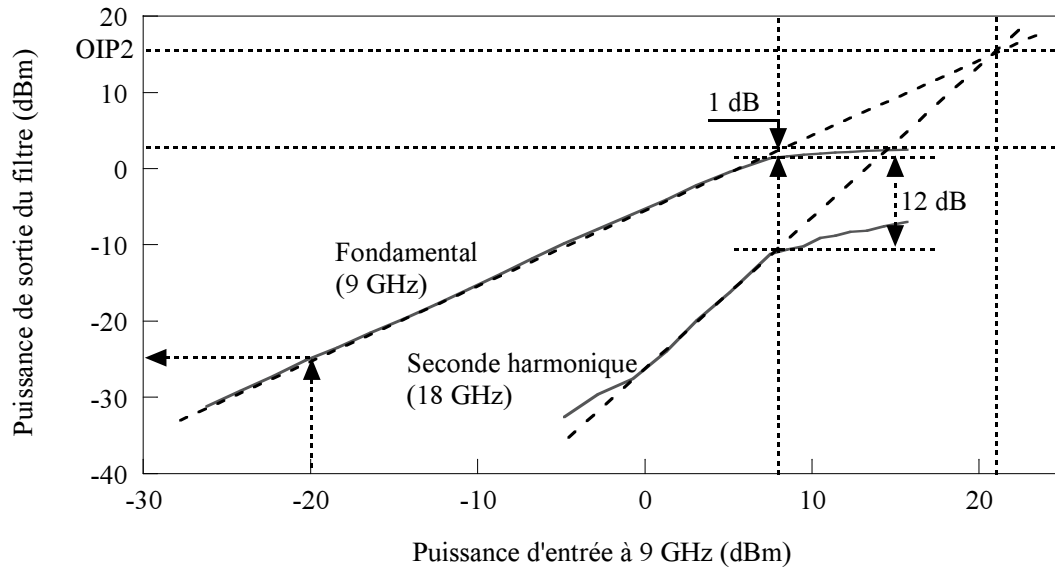


Figure 2.21: Puissance en sortie du filtre en fonction de la puissance à son entrée à 9 GHz.

## 2.2.4 Conclusion de l'étude et améliorations envisagées

Une topologie de filtre passe-bande accordable à haut facteur de qualité a été étudiée dans ce chapitre. Bien que déjà abordée dans plusieurs articles [150], [124], et [13], cette structure filtrante ne présentait pas jusqu'ici d'étude théorique claire. Le but a donc consisté dans un premier temps à obtenir des équations simples permettant de concevoir de tels dispositifs. L'accord de la fréquence  $f_d$  a été mis en évidence de manière mécanique (par report d'un substrat au-dessus du défaut) puis électrique par ajout d'une paire de varactors en parallèle sur le défaut. Nous avons montré que la position de ces varactors le long de la ligne de propagation constituant le défaut est critique pour maximiser l'accord obtenu de  $f_d$ . Deux dispositifs ont ensuite été réalisés pour valider l'étude théorique, ce qui a permis de démontrer l'atout principal de ce type de filtre : son haut facteur de qualité chargé  $Q_L$  atteint (=40 pour le filtre électriquement accordable). Cependant, cette topologie de filtre passe-bande sélectif accordable présente plusieurs inconvénients :

- des pertes d'insertion importantes combinées à une longueur du dispositif rédhibitoire ;
- un faible accord de la fréquence du défaut ;
- la présence de forts sauts d'impédance caractéristique compliquant la modélisation, et pouvant induire des désaccords entre les mesures et simulations ;

- une distorsion d’harmoniques en fort signal due au caractère non linéaire des diodes imposant l’utilisation de ces dispositifs pour des applications à faible puissance (inférieures à quelques dBm) ;
- la présence de bandes de fréquences transmises non désirées de part et d’autre du niveau de défaut.

Des solutions permettant d’améliorer sensiblement les performances de ces filtres peuvent être envisagées [166]. Cependant, les inconvénients inhérents à la topologie (dimensions importantes et présence de bandes de fréquences transmises de part et d’autre de la bande passante) rendent son usage peu intéressant, ou alors dans des applications très spécifiques, nécessitant par exemple des hauts facteurs de qualité sans contrainte de dimensions.

## Chapitre 3

# Filtres passe-bas accordables en bande passante

Dans ce troisième chapitre, une topologie de filtre passe-bas accordable en bande passante, à base d'une structure périodique, est présentée. Cette structure périodique consiste en une ligne de propagation périodiquement chargée par des capacités fixes [101], [147] ou variables dans le cas de dispositifs accordables. L'étude de cette structure périodique met en évidence un spectre constitué de bandes de fréquences permises et de bandes de fréquences interdites, les BIEs. La première bande de fréquences permises peut être assimilable à un filtre passe-bas, la seconde plage de fréquences autorisées pouvant être rejetée à plus de cinq fois la fréquence de coupure du filtre, d'où un véritable intérêt dans le domaine du filtrage passe-bas. Cependant, l'adaptation dans la bande passante n'est pas bonne. Aussi, afin de l'améliorer, les cellules latérales, dites « cellules de tapérisation », sont optimisées. Elles jouent alors le rôle d'adaptateurs d'impédance en entrée/sortie de la structure périodique [139]. Ce type de structure périodique compacte optimisée présente de faibles pertes d'insertion ainsi qu'une forte sélectivité. Ceci permet ainsi de répondre aux besoins de compacité et de non dégradation des signaux utiles (faibles pertes d'insertion et bonne adaptation) [176]. De plus, la forte pente de réjection et la large bande rejetée permettent d'atténuer des signaux parasites aussi bien proches qu'éloignés du signal utile à traiter.

Le présent chapitre propose à la section 3.1 une méthode de conception de ces filtres, basée sur l'étude du coefficient de réflexion en entrée de la structure périodique non optimisée. Cette étude permet de définir quatre critères de conception : la fréquence de coupure du filtre, le taux d'ondulation dans la bande passante, la pente de la droite de

réjection et l'impédance caractéristique maximale réalisable dans la technologie utilisée (impédance à maximiser pour minimiser la longueur totale du dispositif). La section 3.2 présente ensuite les résultats de plusieurs dispositifs accordables réalisés en technologie CPW. Tout d'abord, trois filtres hybrides accordables autour de 0,5 GHz présentant des topologies similaires sont comparés afin de démontrer l'accord de la bande passante. Les résultats de mesure sont très proches des simulations pour ces trois filtres. Le filtre le plus performant permet alors d'obtenir un accord de la fréquence de coupure à  $-1$  dB de  $\pm 8,5$  % (respectivement  $\pm 17$  %,  $\pm 24$  %) pour une adaptation meilleure que 18 dB (respectivement 16 dB, 13 dB) sur toute la bande passante. De plus, la pente de la droite de réjection calculée entre  $-3$  et  $-30$  dB est de  $-307$  dB/décade avec une dispersion inférieure à  $3,5$  % sur toute la plage d'accord. Enfin, la bande interdite est atténuée à mieux que 25 dB jusqu'à plus de neuf fois la fréquence de coupure. Dans un second temps, les résultats d'un filtre accordable MMIC sont présentés. Ce filtre présente un accord relatif de la bande passante de  $\pm 19$  % avec une bonne adaptation dans la bande passante ( $> 15$  dB). Les pertes d'insertion de ce dispositif sont importantes et déjà de 1,5 dB à basse fréquence. Ces pertes correspondent majoritairement aux pertes conductrices de la ligne de propagation haute impédance considérée. Enfin, une conclusion résume l'étude abordée.

## 3.1 Etude théorique de la structure périodique

L'étude théorique considère des lignes de propagation idéales sans pertes pour obtenir une méthode de conception simple de la structure périodique non optimisée, les cellules étant toutes identiques. Ensuite, une optimisation des cellules de tapérisation entrée/sortie permet d'obtenir la structure du filtre passe-bas désiré, avec prise en compte des modèles complets des lignes de propagation et des capacités chargeant ces lignes.

### 3.1.1 Topologie étudiée—Principe

La figure 3.1 présente la topologie de filtre passe-bas compact à BIE constituée de  $m = n + 2$  cellules élémentaires : les  $n$  cellules centrales étant identiques et les deux cellules latérales de tapérisation, de même forme que les cellules centrales, étant optimisées a posteriori pour adapter le filtre dans la bande passante.

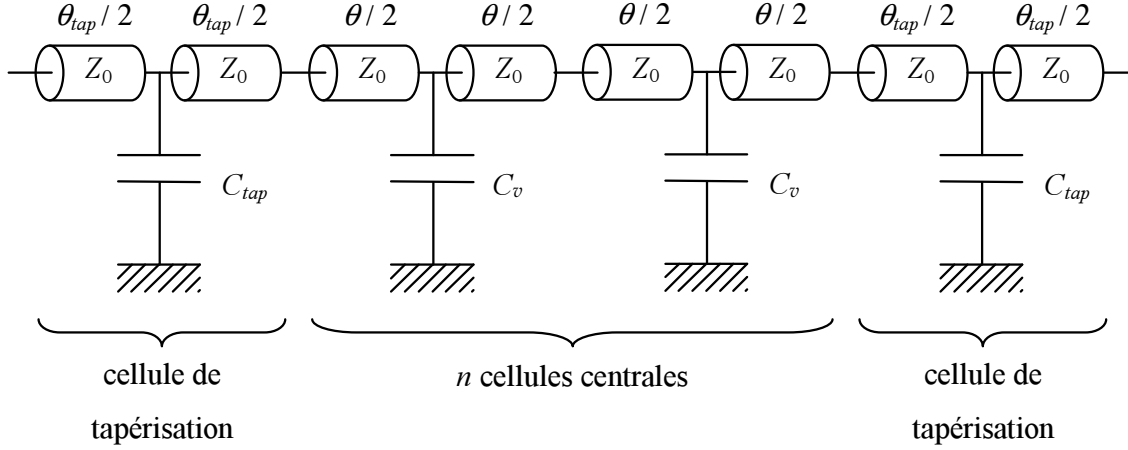


Figure 3.1: Topologie du filtre passe-bas à BIE.

Cette structure peut être considérée en première approximation comme une ligne de propagation d'impédance caractéristique  $Z_0$  chargée périodiquement par  $m = n + 2$  éléments capacitifs  $C_v$  identiques. Le module du paramètre  $S_{21}$  de cette structure périodique permet de mettre en évidence une succession de bandes permises et interdites, la première bande de fréquences permises s'étendant du continu jusqu'à la fréquence de Bragg  $f_B$ . Cette fréquence de Bragg est la première fréquence pour laquelle l'impédance caractéristique équivalente de la ligne chargée  $Z_{eq}$  s'annule. Au delà de cette fréquence, la transmission est alors interdite (la vitesse de propagation étant non définie), hormis autour des fréquences de Bragg d'ordre supérieur (plages de fréquences dans lesquelles l'impédance  $Z_{eq}$  est réelle) [101, 153]. La figure 3.2 présente le résultat du calcul du module de  $S_{21}$  pour des structures périodiques (en bande étroite et en large bande) dont le nombre de cellules élémentaires  $m$  varie entre 2 et 6, pour une longueur électrique des cellules élémentaires  $\theta_B = \pi/6$  ( $= 30^\circ$ ) à  $f_B$ , et  $Z_0 = 170 \Omega$ .  $C_v$  est déterminé à partir de la relation (3.6) qui sera explicitée plus loin.

De manière prévisible, la figure 3.2 montre que pour un couple  $(\theta_B, C_v \cdot \omega_B)$  donné, la pente de la droite de réjection et la réjection dans la bande interdite augmentent avec  $m$ . De plus, la position de la seconde bande permise est indépendante de  $m$ . Le zoom de la figure 3.2(b) montre que les pics de transmission situés dans cette bande de fréquences permises présentent des facteurs de qualité très élevés : ils seront alors fortement atténués en présence de pertes même faibles dans la structure périodique. Remarquons également que le nombre de pôles de transmission dans cette seconde bande de fréquences

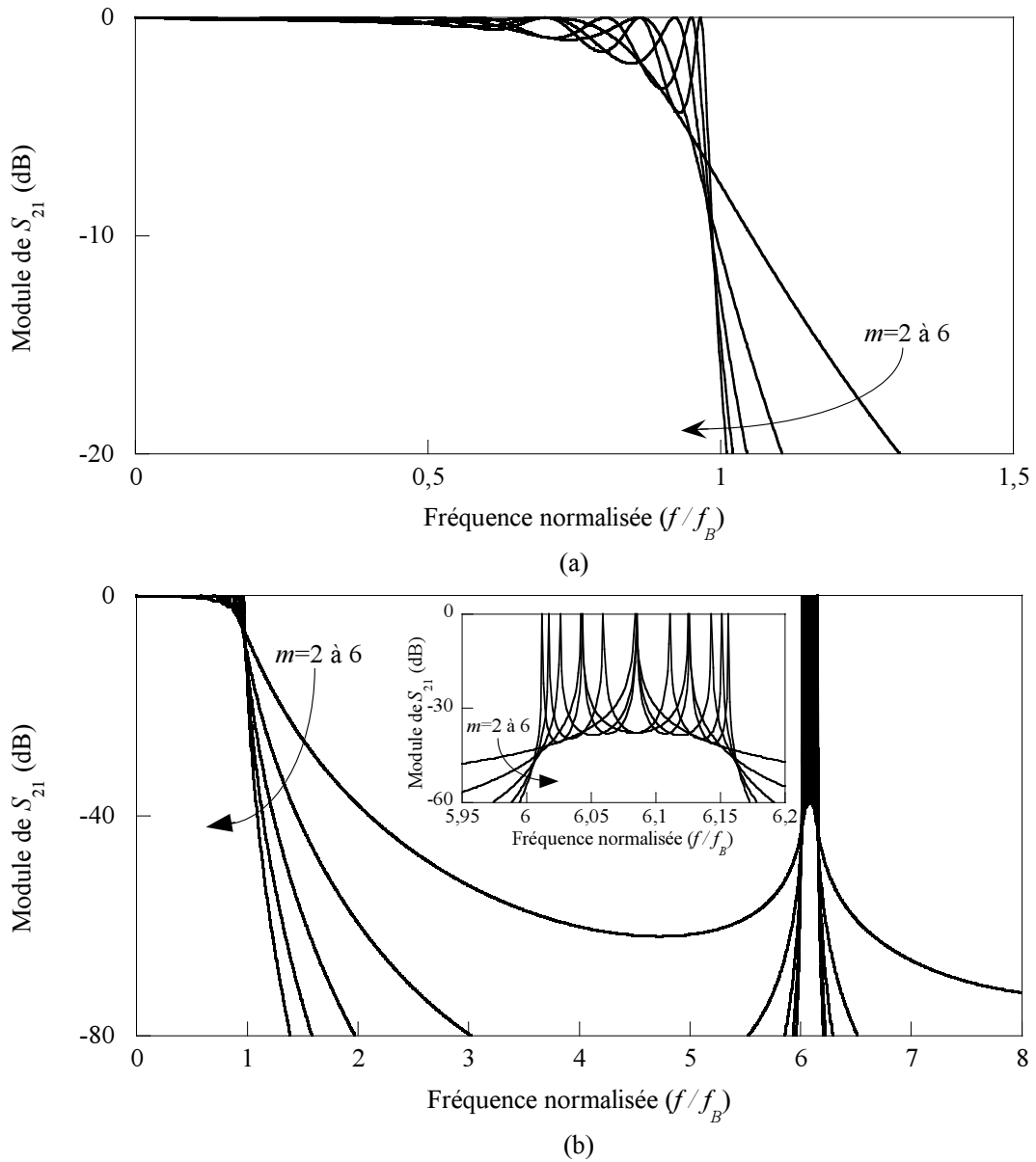


Figure 3.2: Exemple de transmission (a) en bande étroite (dans la bande passante) et (b) en large bande, de structures périodiques présentant un nombre  $m$  de cellules élémentaires compris entre 2 et 6, avec  $\theta_B = \pi/6 (= 30^\circ)$  et  $Z_0 = 170 \Omega$ .

permises est égal à  $(m - 1)$ . Enfin, on observe un taux d'ondulation important dans la bande passante de la structure périodique, c'est-à-dire une mauvaise adaptation dans cette bande. Nous allons maintenant chercher à étudier cette adaptation dans la bande passante de la structure périodique non tapérisée.

La figure 3.3 présente la position relative (par rapport à  $f_B$ ) de la première fréquence, dans la bande rejetée du filtre, dont l'atténuation est inférieure à 25 dB, en fonction de la longueur électrique  $\theta_B$  des cellules élémentaires (pour un nombre  $m$  de cellules

élémentaires compris entre 2 et 6 avec  $Z_0 = 170 \Omega$ ). Nous appellerons « lobes parasites » ces transmissions hors bande passante.

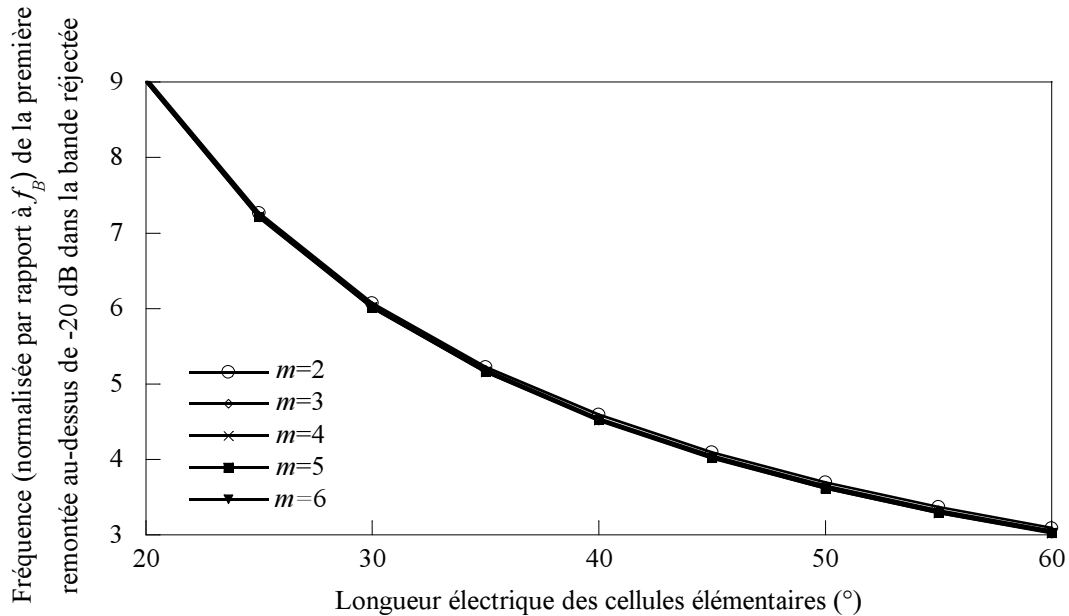


Figure 3.3: Position relative (par rapport à  $f_B$ ) dans la bande rejetée du filtre de la première fréquence présentant une atténuation inférieure à 25 dB en fonction de la longueur électrique  $\theta_B$  des cellules élémentaires (avec  $Z_0 = 170 \Omega$ ).

Comme le montre la figure 3.3, la variation de la position de cette première remontée dans la bande rejetée est négligeable quel que soit  $m \geq 2$ . Par ailleurs, plus la longueur électrique des cellules élémentaires est petite, plus la largeur de la bande interdite est grande. Nous verrons par la suite que ces lobes parasites sont fortement atténués en présence de pertes même faibles dans la structure.

La conception des filtres passe-bas présentés ici nécessite la connaissance des quatre paramètres : la longueur électrique  $\theta_B$ , la capacité de charge  $C_v$ , l'impédance caractéristique de la ligne de propagation non chargée  $Z_0$ , et le nombre de cellules élémentaires  $m$ . Afin de déterminer ces paramètres pour un gabarit de filtre désiré, nous allons étudier l'adaptation dans la bande passante de la structure périodique constituée de  $m$  cellules élémentaires. Pour cela, l'étude d'une cellule élémentaire va permettre de définir une première relation entre  $\theta_B$ ,  $C_v$ ,  $Z_0$  et la fréquence de Bragg  $f_B$ . Ensuite, l'étude détaillée de l'impédance d'entrée de la structure périodique constituée de  $m$  cellules élémentaires permettra de définir les critères de conception de cette structure. Enfin, la méthode de conception sera appliquée à un exemple.



### 3.1.2 Détermination de l'impédance caractéristique d'une cellule élémentaire

Considérons une cellule élémentaire de cette ligne périodique comme présentée sur la figure 3.4.

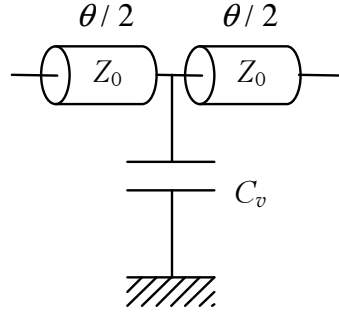


Figure 3.4: Schéma d'une cellule élémentaire constituée d'une ligne de propagation d'impédance caractéristique  $Z_0$ , de longueur électrique  $\theta$ , chargée en son milieu par une capacité  $C_v$ .

Soit  $\theta$  la longueur électrique de la ligne de longueur physique  $d$  à la fréquence  $f$  :

$$\theta = \beta d = \frac{2 \pi f \sqrt{\varepsilon_{reff}}}{c} d \quad (3.1)$$

où  $\varepsilon_{reff}$  est la permittivité relative effective de la ligne non chargée et  $c$  est la vitesse de propagation de la lumière dans le vide. À la fréquence de Bragg  $f_B$ , la longueur électrique équivalente à la longueur physique  $d$  est alors appelée  $\theta_B$ . Ainsi :

$$\theta = \theta_B (f/f_B) = \theta_B \tilde{f}. \quad (3.2)$$

où  $\tilde{f}$  représente la fréquence normalisée par rapport à  $f_B$ . Afin de s'affranchir des dimensions physiques du dispositif et du choix de la fréquence de coupure, l'étude est menée en raisonnant sur des longueurs électriques, fréquences normalisées et susceptances. Définissons la susceptance de la capacité  $C_v$  à la fréquence  $f_B$  par :

$$B_B = 2 \pi f_B C_v. \quad (3.3)$$

En utilisant les matrices  $ABCD$  cascadables [138], on peut déterminer l'impédance caractéristique équivalente de la cellule élémentaire présentée à la figure 3.4 :

$$Z_{eq} = \sqrt{\frac{B_{eq}}{C_{eq}}} = Z_0 \sqrt{\frac{2 - \tilde{f} B_B Z_0 \tan(\tilde{f} \theta_B/2)}{2 + \tilde{f} B_B Z_0 \tan(\tilde{f} \theta_B/2)}} \quad (3.4)$$

où la matrice  $ABCD$  de la cellule élémentaire  $T_{eq}$  est donnée par :

$$T_{eq} = \begin{pmatrix} A_{eq} & B_{eq} \\ C_{eq} & D_{eq} \end{pmatrix}. \quad (3.5)$$

Par définition, pour  $\theta = \theta_B$  (c'est-à-dire  $\tilde{f} = 1$ ), l'impédance caractéristique  $Z_{eq}$  de la ligne chargée est nulle, ce qui conduit à l'expression suivante liant  $\theta_B$ ,  $B_B$  et  $Z_0$  :

$$B_B Z_0 \tan(\theta_B/2) = 2 \quad (3.6)$$

où  $\theta_B \in [0; \pi/2[$ . En pratique cette relation sera vérifiée puisque  $\theta_B < \pi/3$ .

**La relation (3.6), dite relation de Bragg, qui sera réutilisée ultérieurement, montre que pour minimiser la longueur électrique  $\theta_B$  à une fréquence  $f_B$  donnée, il faut maximiser  $C_v$  et  $Z_0$ .**

On obtient alors la formule suivante de  $Z_{eq}$  qui dépend uniquement de  $\theta_B$ ,  $Z_0$  et  $\tilde{f}$  :

$$Z_{eq} = Z_0 \sqrt{\frac{\tan(\tilde{f} \theta_B/2) (1 - \tilde{f} \tan(\tilde{f} \theta_B/2) \cotan(\theta_B/2))}{\tan(\tilde{f} \theta_B/2) + \tilde{f} \cotan(\theta_B/2)}} = Z_0 \sqrt{\frac{\Theta}{\Upsilon}} \quad (3.7)$$

avec :

$$\Theta = \tan(\tilde{f} \theta_B/2) \left( 1 - \tilde{f} \tan(\tilde{f} \theta_B/2) \cotan(\theta_B/2) \right) \quad (3.8)$$

et

$$\Upsilon = \tan(\tilde{f} \theta_B/2) + \tilde{f} \cotan(\theta_B/2), \quad (3.9)$$

$\Theta$  et  $\Upsilon$  étant toujours positifs pour les longueurs électriques qui nous intéressent, c'est-à-dire pour  $\theta_B \in [0; \pi/2[$ .

Définissons la longueur électrique équivalente de la cellule élémentaire :

$$\theta_{eq} = \arccos(A_{eq}) = \arccos \left( \cos(\tilde{f} \theta_B) - \tilde{f} \sin(\tilde{f} \theta_B) \cotan(\theta_B/2) \right). \quad (3.10)$$

La figure 3.5 représente l'évolution de l'impédance caractéristique  $Z_{eq}$  de la ligne chargée ainsi que le ratio  $\theta_{eq}/\theta$  entre la longueur électrique équivalente de la cellule élémentaire et celle de la ligne non chargée en fonction de la fréquence normalisée  $\tilde{f}$  pour  $Z_0 = 170 \Omega$  et  $\theta_B = \pi/6$  ( $= 30^\circ$ ).

Comme le montre la figure 3.5, l'impédance caractéristique équivalente du tronçon de ligne chargé par la capacité  $C_v$  s'annule bien pour  $\theta = \theta_B$ . De plus, le phénomène d'onde lente est clairement démontré, puisque dans cet exemple  $\theta_{eq}/\theta > 3,5$ , ce qui signifie que la vitesse de propagation de l'onde dans la structure est diminuée dans un rapport supérieur à 3,5 jusqu'à la fréquence de Bragg.

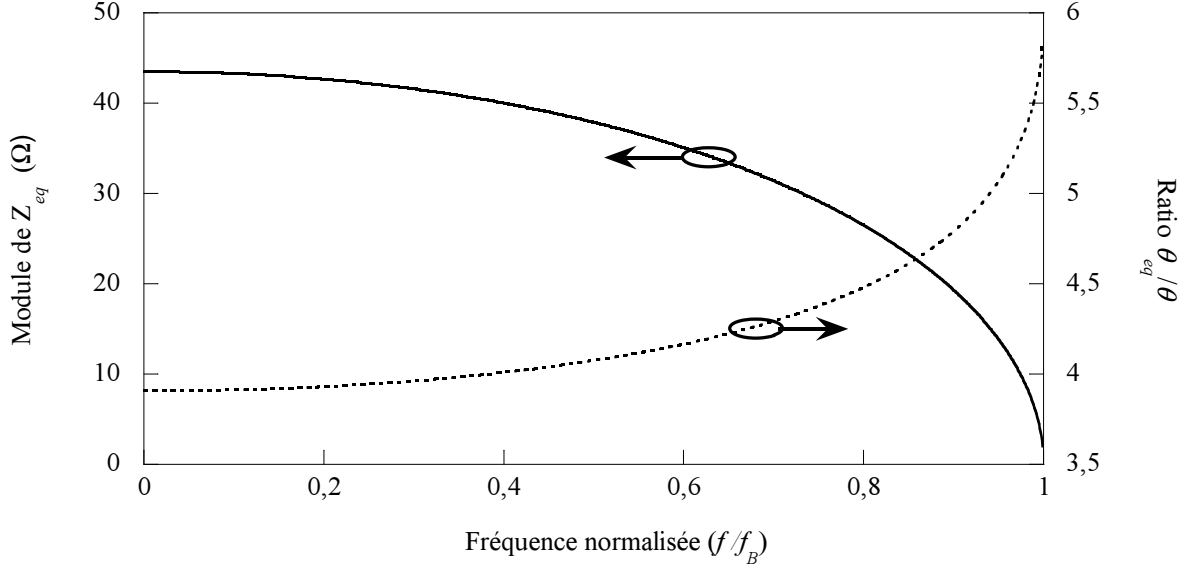


Figure 3.5: Impédance caractéristique  $Z_{eq}$  et ratio  $\theta_{eq}/\theta$  entre la longueur électrique équivalente de la cellule élémentaire et celle de la ligne non chargée en fonction de la fréquence normalisée  $\tilde{f}$  pour  $Z_0 = 170 \Omega$  et  $\theta_B = \pi/6$  ( $= 30^\circ$ ).

### 3.1.3 Impédance d'entrée de la structure périodique

L'expression de l'impédance caractéristique équivalente de la cellule élémentaire étant établie, nous allons déterminer l'expression de l'impédance d'entrée de la structure périodique constituée de  $m$  cellules élémentaires identiques afin de déterminer la position des différents extréma de cette impédance d'entrée. Ceci nous permettra ensuite de déduire le taux d'ondulation dans la bande passante du filtre.

#### 3.1.3.1 Expression de l'impédance d'entrée en module et phase

L'impédance d'entrée  $Z_{in}$  de la structure périodique constituée de  $m$  cellules élémentaires identiques (d'impédance caractéristique  $Z_{eq}$  et de longueur électrique  $\theta_{eq}$ ), chargée par l'impédance de sortie  $Z_c$  (impédance des accès en entrée et sortie du filtre), est :

$$Z_{in} = |Z_{in}| e^{i \varphi} = Z_{eq} \frac{Z_c + i Z_{eq} \tan(m \theta_{eq})}{Z_{eq} + i Z_c \tan(m \theta_{eq})} \quad (3.11)$$

Le module  $|Z_{in}|$  et la phase  $\varphi$  de cette impédance d'entrée s'écrivent alors :

$$|Z_{in}| = Z_0 \sqrt{\frac{Z_c^2 + Z_0^2 \frac{\Theta}{\Upsilon} \tan^2(m \theta_{eq})}{Z_0^2 + Z_c^2 \frac{\Upsilon}{\Theta} \tan^2(m \theta_{eq})}} \quad (3.12)$$

et

$$\varphi = \arg(Z_{in}) = \arctan \left( \frac{(-Z_c^2 + Z_0^2 \frac{\Theta}{\Upsilon}) \sin(2 m \theta_{eq})}{2 Z_0 Z_c \sqrt{\frac{\Theta}{\Upsilon}}} \right). \quad (3.13)$$

### 3.1.3.2 Extrema de l'impédance d'entrée

Cherchons la position des fréquences particulières pour lesquelles la structure est adaptée, c'est-à-dire les fréquences pour lesquelles  $Z_{in} = Z_c$ . Ces solutions sont données par les deux équations suivantes :

$$\tan(m \theta_{eq}) = 0 \quad (3.14)$$

et

$$\frac{\Upsilon}{\Theta} - \left(\frac{Z_0}{Z_c}\right)^2 = 0. \quad (3.15)$$

Après développement limité à l'ordre 3 autour de  $\theta_B = 0$ , l'équation (3.14) donne  $m$  solutions physiques :

$$\tilde{f}_{2p} = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{\theta_B^2} - \frac{\sqrt{36 + \theta_B^4 + 12 \theta_B^2 \cos(p \pi/m)}}{2 \theta_B^2}}, \quad p \in [0; m - 1]. \quad (3.16)$$

L'ordre du développement limité a été déterminé pour obtenir un compromis entre simplicité de formule et précision du résultat obtenu.

*N.B. : C'est ce même critère qui sera appliqué pour tous les développements limités effectués dans ce chapitre.*

L'équation (3.15) donne une seule solution physique, indépendante de  $m$ , que l'on appellera  $\tilde{f}_\phi$ . Un exemple est présenté à la figure 3.6 avec  $(Z_0/Z_c)$  compris entre 2 et 4, et  $\theta_B$  variant de 0 à  $\pi/3$ .

La recherche d'extrema du module  $|Z_{in}|$  de l'impédance d'entrée de la structure périodique est réalisée en résolvant l'équation suivante :

$$\frac{d(|Z_{in}|)}{d\tilde{f}} = 0. \quad (3.17)$$

L'équation (3.18) donne  $m$  solutions approchées de l'équation (3.17) obtenues par développement limité au troisième ordre autour de  $\theta_B = 0$ , ces solutions s'ajoutent à celles données par (3.16) :

$$\tilde{f}_{2p+1} = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{\theta_B^2} - \frac{\sqrt{36 + \theta_B^4 + 12 \theta_B^2 \cos((2p+1) \pi/(2m))}}{2 \theta_B^2}}, \quad p \in [0; m - 1]. \quad (3.18)$$

L'ensemble des solutions du problème, données par (3.16) et (3.18), peut être synthétisé par une unique expression :

$$\tilde{f}_p = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{\theta_B^2} - \frac{\sqrt{36 + \theta_B^4 + 12 \theta_B^2 \cos(p \pi/(2m))}}{2 \theta_B^2}}, \quad p \in [0; 2m - 1]. \quad (3.19)$$

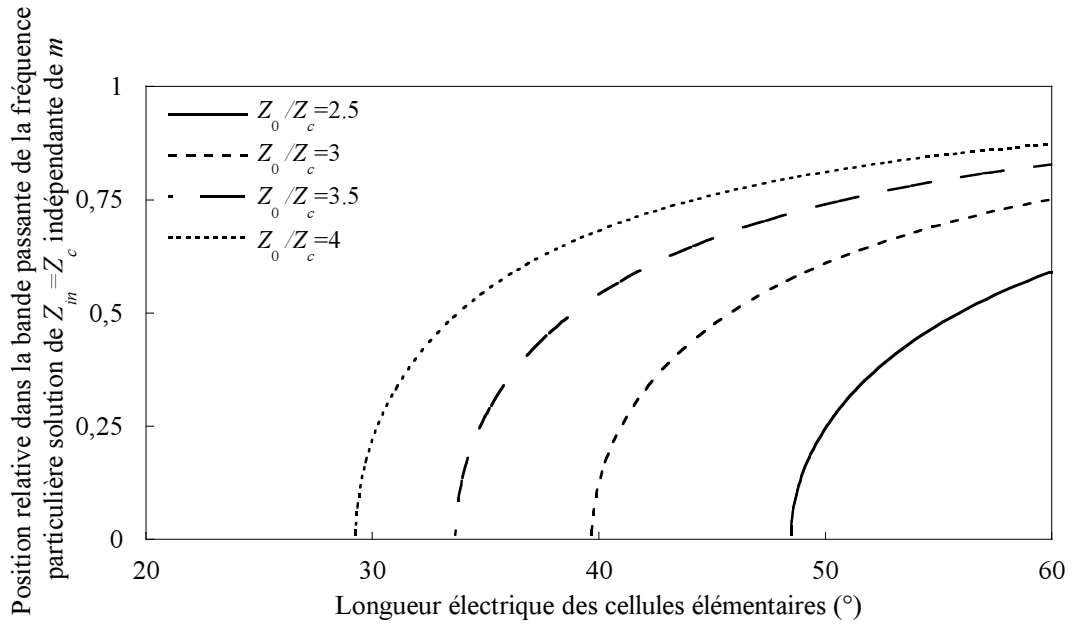


Figure 3.6: Solution particulière de  $Z_{in} = Z_c$  indépendante du nombre de cellules élémentaires dans la structure périodique.

La figure 3.7 présente le module de l'impédance d'entrée  $|Z_{in}|$  d'une structure périodique constituée de 16 cellules élémentaires ( $m = 16$ ), avec  $Z_0 = 170 \Omega$  et  $\theta_B = \pi/4$  ( $45^\circ$ ).

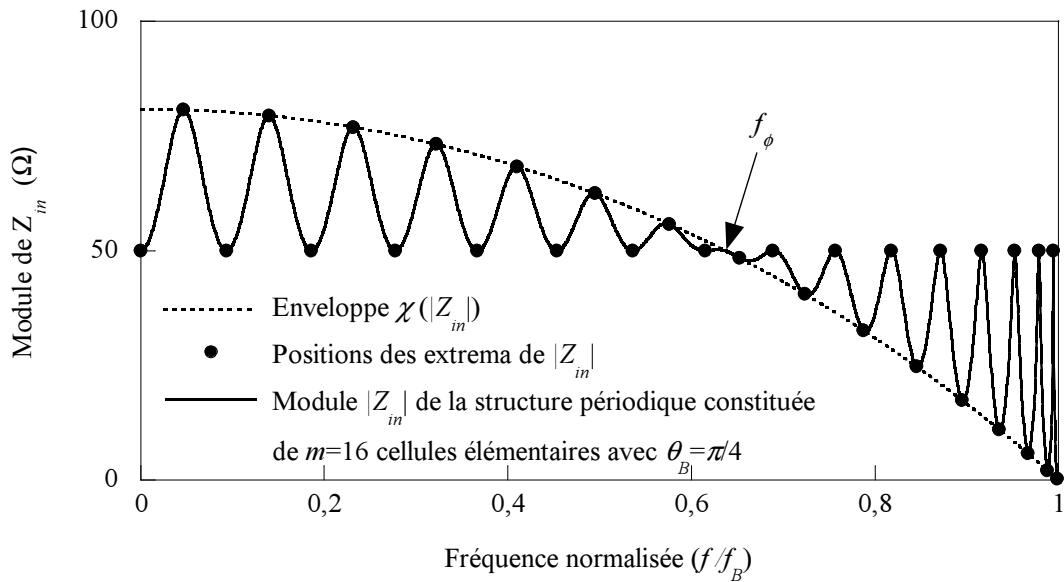


Figure 3.7: Module de l'impédance d'entrée  $|Z_{in}|$  de la structure périodique constituée de 16 cellules élémentaires donné par (3.12), position des extrema donnée par (3.19), et enveloppe  $\chi(|Z_{in}|)$  donnée par (3.20).

Dans un souci de simplicité d'utilisation des équations, nous avons choisi de façon délibérée de ne pas travailler avec les impédances réduites. Ainsi, les résultats numériques

de cette étude considèrent une impédance caractéristique  $Z_c$  des accès égale à  $50 \Omega$ , cas généralement rencontré.

Les points représentent les solutions  $\tilde{f}_p$  données par (3.19). L'enveloppe  $\chi(|Z_{in}|)$  passant par les extrema de la fonction  $|Z_{in}|$  définis en (3.18) est indépendante du nombre de cellules élémentaires (voir figure 3.7). L'expression de cette enveloppe est :

$$\chi(|Z_{in}|) = \frac{\Theta Z_0^2}{\Upsilon Z_c}. \quad (3.20)$$

La figure 3.7 valide le choix de l'ordre des développements limités. En effet, les fréquences solutions de l'équation (3.16) correspondent aux fréquences pour lesquelles  $|Z_{in}| = Z_c$  et les solutions de l'équation (3.18) correspondent bien à des extrema de l'impédance d'entrée de la structure périodique (excepté pour les deux fréquences solutions de part et d'autre de la solution  $\tilde{f}_\phi$ ). Par ailleurs, la solution particulière  $\tilde{f}_\phi$  est elle aussi conforme à la solution donnée par la figure 3.6 ( $\tilde{f}_\phi = 0,637$ ).

### 3.1.4 Coefficient de réflexion en entrée de la structure périodique

Le coefficient de réflexion  $\Gamma_{in}$  en entrée de la structure périodique est défini par :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (3.21)$$

dont le module est :

$$|\Gamma_{in}| = \sqrt{\frac{|Z_{in}|^2 + Z_c^2 - 2|Z_{in}| Z_c \cos(\varphi)}{|Z_{in}|^2 + Z_c^2 + 2|Z_{in}| Z_c \cos(\varphi)}} \quad (3.22)$$

La figure 3.8 présente le module du coefficient de réflexion de la structure périodique constituée de 16 cellules élémentaires ( $m = 16$ ), avec  $Z_0 = 170 \Omega$  et  $\theta_B = \pi/4$  ( $= 45^\circ$ ). Les points représentent les solutions  $\tilde{f}_p$  données par (3.19).

Comme on pouvait s'y attendre, les extrema du module  $|Z_{in}|$  de l'impédance caractéristique correspondent aux extrema du module du coefficient de réflexion  $|\Gamma_{in}|$ . L'enveloppe de ces extrema est donnée par :

$$\chi(|\Gamma_{in}|) = \frac{|\Upsilon Z_c^2 - \Theta Z_0^2|}{\Upsilon Z_c^2 + \Theta Z_0^2}. \quad (3.23)$$

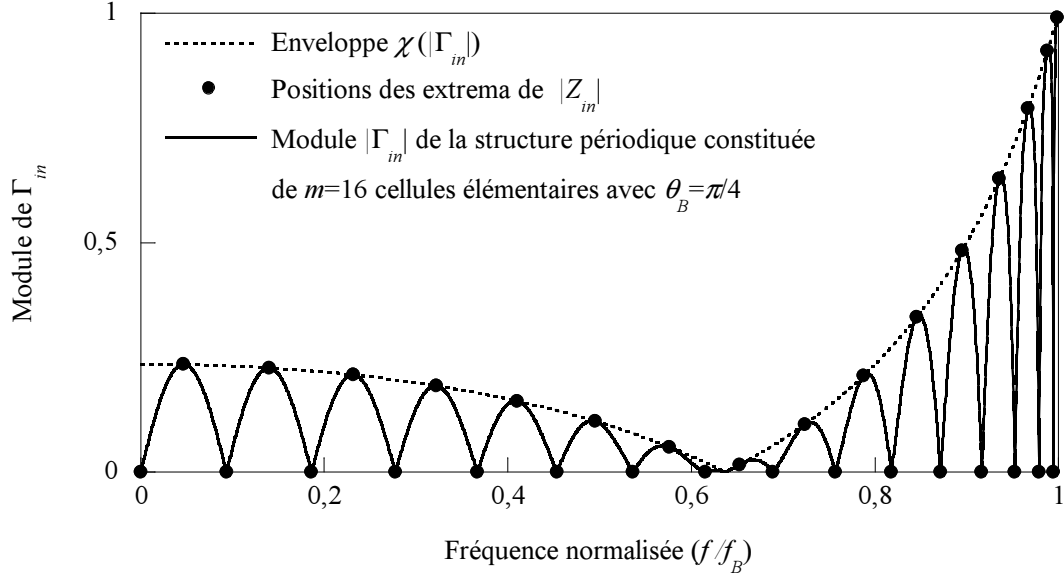


Figure 3.8: Module du coefficient de réflexion  $|\Gamma_{in}|$  en entrée de la structure périodique constituée de 16 cellules élémentaires, positions des extrema donnés par (3.19) et enveloppe  $\chi(|\Gamma_{in}|)$ .

### 3.1.5 Critères de conception de la structure périodique

Rappelons que le but de l'étude menée ici est de définir une méthode de conception simple de la structure périodique initiale permettant d'obtenir par simple optimisation le filtre répondant au gabarit souhaité. Nous allons pour cela nous attacher à étudier le taux d'ondulation admissible dans la bande passante, ainsi que la pente de la droite de réjection.

#### 3.1.5.1 Détermination du taux d'ondulation à basse fréquence

Comme le montre la figure 3.8, à basse fréquence, c'est-à-dire dans l'intervalle  $[0; \tilde{f}_\phi]$ ,  $\chi(|\Gamma_{in}|)$  est strictement décroissant et donc maximal à la fréquence normalisée  $\tilde{f}_1$  (premier extremum donné par (3.18) pour  $p = 1$ ). Le développement limité au premier ordre de cette fréquence normalisée autour de  $\theta_B = 0$  est indépendant de  $\theta_B$  :

$$\tilde{f}_1 = \sin\left(\frac{\pi}{4m}\right). \quad (3.24)$$

A cette fréquence, le développement limité à l'ordre 5 autour de  $\theta_B = 0$  de l'enveloppe  $\chi(|Z_{in}|)$  donnée par (3.20) permet d'obtenir la relation (3.25) :

$$\left|Z_{in}(\tilde{f}_1)\right| = \frac{(1 - \tilde{f}_1^2) Z_0^2 \theta_B^2 (6 + (\tilde{f}_1^2 - 1) \theta_B^2)}{24 Z_c}. \quad (3.25)$$

Par ailleurs, il est aisé de démontrer que pour les fréquences solutions données par (3.19), la phase  $\varphi$  de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  est nulle. Ainsi, en ces points où  $|\Gamma_{in}|$  est maximal, (3.22) devient :

$$|\Gamma_{in}| = \left| \frac{|Z_{in}| - Z_c}{|Z_{in}| + Z_c} \right|. \quad (3.26)$$

Ayant considéré dans cette étude une structure de filtre sans pertes, alors  $|\Gamma_{in}| = |S_{11}|$  (voir [139]). Nous pouvons alors définir le taux d'ondulation de la structure périodique en basse fréquence par :

$$S_{\max} = -20 \log \left( \sqrt{1 - |\Gamma_{in1}|^2} \right), \quad S_{\max} \geq 0 \quad (3.27)$$

où  $|\Gamma_{in1}|$  est le module du coefficient de réflexion de la structure périodique à la fréquence  $\tilde{f}_1$ .

**Ce taux d'ondulation en basse fréquence sera utilisé par la suite pour concevoir la structure périodique initiale permettant d'obtenir le filtre désiré.**

### 3.1.5.2 Droite de réjection de la structure périodique

Une formule approchée de la pente de la droite de réjection peut être obtenue de manière théorique. En effet, le développement limité au premier ordre autour de  $\theta_B = 0$  de la dérivée de  $|S_{21}|$  à la fréquence  $f_B$  donne une expression de la pente  $\delta$  (en dB/décade) de la structure périodique :

$$\delta = \frac{80 m^2}{3}. \quad (3.28)$$

Ce développement limité à l'ordre 1 présente l'avantage de donner une expression très simple de la pente  $\delta$ , qui ne dépend que du nombre  $m$  de cellules élémentaires de la structure périodique. Montrant une dépendance quadratique de  $\delta$  par rapport à  $m$ , cette formule ne donne qu'une première approximation indicative de la pente réelle de la structure périodique. En effet, la figure 3.9 présente la pente de la droite de réjection calculée après simulation entre  $-3$  dB et  $-30$  dB, en fonction de  $m$  pour différentes valeurs de  $\theta_B$  ( $B_B$  vérifiant (3.6) pour  $Z_0 = 170 \Omega$ ). Les solutions approchées données par (3.28) sont également représentées sur cette figure (courbe en gras).

La figure 3.9 montre que la pente de la droite de réjection de la structure périodique augmente bien avec le nombre de cellules élémentaires comme le prévoit la formule approchée (3.28) ; on observe également que cette pente augmente lorsque la longueur électrique



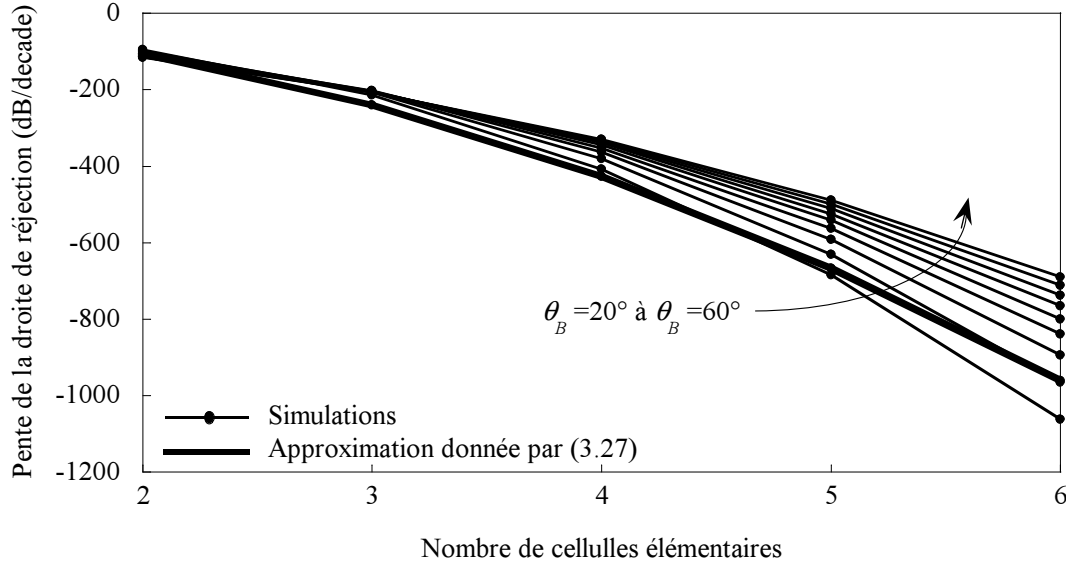


Figure 3.9: Pente de la droite de réjection en fonction du nombre  $m$  de cellules élémentaires pour différentes valeurs de  $\theta_B$  ( $B_B$  vérifiant (3.6) pour  $Z_0 = 170 \Omega$ ).

$\theta_B$  diminue. Enfin, on peut remarquer que l'approximation (3.28) donne une valeur plutôt optimiste (pour  $m < 5$ ) de la pente de la droite de réjection par rapport à la droite calculée.

### 3.1.5.3 Longueur électrique optimale des cellules élémentaires

Dans la section 3.1.5.1, le taux d'ondulation maximal admissible en basse fréquence a été déterminé. En considérant ce critère comme l'un des critères de conception de la structure périodique, ceci permet d'obtenir la structure périodique présentant une ondulation inférieure à  $S_{\max}$  jusqu'à la fréquence  $\tilde{f}_\phi$ . Au-delà de cette fréquence, dans la bande passante du filtre, cet objectif n'est plus atteint. Pour l'obtenir, des cellules de tapérisation [139] seront utilisées pour adapter la structure.

Considérons alors  $S_{\max}$  comme étant le taux d'ondulation maximal sur toute la bande passante du filtre. La plage d'impédances  $[Z_{in1}; Z_{in2}]$  pour laquelle  $S_{\max}$  est vérifié à basse fréquence est alors obtenue à l'aide des équations (3.26) et (3.27). Le calcul du développement limité à l'ordre 5 autour de  $\theta_B = 0$  de l'enveloppe  $\chi(|Z_{in}|)$  passant par les extrema de la fonction  $|Z_{in}|$  définie en (3.20) permet d'obtenir la plage des longueurs électriques  $[\theta_{B1}; \theta_{B2}]$  satisfaisant  $S_{\max}$  avec :

$$\theta_{Bi} = \sqrt{3 - \frac{\sqrt{9 Z_0^2 - 24 Z_c Z_{in i}}}{Z_0}} \sec\left(\frac{\pi}{4 m}\right). \quad (3.29)$$

Une fois cette longueur électrique choisie, l'équation (3.6) permet d'obtenir la susceptance  $B_B$  pour une impédance caractéristique  $Z_0$  donnée.

### 3.1.6 Méthode de conception appliquée à un exemple

Afin de concevoir un filtre passe-bas, il faut tout d'abord connaître les quatre critères suivants : la fréquence de coupure ( $f_c$ ), le taux d'ondulation maximal ( $S_{\max}$ ) admissible dans la bande passante, la pente ( $\delta$ ) de la droite de réjection du filtre passe-bas, ainsi que l'impédance maximale ( $Z_0$ ) réalisable dans la technologie utilisée. Rappelons que ce dernier critère permet d'obtenir la structure de filtre la plus compacte. L'étude ci-dessous présente les étapes de conception d'un filtre passe-bas hybride de fréquence de coupure à  $-3$  dB égale à 1 GHz, avec  $S_{\max} = 0,1$  dB (correspondant à une adaptation meilleure que 16 dB), une pente  $\delta = -250$  dB/décade et une impédance caractéristique élevée  $Z_0 = 170 \Omega$  en technologie CPW (voir section 2.2.1). Cette méthode sera utilisée pour réaliser les trois filtres présentés dans la section 3.2.

#### 3.1.6.1 Structure périodique non tapérisée

En première approximation, on peut considérer la fréquence de coupure  $f_c$  du filtre passe-bas comme étant égale à la fréquence de Bragg  $f_B$  de la structure périodique. Les étapes de conception sont alors les suivantes :

- le nombre  $m$  minimal de cellules élémentaires nécessaire pour atteindre la pente  $\delta = -250$  dB/décade est donné à la figure 3.9 ou grâce à la formule approchée (3.28) ;
- comme indiqué en 3.1.5.3, la connaissance du taux d'ondulation  $S_{\max}$  permet de remonter au module  $|\Gamma_{in}|$  par inversion de (3.27) puis à la plage des impédances d'entrée  $[Z_{in1}; Z_{in2}]$  de la structure par inversion de (3.26). La relation (3.29) permet alors d'obtenir la plage des longueurs électriques  $[\theta_{B1}; \theta_{B2}]$  satisfaisant le critère d'ondulation dans la bande passante ;
- une fois la longueur électrique choisie dans l'intervalle  $[\theta_{B1}; \theta_{B2}]$ , l'équation (3.6) donne la susceptance  $B_B$  pour une impédance caractéristique  $Z_0$  donnée. La capacité  $C_v$  peut alors être obtenue à la fréquence  $f_c = f_B$  désirée.

Pour le filtre passe-bas répondant au critère  $S_{\max} < 0,1$  dB ci-dessus, on obtient les deux longueurs électriques extrêmes admissibles  $\theta_{B1} = 30,2^\circ$  et  $\theta_{B2} = 41,8^\circ$ . Cet intervalle de longueurs électriques acceptables permet de disposer d'un degré de liberté. En effet, l'ajustement de cette longueur électrique dans l'intervalle admissible peut être un atout en technologie hybride par exemple, où les capacités utilisées sont du type CMS présentant des valeurs normalisées.

La figure 3.10 présente l'ondulation dans la bande passante de structures périodiques constituées de 4 cellules élémentaires pour différents couples  $(\theta_B; B_B)$  vérifiant (3.6) avec  $Z_0 = 170 \Omega$ .

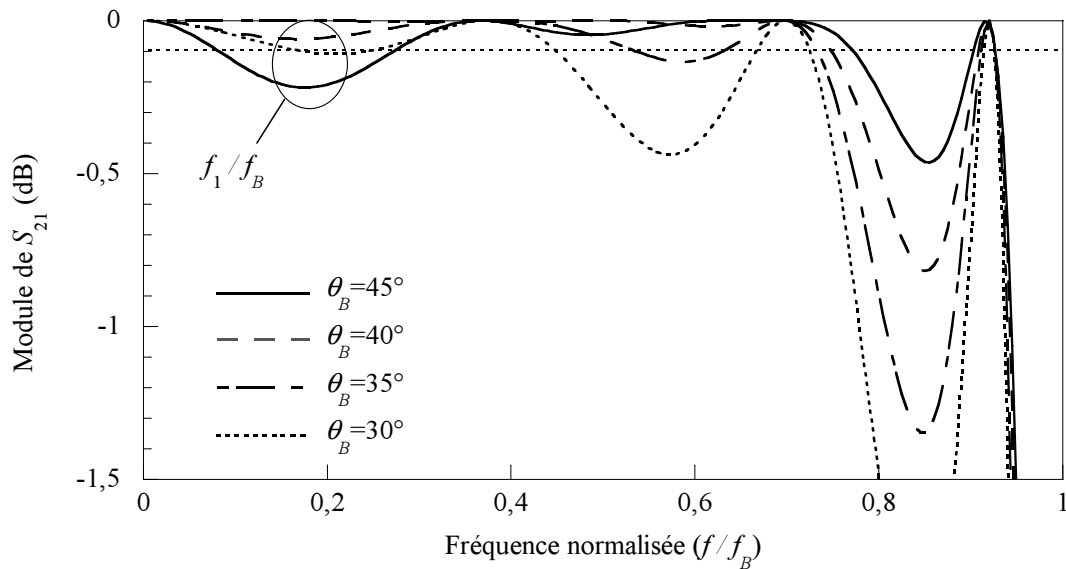


Figure 3.10: Module  $|S_{21}|$  de structures périodiques présentant  $m = 4$  cellules élémentaires pour différents couples  $(\theta_B; B_B)$  vérifiant (3.6) avec  $Z_0 = 170 \Omega$ .

La figure 3.10 montre, comme attendu, que la condition sur le taux d'ondulation est vérifiée à la fréquence  $\tilde{f} = \tilde{f}_1$ . On remarque bien qu'une longueur électrique  $\theta_B$  hors de la plage admissible implique un non respect à basse fréquence du taux d'ondulation.

### 3.1.6.2 Structure périodique tapérisée optimisée

Afin de satisfaire au critère  $S_{\max}$  sur toute la bande passante du filtre, il est proposé d'optimiser les cellules élémentaires latérales de la structure périodique comme présenté en [139] (sec. 3.08, pp. 72-77). Les cellules de tapérisation, de même topologie que les cellules centrales, présentent une longueur électrique  $\theta_{tap}$  et une capacité de charge  $C_{tap}$  optimisées permettant d'obtenir des adaptateurs d'impédances de part et d'autre de la structure

filtrante. Ces adaptateurs d'impédances permettent d'adapter l'impédance d'entrée de la structure à  $50 \Omega$  à une fréquence  $\tilde{f}_{adapt} > \tilde{f}_\phi$ .

La figure 3.11 présente les parties réelles des impédances caractéristiques des cellules centrales  $Z_{eq}$  et des cellules de tapérisation  $Z_{eq\_tap}$  optimisées<sup>1</sup>, ainsi que les coefficients de réflexion de la structure périodique constituée de  $m = 4$  cellules identiques et du filtre optimisé. Dans cet exemple, la longueur électrique choisie dans l'intervalle  $[\theta_{B1}; \theta_{B2}]$  est  $\theta_B = 35^\circ$ , ce qui donne  $B_B^{-1} = 26,7 \Omega$ , pour  $Z_0 = 170 \Omega$ . Pour le filtre optimisé, les deux cellules de tapérisation présentent à la fréquence de Bragg une longueur électrique  $\theta_{tap\_B} = 33,6^\circ$  et une susceptance  $B_B = 30,8 \cdot 10^{-3} \text{ S}$  (soit  $B_B^{-1} = 32,5 \Omega$ ).

La longueur électrique équivalente  $\theta_{eq\_tap}$  des cellules de tapérisation est égale à  $\pi/2$  à la fréquence  $\tilde{f}_{adapt} \simeq 0,78$ . Ceci correspond bien aux résultats de la figure 3.11. En effet, à cette fréquence, le coefficient de réflexion du filtre optimisé présente un « zéro de réflexion », équivalant à une réadaptation de la structure périodique à  $\tilde{f}_{adapt}$ . Cette méthode d'optimisation induit alors une légère désadaptation de la structure filtrante à basse fréquence mais améliore très nettement ses performances globales.

La figure 3.12 compare alors les paramètres  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  de la structure périodique avec le filtre optimisé. La seule optimisation des cellules de tapérisation permet d'atteindre, voire même de dépasser les objectifs souhaités (selon la longueur électrique  $\theta_B \in [\theta_{B1}; \theta_{B2}]$  choisie), concernant le taux d'ondulation admissible dans la bande passante. En effet, le filtre optimisé présente un taux d'ondulation sur toute la bande passante inférieur à 0,05 dB, conduisant à une adaptation dans cette bande meilleure que 20 dB. Par ailleurs, la pente de la droite de réjection  $\delta$  est de  $-300 \text{ dB/décade}$ , ce qui répond à la pente désirée, cette valeur étant cependant inférieure à la pente de la structure périodique non tapérisée ( $\sim -350 \text{ dB/décade}$ ).

Une méthode de conception simple a été mise en place pour réaliser des filtres passe-bas compacts fixes présentant une large bande rejetée. Une étude similaire [147] basée uniquement sur l'étude de l'impédance caractéristique  $Z_{eq}$  donne des résultats comparables aux résultats présentés ici. Des résultats de filtres fixes réalisés en technologie hybride CPW y sont également présentés.

---

<sup>1</sup>Rappelons que jusqu'aux fréquences de Bragg respectives de ces deux cellules, l'impédance caractéristique est uniquement réelle.

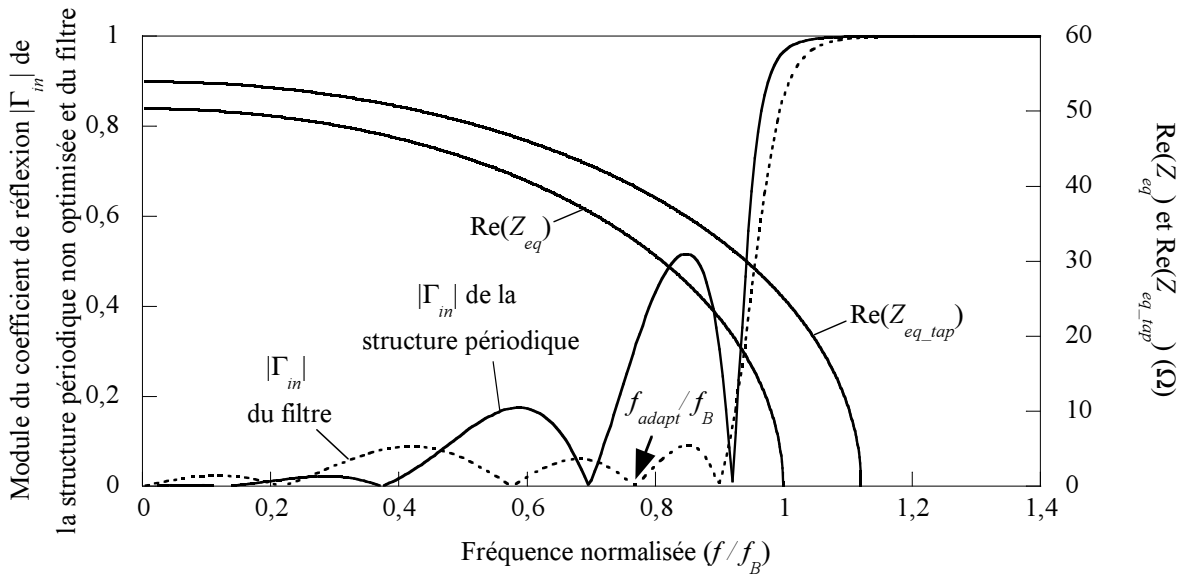


Figure 3.11: Impédances caractéristiques des cellules centrales  $Z_{eq}$  et des cellules de tapérisation  $Z_{eq\_tap}$  optimisées et coefficients de réflexion de la structure périodique avant optimisation et du filtre optimisé.

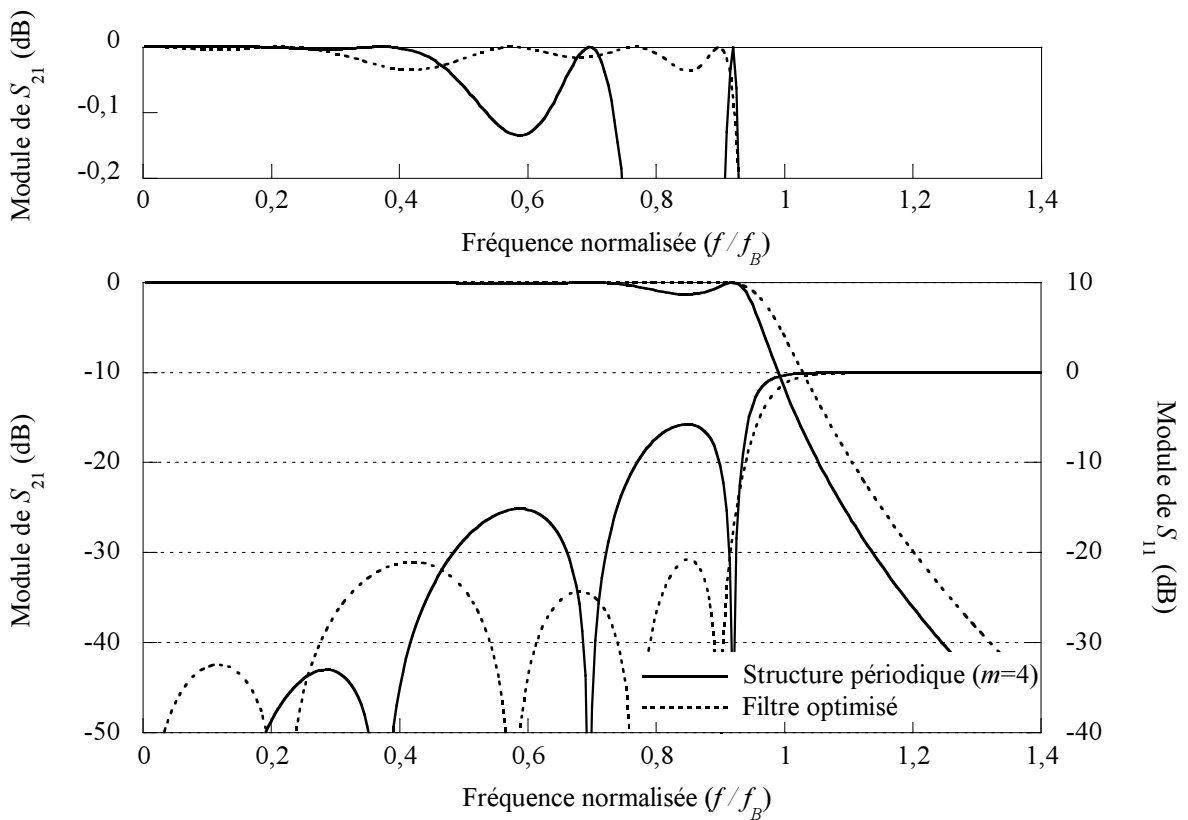


Figure 3.12: Comparaison des modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  de la structure périodique avec le filtre optimisé.

## 3.2 Résultats de filtres passe-bas accordables en technologie CPW

A présent, nous allons présenter des résultats de filtres accordables conçus à partir de la méthode de conception décrite au paragraphe 3.1. L'accord de la fréquence centrale des filtres est réalisé en remplaçant les capacités fixes par des varactors semiconducteurs (voir section 2.2.3.1) présentant une plage d'accord de capacité centrée sur la valeur fixe  $C_v$ . En effet, (3.6) montre que la fréquence de coupure du filtre, ou plus précisément la fréquence de Bragg, dépend de la valeur de la capacité  $C_v$ . Ainsi, en commandant  $C_v$ , on rend accordable la fréquence de coupure du filtre passe-bas. Quatre dispositifs ont été conçus et réalisés en version accordable (trois filtres hybrides et un filtre MMIC). Comme expliqué à la section 2.2.1, afin d'éviter la propagation des modes impairs le long de la ligne coplanaire, un varactor doit être soudé de part et d'autre du ruban central pour maintenir la symétrie de la structure. Ainsi, la valeur de la capacité de charge  $C_v$  de chaque cellule élémentaire correspond à la somme des deux capacités identiques présentées par chacun des deux varactors situés de part et d'autre du conducteur central.

### 3.2.1 Dispositifs hybrides

#### 3.2.1.1 Présentation des trois filtres réalisés

Les cellules de tapérisation latérales utilisées pour adapter le filtre dans sa bande passante sont de types différents pour chacun des trois filtres hybrides accordables présentés ici. Les capacités des cellules de tapérisation du filtre LPF<sub>1</sub> sont fixes, l'adaptation dans la bande n'est donc pas commandable. Les capacités de charge des cellules de tapérisation du filtre LPF<sub>2</sub> sont des varactors commandés par la même tension de polarisation que les varactors des cellules centrales du filtre. Enfin, le filtre LPF<sub>3</sub> présente des cellules de tapérisation chargées par des varactors dont la commande en tension est différente de celle des varactors des cellules centrales du filtre ; ceci permet ainsi d'accorder la fréquence de coupure du filtre tout en adaptant le mieux possible ce filtre dans sa bande passante par le biais de deux commandes séparées.

Les critères retenus lors de l'optimisation de ces filtres sont les suivants :

- des pertes d'insertion dans la bande passante inférieures à 1 dB ;
- une plage d'accord en fréquence la plus grande possible avec une adaptation la

- meilleure possible sur toute la bande passante ;
- une largeur de la bande rejetée à mieux que 25 dB supérieure à cinq fois la bande passante ;
- une pente des droites de réjection supérieure à  $-200$  dB/décade.

S’agissant de démonstrateurs, la fréquence de fonctionnement n’a pas constitué un critère strict lors de la conception, ce qui explique le décalage entre les trois fréquences de travail des filtres hybrides réalisés.

Les simulations et optimisations de ce type de filtre sont très simples puisqu’un simulateur électrique [170, 171] permet d’obtenir des résultats de simulations et de mesures en bon accord.

Le substrat utilisé pour les trois filtres est le RT-Duroid 5880 dont les paramètres sont donnés dans le tableau 2.1. L’impédance caractéristique non chargée  $Z_0$  des cellules élémentaires centrales et de tapérisation des trois prototypes est de  $170 \Omega$  avec une largeur du ruban central  $W = 0,48$  mm pour une largeur des fentes  $G = 2$  mm, conduisant à une permittivité relative effective  $\varepsilon_{reff} = 1,5$  à  $0,5$  GHz. Les diodes Schottky M/A-Com MA4ST1240 préalablement caractérisées en polarisation inverse sont les varactors utilisés ici pour rendre accordable chacun des filtres prototypes réalisés. La capacité de jonction de ces varactors est comprise entre  $C_{\min} = 1,5$  pF et  $C_{\max} = 8,6$  pF. Les éléments parasites de ces varactors sont une capacité de boîtier  $C_c = 0,11$  pF, une résistance série  $R_s = 1,6 \Omega$  et une inductance série  $L_s = 1,2$  nH. Les capacités  $C_j(V)$  et  $C_{j\_tap}(V)$  données dans les figures suivantes correspondent aux valeurs de capacités de jonction de chaque varactor pour les cellules élémentaires centrales et pour les cellules de tapérisation, respectivement. Les dimensions des trois prototypes sont données dans le tableau 3.1 et une photographie des filtres est présentée à la figure 3.13.

Les mesures de ces dispositifs ont été réalisées sur un analyseur vectoriel de réseau WILTRON 360 avec un calibrage thru-reflect-line (TRL).

### 3.2.1.2 Filtre hybride avec cellules de tapérisation fixes

Pour ce premier prototype, chaque cellule de tapérisation est chargée par deux capacités fixes de valeur  $4$  pF et chaque cellule centrale du filtre est chargée par deux varactors MA4ST1240, chacun en parallèle avec une capacité fixe de  $1$  pF permettant d’obtenir la

Filtre	LPF <sub>1</sub>	LPF <sub>2</sub>	LPF <sub>3</sub>
Fréquence de coupure moyenne	0,53 GHz	0,48 GHz	0,66 GHz
Longueur physique et électrique des cellules de tapérisation	36,0 mm / 28,0°	31,2 mm / 22°	34,0 mm / 33°
Longueur physique et électrique des cellules centrales	39,4 mm / 30,7°	38,7 mm / 27,3°	33,0 mm / 32°
Longueur physique et électrique totale du filtre	150,8 mm / 117,4°	139,8 mm / 98,6°	134,0 mm / 130°

Tableau 3.1: Dimensions longitudinales relatives aux trois filtres passe-bas hybrides accordables.

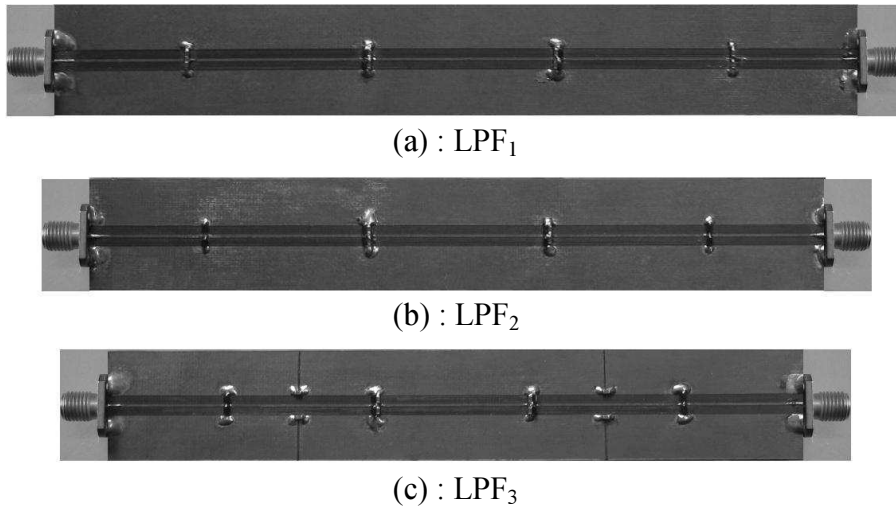


Figure 3.13: Photographie des trois filtres hybrides accordables réalisés.

plage de variation de capacité optimisée lors des simulations. La figure 3.14 présente les modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés en large bande (entre 40 MHz et 10 GHz) du filtre LPF<sub>1</sub> pour les deux accords fréquentiels extrêmes vérifiant une adaptation dans la bande passante meilleure que 13 dB. La bande rejetée à mieux que 25 dB s'étend jusqu'à plus de  $20 \times f_c$ . Les lobes parasites présents en théorie sont ici aussi fortement atténués, ce qui est dû aux pertes résistives des varactors et de la ligne de propagation CPW. Les tensions de polarisation des varactors sont faibles ( $< 2$  V).

La figure 3.15 représente les modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés et simulés du filtre sur la bande 40 MHz à 1 GHz pour une adaptation dans la bande passante meilleure que 13 dB.



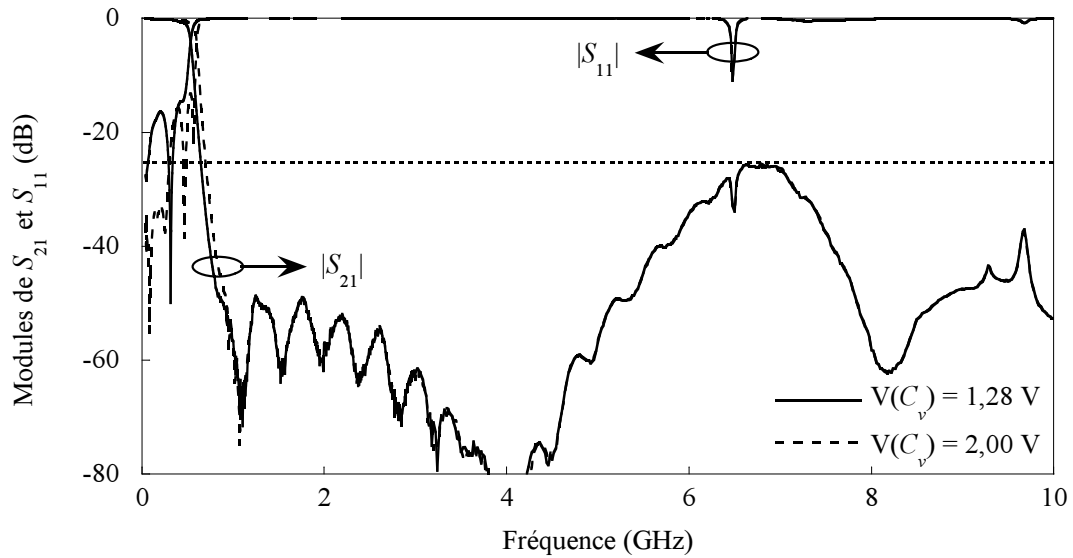


Figure 3.14: Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés pour les deux accords fréquentiels extrêmes de  $f_c$  du filtre LPF<sub>1</sub> vérifiant une adaptation meilleure que 13 dB.

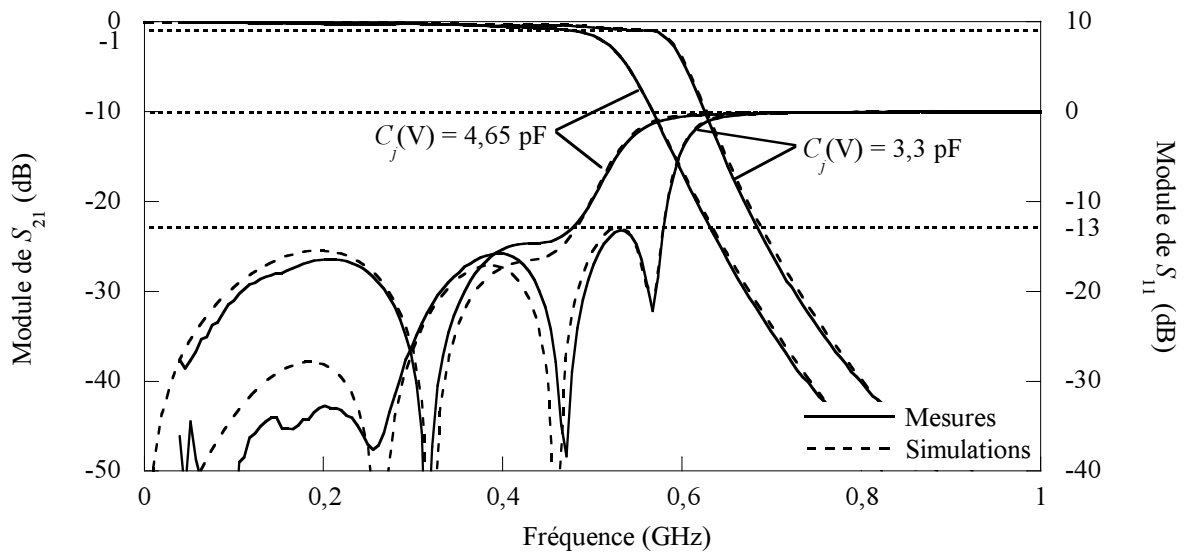


Figure 3.15: Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés et simulés pour les deux accords fréquentiels extrêmes de  $f_c$  du filtre LPF<sub>1</sub> vérifiant une adaptation meilleure que 13 dB.

Ce filtre présente un accord relatif de la bande passante à  $-1$  dB autour de  $0,53$  GHz de  $\pm 8\%$  (respectivement  $\pm 3,5\%$ ) pour une adaptation meilleure que 13 dB (respectivement 16 dB). La pente de la droite de réjection de ce filtre est alors de  $-281$  dB/décade  $\pm 10\%$ . L'accord fréquentiel est relativement faible. Cependant, la commande en tension unique pour ce filtre le rend simple en termes de fabrication et d'utilisation. Il pourra être utilisé pour ajuster par exemple avec précision la fréquence de coupure d'un filtre fixe.

### 3.2.1.3 Filtre hybride avec cellules de tapérisation accordables simultanément avec les cellules centrales

Chaque cellule de tapérisation de ce second filtre  $\text{LPF}_2$  est chargée par une paire de varactors MA4ST1240, chaque cellule centrale étant aussi chargée par deux varactors MA4ST1240, chacun en parallèle avec une capacité fixe de 1,5 pF afin d'obtenir un point de fonctionnement au repos qui soit différent du point de fonctionnement au repos des varactors de charge des cellules de tapérisation. Ici encore une unique tension de polarisation est nécessaire pour commander simultanément les varactors des cellules de tapérisation et les varactors des cellules centrales du filtre. La figure 3.16 présente les mesures entre 40 MHz et 10 GHz du filtre  $\text{LPF}_2$  pour les deux accords fréquentiels extrêmes vérifiant une adaptation dans la bande passante meilleure que 13 dB.

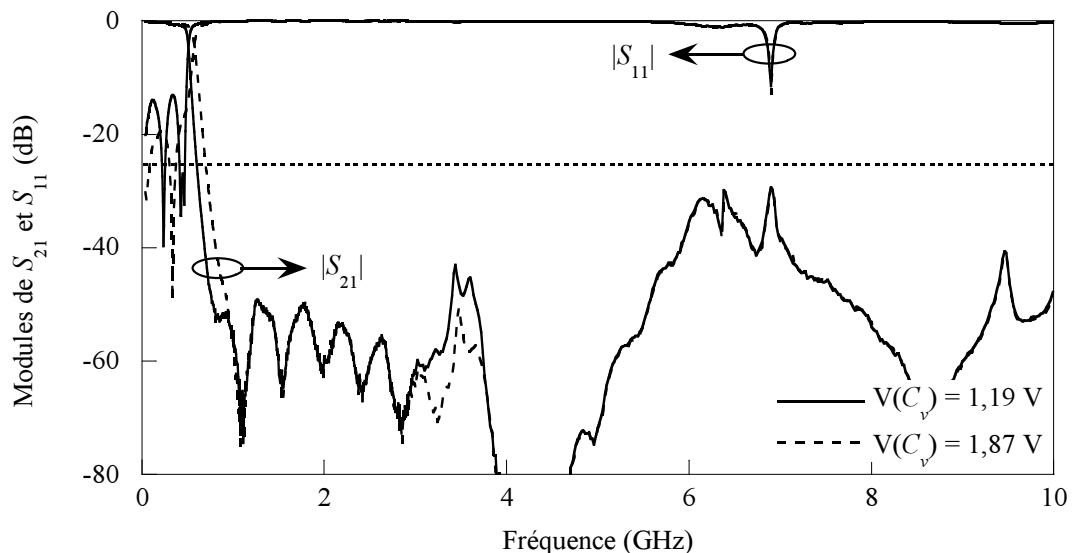


Figure 3.16: Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés pour les deux accords fréquentiels extrêmes de  $f_c$  du filtre  $\text{LPF}_2$  vérifiant une adaptation meilleure que 13 dB.

La figure 3.17 compare les modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés et simulés du filtre en bande étroite (entre 40 MHz et 1 GHz) pour la même adaptation dans la bande passante ( $<13$  dB).

Ici encore, la bande rejetée à mieux que 25 dB s'étend au-delà de  $20 \times f_c$ . De plus, les tensions de polarisation des varactors sont faibles ( $<1,9$  V). La plage d'accord à  $-1$  dB de  $f_c$  autour de 0,48 GHz est de  $\pm 5\%$  (respectivement  $\pm 1\%$ ) pour une adaptation meilleure que 13 dB (respectivement 16 dB). La pente de la droite de réjection de ce filtre est de  $-258$  dB/décade  $\pm 8\%$ . Cette seconde solution ne présente pas d'intérêt par rapport au

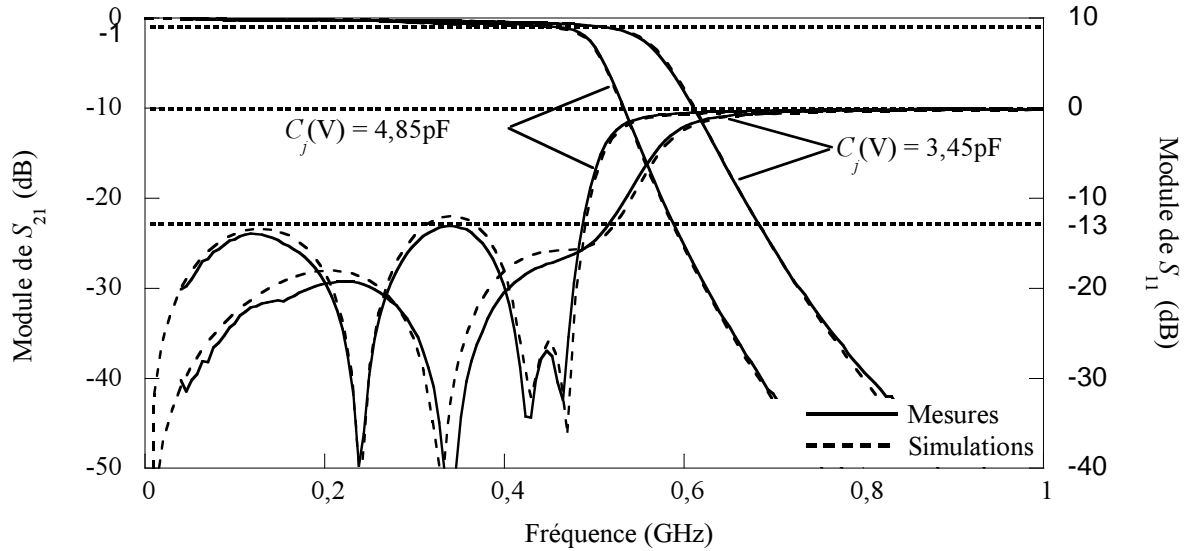


Figure 3.17: Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés et simulés pour les deux accords fréquentiels extrêmes de  $f_c$  du filtre LPF<sub>2</sub> vérifiant une adaptation meilleure que 13 dB.

premier filtre LPF<sub>1</sub> mesuré. En effet, ici toutes les capacités de charge des cellules élémentaires sont des varactors commandés en tension, ce qui augmente les pertes d'insertion, et l'accord obtenu de  $f_c$  est moindre.

### 3.2.1.4 Filtre hybride avec cellules de tapérisation accordables indépendamment des cellules centrales

Ce dernier prototype LPF<sub>3</sub> présente la même topologie de filtre que le filtre LPF<sub>2</sub>, chaque cellule de tapérisation étant chargée par une paire de varactors MA4ST1240 et chaque cellule centrale étant chargée par deux varactors MA4ST1240, chacun en parallèle avec une capacité fixe de 1,6 pF. Cependant, pour ce troisième prototype, deux polarisations sont utilisées, une première pour commander les varactors des deux cellules de tapérisation en entrée et en sortie du filtre et une seconde pour commander les varactors de charge des cellules centrales. Pour réaliser cette double polarisation, les plans de masse du guide coplanaire sont coupés comme le montre la photographie du filtre LPF<sub>3</sub> présentée à la figure 3.13, des capacités de liaison étant utilisées entre les plans de masse pour permettre la transmission des fréquences RF le long de cette ligne de propagation.

Les mesures en large bande (entre 40 MHz et 10 GHz) du filtre LPF<sub>3</sub> pour les deux accords fréquentiels extrêmes vérifiant une adaptation dans la bande passante meilleure que 13 dB sont présentés à la figure 3.18.

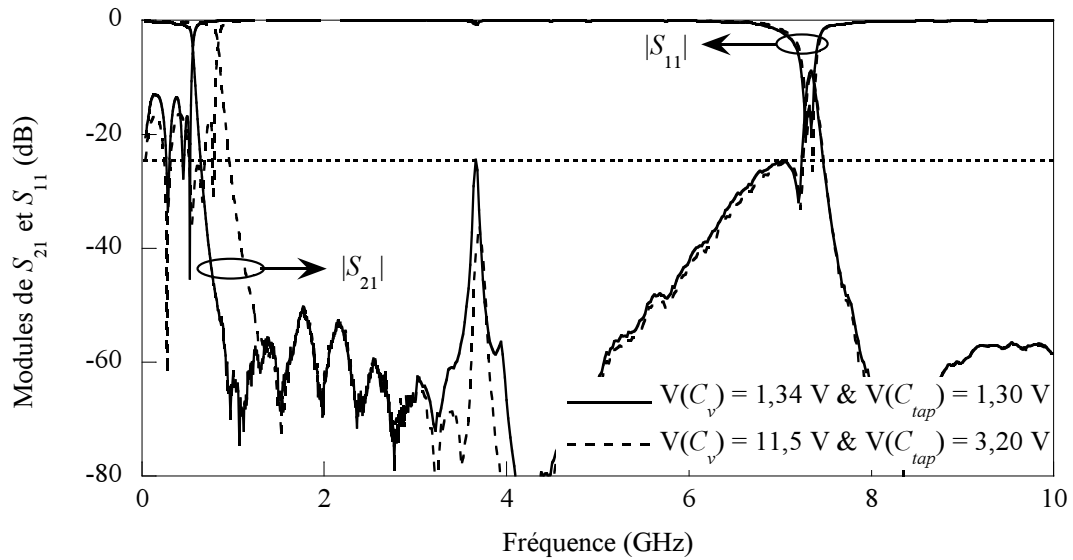


Figure 3.18: Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés pour les deux accords fréquentiels extrêmes de  $f_c$  du filtre LPF<sub>3</sub> vérifiant une adaptation meilleure que 13 dB.

La bande rejetée à mieux que 25 dB pour ce troisième filtre LPF<sub>3</sub> est moins grande que pour les filtres LPF<sub>1</sub> et LPF<sub>2</sub> mais elle est tout de même supérieure à  $9 \times f_c$ , ce qui est déjà très intéressant. Le pic de transmission situé au-dessus de 7 GHz était prévu par les simulations, sa position étant liée à la valeur de l'inductance série présentée par les varactors.

La figure 3.19 représente la plage d'accord du filtre LPF<sub>3</sub> pour une adaptation dans la bande passante meilleure que 13 dB (16 dB, 18 dB, respectivement). Remarquons tout d'abord que, comme dans le cas des deux filtres précédents, l'accord entre mesures et simulations est bon pour le filtre LPF<sub>3</sub>. Ce dernier, centré autour de 0,66 GHz, présente un accord relatif de  $f_c$  à  $-1$  dB de  $\pm 24\%$  ( $\pm 17\%$ ,  $\pm 8,5\%$ , respectivement) pour une adaptation meilleure que 13 dB (16 dB, 18 dB, respectivement), ce qui améliore nettement les performances de ces filtres par rapport aux deux premiers prototypes. De plus, la pente de la droite de réjection est ici de  $-306$  dB/décade avec une dispersion très faible ( $\pm 3,5\%$ ). Ainsi, la double commande en tension permet d'obtenir un filtre accordable avec une pente de réjection bien plus stable que pour les filtres LPF<sub>1</sub> et LPF<sub>2</sub> et avec un accord de  $f_c$  important même pour une adaptation exigeante. Ceci n'avait, à notre connaissance, jusqu'alors pas été présenté dans le domaine RF/microondes. Enfin, les tensions d'alimentation restent raisonnables,  $< 11,5$  V pour un accord en bande passante de  $\pm 24\%$ , et  $< 5,7$  V pour un accord de  $\pm 8,5\%$  menant à une adaptation dans la bande

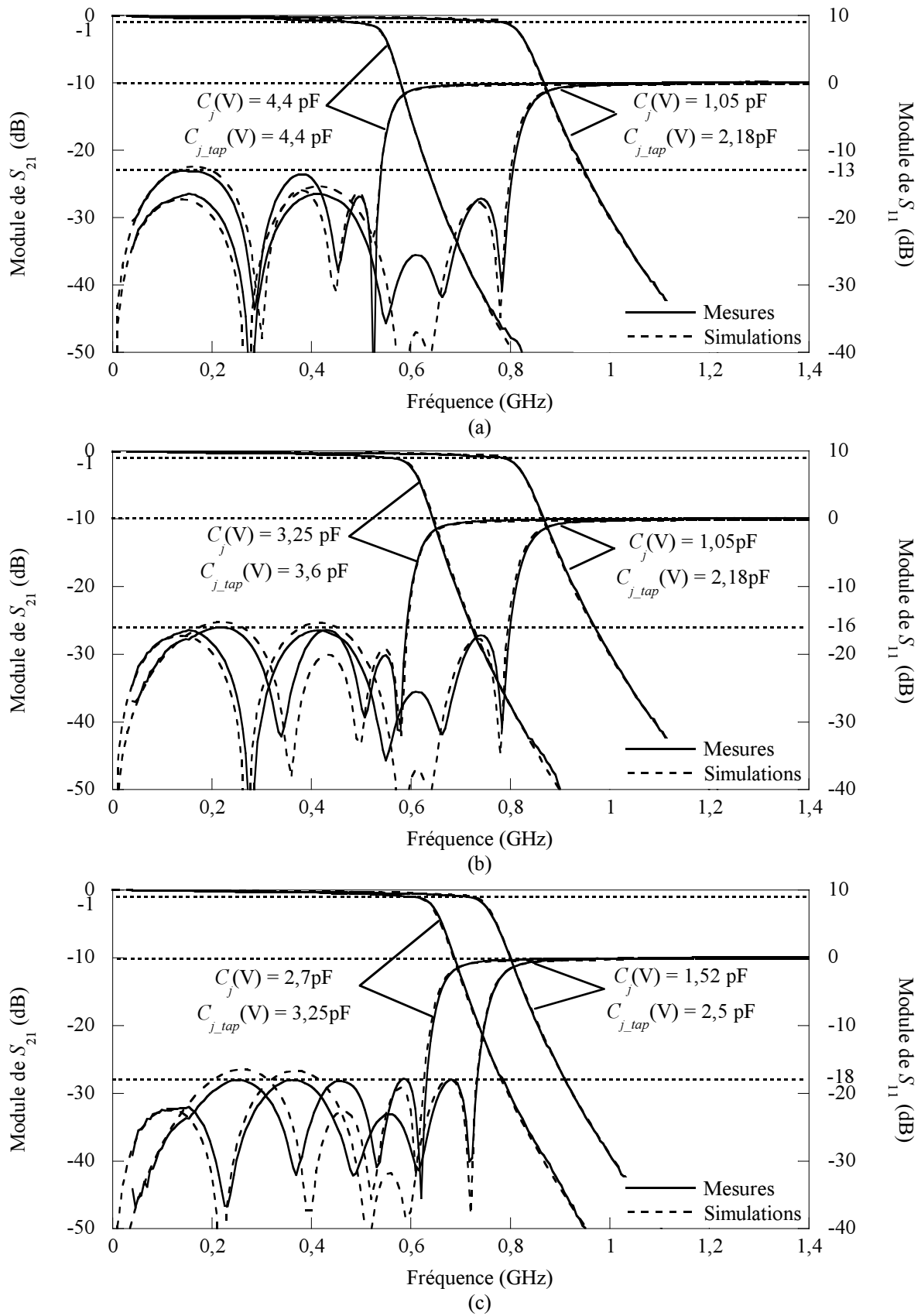


Figure 3.19: Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  mesurés et simulés pour les accords fréquentiels extrêmes de  $f_c$  du filtre LPF<sub>3</sub> pour une adaptation dans la bande passante meilleure que (a) 13 dB, (b) 16 dB et (c) 18 dB.

passante meilleure que 18 dB.

### 3.2.2 Dispositif MMIC

La conception de filtres microondes intégrés en technologie silicium Bi-CMOS [177,178] est très attractive du point de vue de son faible coût et de la compacité des dispositifs réalisables. Un filtre passe-bas accordable MMIC a ainsi été optimisé puis réalisé en technologie Bi-CMOS autour de la fréquence de coupure de 4,3 GHz. Les mesures sous pointes du filtre ont été réalisées sur un analyseur vectoriel de réseau ANRITSU 37397 C avec un calibrage thru-reflect-line (TRL).

#### 3.2.2.1 Conception du filtre MMIC

La technologie Bi-CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  a été utilisée pour réaliser ce filtre MMIC. Le substrat de silicium utilisé, d'épaisseur 300  $\mu\text{m}$  et de permittivité relative  $\varepsilon_r = 11,9$ , présente une faible résistivité de 30  $\Omega\cdot\text{cm}$ . Sur ce substrat, plusieurs niveaux de métallisation en aluminium (conductivité  $\sigma_{Al} = 38.10^6$  S/m) peuvent être superposés, chacune de ces métallisations étant déposée sur un matériau isolant (dioxyde de silicium  $\text{SiO}_2$  de permittivité relative  $\varepsilon_{r\text{SiO}_2} = 4$ ). Dans le cas qui nous intéresse ici, seul un niveau de métallisation est nécessaire pour la réalisation d'une ligne CPW : c'est le plus haut niveau d'aluminium réalisable dans ce process qui a été utilisé. En effet, ce dernier niveau de métallisation présente deux avantages permettant de minimiser les pertes de la ligne. Tout d'abord, l'épaisseur de métallisation de ce dernier niveau est plus importante que celle des niveaux inférieurs ( $t \sim 2,8$   $\mu\text{m}$  au lieu de  $\sim 0,9$   $\mu\text{m}$ ), ce qui permettra de réduire les pertes conductrices de la ligne. Par ailleurs, ce niveau de métallisation est le niveau le plus éloigné du substrat Si basse résistivité (Si BR), une couche d'isolant  $\text{SiO}_2$  d'épaisseur  $\sim 5$   $\mu\text{m}$  les séparant. Ainsi, les pertes substrat sont également minimisées : les lignes de champ pénètrent moins en profondeur dans le Si BR.

Les varactors semiconducteurs utilisés pour réaliser l'accord de la fréquence de coupure du dispositif sont des diodes à jonctions présentant un ratio  $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 1,94$ , avec  $C_{\text{max}} = 700$  fF à 0 V et  $C_{\text{min}} = 360$  fF à 3 V, pour une surface de 350  $\mu\text{m}^2$ . Leur facteur de qualité est compris entre 48 (pour  $C_{\text{max}}$ ) et 90 (pour  $C_{\text{min}}$ ) à 2,4 GHz, conduisant à une résistance série de l'ordre de 2  $\Omega$ . L'inductance série de ces varactors est considérée

comme nulle.

Réalisé en technologie CPW, ce filtre est constitué de seulement deux cellules élémentaires dans le but de minimiser les pertes d'insertion et les dimensions du prototype. Afin de réduire la longueur du dispositif, la ligne de propagation CPW (avec  $W = 3 \mu\text{m}$ ,  $G = 34,5 \mu\text{m}$  et  $W_g = 34,5 \mu\text{m}$ ) a été repliée comme le montre la photographie du filtre présentée à la figure 3.20. La surface totale du filtre incluant les quatre varactors semiconducteurs est d'environ  $1,35 \text{ mm}^2$ , soit  $0,066\lambda_c \times 0,023\lambda_c$ , i.e.  $\sim 1,5 \cdot 10^{-3} \lambda_c^2$  (avec  $\lambda_c = 30 \text{ mm}$  à  $4,3 \text{ GHz}$ ), montrant une forte compacité de la structure.

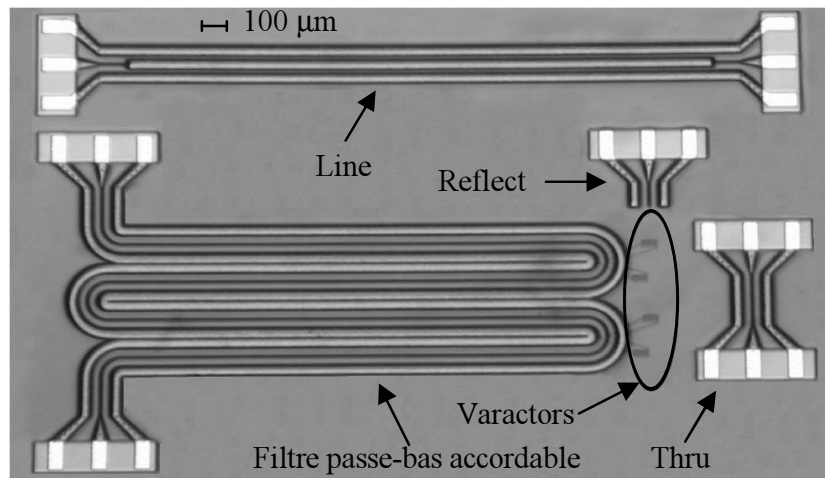


Figure 3.20: Photographie du filtre passe-bas MMIC accordable avec ses trois éléments de calibrage thru, reflect et line.

Les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel ANSOFT Designer. Pour ce faire, la ligne CPW repliée et les interconnexions entre cette ligne et chaque varactor ont été simulées de manière électromagnétique avec le module EM 2,5D. La technologie multicouches considérée dans ces simulations est la suivante : la ligne CPW d'épaisseur  $2,8 \mu\text{m}$  est déposée sur du  $\text{SiO}_2$  d'épaisseur  $\sim 5 \mu\text{m}$ , lui-même déposé sur le substrat Si BR. Enfin, une couche de passivation (en nitrure de silicium  $\text{SiN}$ ) de  $\sim 1 \mu\text{m}$  protège la métallisation. Les résultats de simulation EM ont ensuite été réimportés dans le module de simulations électriques afin de simuler le filtre complet.

Les interconnexions permettant de relier chaque varactor à la ligne CPW présentent une inductance série  $L_{sI}$  et une résistance série  $R_{sI}$ . La pente de la droite de réjection du filtre étant d'autant plus grande que  $L_{sI}$  l'est aussi, un compromis a été cherché lors des simulations afin de maximiser la pente tout en dégradant le moins possible les pertes

d'insertion dans la bande passante ainsi que la largeur de la bande rejetée à mieux que 20 dB. En effet, l'inductance  $L_{sI}$  en série avec la capacité  $C_v$  constitue une impédance parallèle sur la ligne CPW présentant une résonance à la fréquence :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sI} C_v}}. \quad (3.30)$$

Le compromis a consisté à prendre des interconnexions pour chaque varactor ayant une longueur totale de 300  $\mu\text{m}$ , conduisant d'après les simulations à  $L_{sI} = 0,75$  nH et  $R_{sI} = 11$   $\Omega$ , et permettant d'obtenir des pentes de la droite de réjection de l'ordre de  $-130$  dB/décade. Ainsi, les résistance et inductance séries présentées par l'ensemble (varactor+interconnexions) et considérées dans ces premières simulations sont  $R_s = 13$   $\Omega$  et  $L_s = L_{sI} = 0,75$  nH.

Les résultats de ces simulations sont présentés à la figure 3.21. Remarquons que les fréquences de résonance  $f_{r\min}$  et  $f_{r\max}$ , correspondant aux valeurs extrêmes de capacité  $C_{\max} = 700$  fF et  $C_{\min} = 360$  fF, sont respectivement égales à 6,95 GHz et 9,7 GHz, ce qui correspond aux deux zéros de transmission présents à la figure 3.21.

Les pertes d'insertion du filtre étant importantes, il peut être judicieux de définir la fréquence de coupure du filtre comme l'intersection de la pente induite par les pertes dans la bande passante du filtre avec la pente de la droite de réjection. Ainsi, cette fréquence de

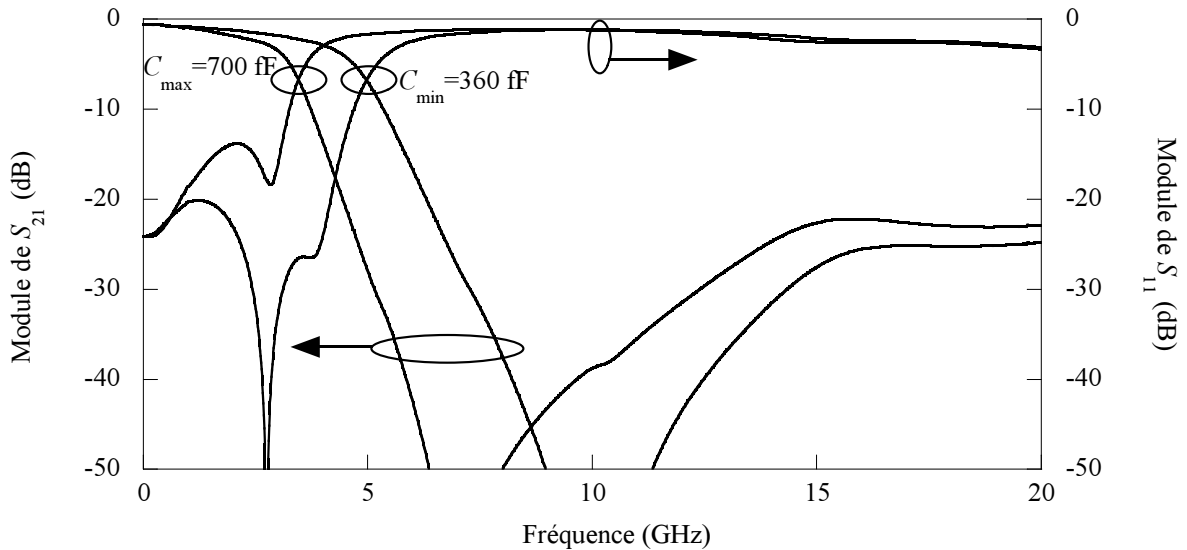


Figure 3.21: Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  pour les deux valeurs extrêmes de capacités des varactors (avec  $R_s = 13$   $\Omega$  et  $L_s = 0,75$  nH) du filtre passe-bas MMIC co-simulé (simulations EM 2,5D puis électriques).



coupure simulée peut être déplacée entre 3,35 et 4,80 GHz, conduisant à une accordabilité de  $\pm 18\%$  de la bande passante du filtre. Les pertes d'insertion à basse fréquence sont de l'ordre de 0,6 dB et l'adaptation dans la bande passante est meilleure que 14 dB. De plus, aucun lobe parasite notable n'apparaît en dessous de 20 GHz.

### 3.2.2.2 Résultats du filtre réalisé

La figure 3.22 présente les résultats de mesure du filtre pour une tension de polarisation des varactors comprise entre 0 et 6 V.

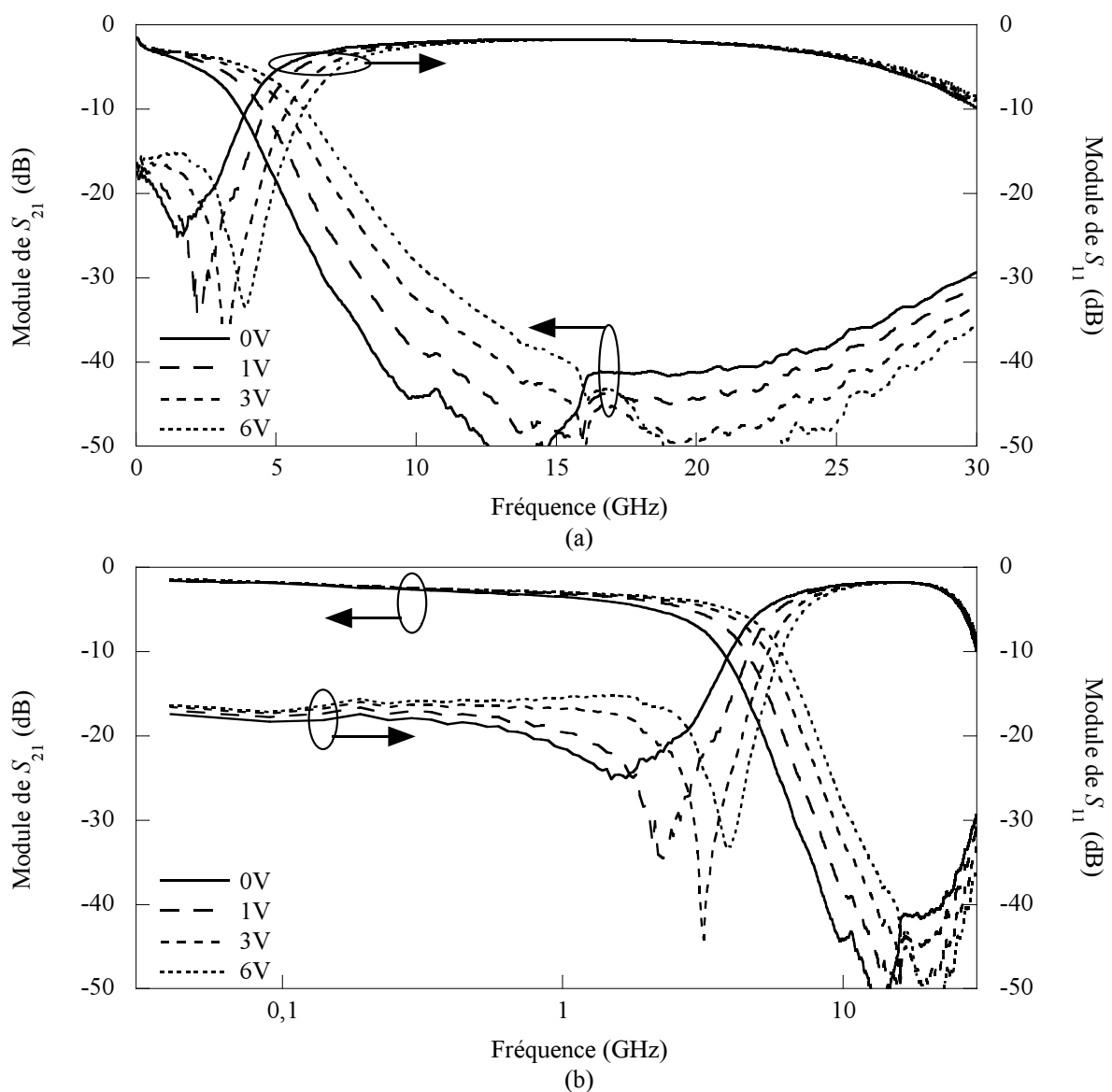


Figure 3.22: Mesures de  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  du filtre passe-bas MMIC pour une tension de polarisation des varactors comprise entre 0 et 6 V : (a) en échelle fréquentielle linéaire et (b) en échelle fréquentielle logarithmique.

Les performances de ce premier prototype MMIC sont intéressantes bien que différentes des performances attendues. En effet, alors que les pertes d'insertion mesurées d'un tel dispositif sont très importantes, même à basse fréquence (1,5 dB à 40 MHz), l'accord de la fréquence de coupure est important ( $\pm 19\%$  autour de 4,3 GHz) et aucun pic de résonance n'apparaît en-dessous de 30 GHz. De plus, l'adaptation du filtre est meilleure que 14 dB sur toute la bande passante. La droite de réjection du filtre est quasiment constante sur toute la plage d'accord où elle est comprise entre  $-91$  dB/décade à 0 V et  $-82$  dB/décade à 6 V. Ces pentes de droite de réjection presque identiques sont mises en évidence à la figure 3.22(b) où une échelle fréquentielle logarithmique est utilisée.

Elles peuvent être retrouvées en simulation pour une inductance série  $L_s = 0,18$  nH, comme présenté à la figure 3.23, avec des valeurs de  $C_{\max}$  et  $C_{\min}$  ajustées qui sont très proches des données constructeur. Cette valeur d'inductance semble plus réaliste que la valeur donnée par la simulation EM 2,5D (0,75 nH) pour une longueur d'interconnexion de  $300 \mu\text{m}$ .

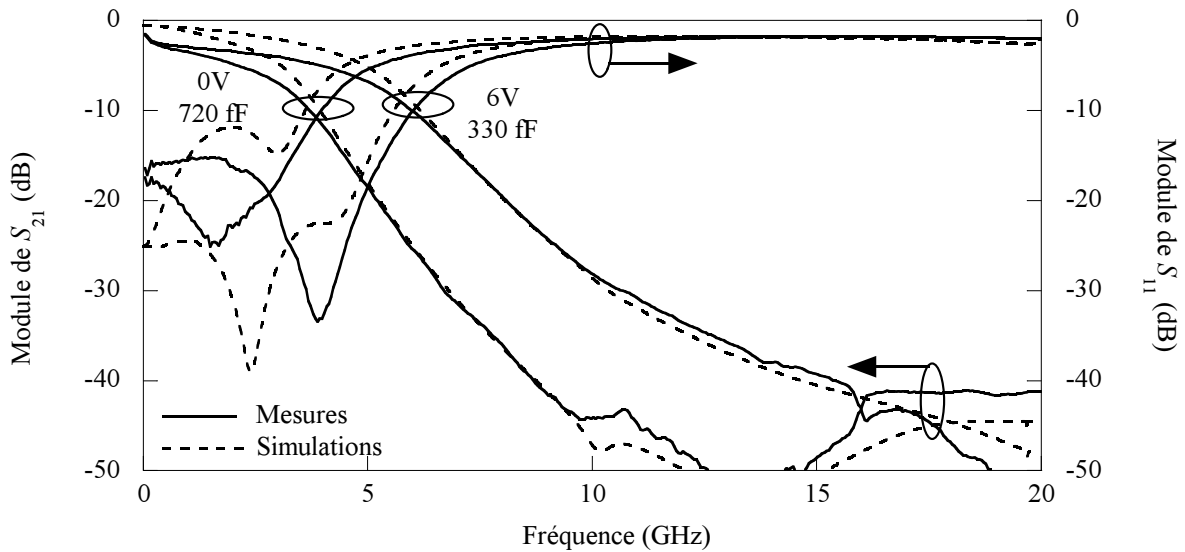


Figure 3.23: Comparaisons des résultats de mesure du filtre pour les deux tensions de polarisation extrêmes 0 et 6 V avec les rétro-simulations électromagnétiques du filtre, l'inductance série  $L_{sI}$  ayant été ajustée afin de s'approcher au mieux des mesures (avec  $R_s = 13 \Omega$  et  $L_s = 0,18$  nH).

Il est à noter qu'à basse fréquence, les pertes de la ligne CPW simulée ne sont pas bien prises en compte par le logiciel de simulations EM 2,5D. Ainsi, afin d'appréhender l'origine des pertes du filtre en vue de futures réalisations, des simulations électriques ont

été effectuées. Ces simulations considèrent un modèle de ligne CPW sur substrat mono-couche proposé par le simulateur électrique d'ADS. Pour ramener notre cas réel multi-couches au modèle CPW mono-couche, la permittivité relative  $\epsilon_{rSub} = \epsilon'_{rSub} - i \epsilon''_{rSub}$  et les pertes diélectriques du modèle CPW mono-couche ont été ajustées. Ces pertes diélectriques sont modélisées par une tangente de pertes :

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon''_{rSub}}{\epsilon'_{rSub}} + \frac{\sigma_{Sub}}{2 \pi f \epsilon_0 \epsilon'_{rSub}}, \quad (3.31)$$

$\rho_{Sub} = 1/\sigma_{Sub}$  étant la résistivité effective du substrat multi-couches et  $\epsilon_0$  la permittivité du vide. Le modèle de l'ensemble (varactor+interconnections) a lui aussi été affiné dans ces simulations. Tous ces paramètres sont présentés dans le tableau 3.2.

$C_{\max}$	$C_{\min}$	$R_s$	$L_s$	$\epsilon_{rSub}''$	$\epsilon_{rSub}'$	$\rho_{Sub}$
720 fF	330 fF	13 $\Omega$	180 pH	0,572	10,4	110 $\Omega \cdot \text{cm}$

Tableau 3.2: Paramètres des modèles de ligne CPW et de varactor ajustés en simulation électrique.

La modélisation électrique obtenue est alors en très bon accord avec les mesures (voir figure 3.24), et ce, quelle que soit la tension de polarisation des varactors, de 1 GHz jusqu'à plus de 30 GHz. Par ailleurs, les valeurs réalistes obtenues de ces paramètres permettent de valider cette modélisation, le modèle électrique (varactor+interconnections) correspondant exactement à celui issu des modélisations EM 2,5D de la figure 3.23, les valeurs de la permittivité complexe correspondant à des valeurs généralement utilisées [18]. En outre, la présence de la couche de  $\text{SiO}_2$  ( $\epsilon_{r\text{SiO}_2} = 4$ ) entre les métallisations et le substrat de silicium ( $\epsilon_{r\text{Si}} = 11,9$ ) permet d'expliquer la valeur de  $\epsilon'_{rSub} = 10,4$  obtenue.

Ainsi, cette modélisation électrique va être utilisée dans le paragraphe suivant pour quantifier l'origine des pertes d'insertion du filtre.

### 3.2.2.3 Améliorations envisagées

Les fortes pertes d'insertion de ce filtre passe-bas doivent être réduites en vue de son intégration et utilisation dans des systèmes de transmission RF. Pour cela, nous avons étudié l'origine de ces pertes dans la bande passante qui peuvent être de trois sortes :

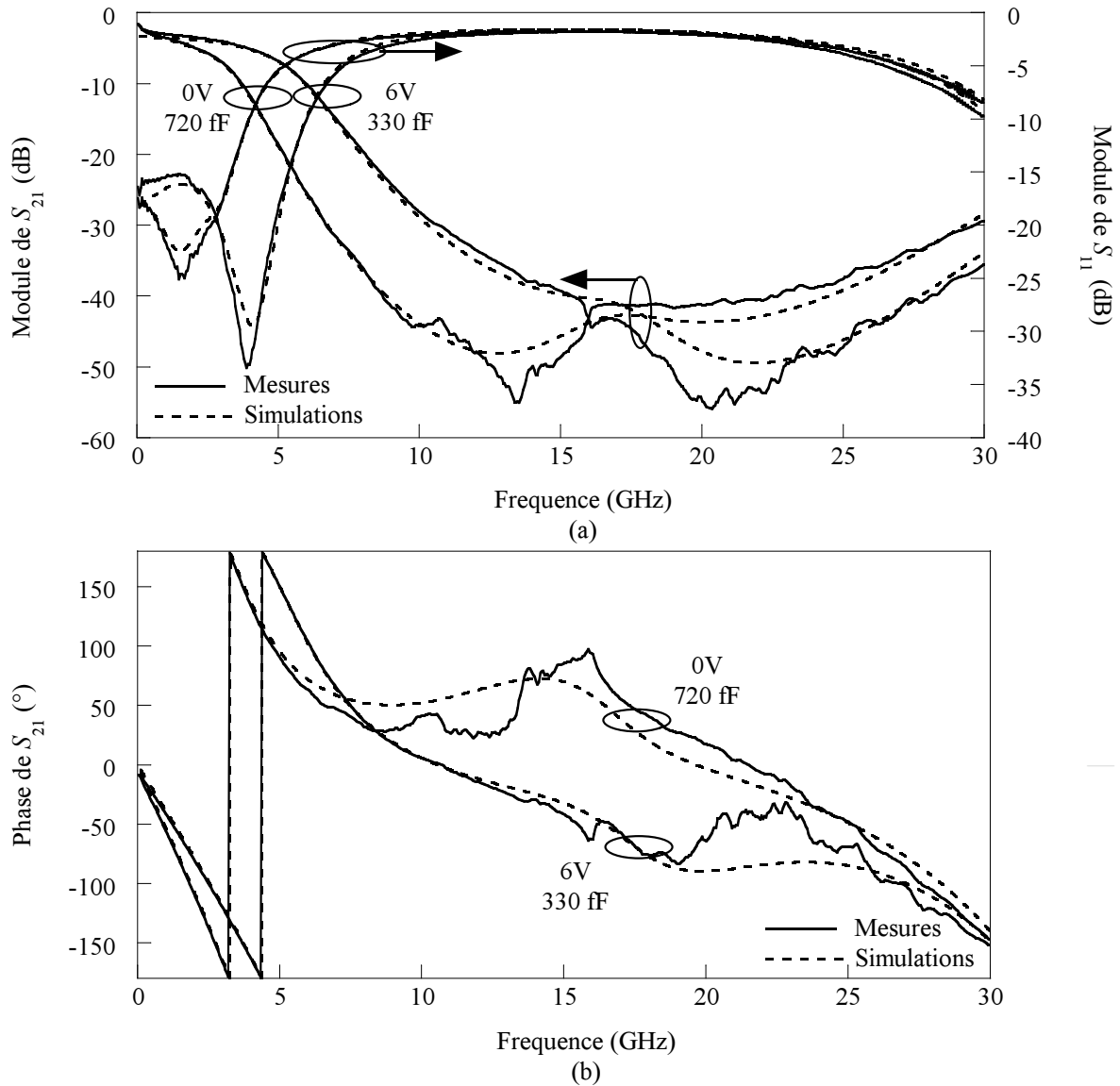


Figure 3.24: Comparaison entre mesures et simulations électriques du filtre passe-bas MMIC pour les deux accords extrêmes de la bande passante. (a) Modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  et (b) phase de  $S_{21}$ .

perles conductrices de la ligne CPW, pertes diélectriques du substrat Si et résistance série des varactors.

Pour réduire les pertes conductrices, il faut élargir le ruban central, et consécutivement la fente de la ligne CPW afin de conserver la même impédance caractéristique de la ligne non chargée. Cependant, l'élargissement de la fente implique une plus grande pénétration des lignes de champ électrique dans le substrat Si, ce qui induit une augmentation des pertes diélectriques. L'utilisation d'un substrat silicium haute résistivité (Si HR) ou SOI (Silicon on Insulator) peut alors permettre de réduire ces pertes substrat. Enfin, les va-

ractors doivent être insérés dans la fente de la ligne CPW afin de réduire au maximum les pertes des accès.

Partant de ces considérations et en utilisant les simulations électriques validées ci-dessus avec les paramètres donnés dans le tableau 3.2, la contribution de chaque source de perte a été étudiée. La capacité de jonction considérée pour les varactors est  $C_j = C_{moy} = 465$  fF, valeur conduisant à la fréquence de coupure moyenne du filtre de 4,3 GHz. La figure 3.25 présente les améliorations possibles en considérant des valeurs réalistes pour les différents paramètres du filtre, la simulation sim. 1 correspondant à la simulation du filtre mesuré :

- sim. 2 : la résistance série  $R_s$  est considérée égale à  $3 \Omega$  prenant ainsi en compte la valeur donnée par le constructeur  $+1 \Omega$ . En pratique, cette valeur doit pouvoir être approchée lorsque les varactors sont insérés dans la fente de la ligne CPW ;
- sim. 3 : une résistivité du substrat  $\rho_{Sub} = 4000 \Omega.cm$  au lieu de  $110 \Omega.cm$  correspondant à un substrat Si HR ou SOI. L'inductance des accès est considérée nulle pour des varactors insérés dans la fente de la ligne CPW ( $R_s = 3 \Omega$ ) ;
- sim. 4 : le ruban central est élargi ( $W = 10 \mu m$  et  $G = 95 \mu m$ , au lieu de  $W = 3 \mu m$  et  $G = 34,5 \mu m$ ), l'impédance caractéristique étant maintenue inchangée.

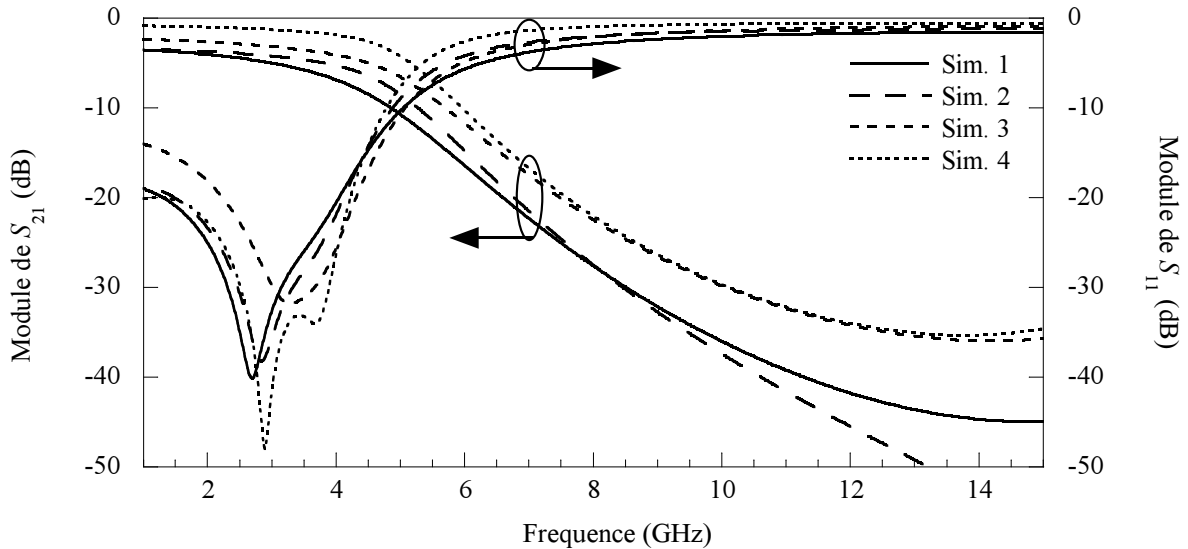


Figure 3.25: Améliorations envisageables des performances du filtre passe-bas MMIC en considérant une faible résistance série des varactors, un substrat Si HR, et une ligne CPW élargie pour une capacité des varactors  $C_{moy} = 465$  fF.

Ces simulations montrent qu'en considérant une résistance série des varactors de  $3 \Omega$

au lieu de  $13 \Omega$  actuellement, les pertes d'insertion sont réduites de 1,9 dB à 4,3 GHz ( $|S_{21}| = -5,9$  dB au lieu de  $-7,8$  dB). De plus, si l'on considère cette faible résistance série des varactors avec un substrat Si HR ( $\rho_{Si} = 4000 \Omega.cm$ ), alors les pertes d'insertion à 4,3 GHz sont égales à 4,6 dB. Enfin, en élargissant le ruban central (tout en conservant la même impédance caractéristique) sur un substrat Si HR ou SOI, avec  $R_s = 3 \Omega$ , il est possible de réduire les pertes conductrices, les pertes d'insertion étant alors grandement réduites (2,2 dB à 4,3 GHz).

### 3.2.3 Conclusion de l'étude

Ce chapitre a montré l'accordabilité d'une topologie de filtre passe-bas compact basée sur une ligne de propagation périodiquement chargée par des capacités parallèles. Une méthode de conception simple de ces filtres a été développée. Dans un premier temps, trois prototypes RF accordables hybrides ont été réalisés. Le bon accord entre simulations électriques et mesures de ces dispositifs démontre leur simplicité de conception et de réalisation. Les performances de ces filtres passe-bas accordables sont intéressantes puisqu'elles permettent d'obtenir à la fois une forte pente de la droite de réjection, une très large bande rejetée (jusqu'à plus de 9 fois la fréquence de coupure), ainsi qu'une bonne adaptation dans la bande passante pour une grande accordabilité de la fréquence de coupure. Les faibles dimensions de ces dispositifs sont telles que l'utilisation de ces filtres en technologie intégrée paraît envisageable. Un premier prototype MMIC a alors été réalisé dans une technologie Bi-CMOS  $0,35 \mu m$  standard. Bien que les pertes d'insertion d'un tel dispositif intégré doivent être améliorées, ses performances sont intéressantes en terme de compacité, mais également en termes d'accord de la fréquence de coupure et de largeur de bande rejetée obtenus.

Optimisé sur Si HR avec des varactors performants, ce type de dispositif très compact pourrait alors être utilisable dans des systèmes de transmission intégrés à relativement basse fréquence ( $< 20$  GHz).



## Chapitre 4

# Filtre passe-bande accordable en bande passante et en fréquence centrale

Ce dernier chapitre développe l'étude de filtres passe-bande compacts présentant des performances intéressantes en termes de double accord de la bande passante et de la fréquence centrale. Ces filtres sont constitués de résonateurs CPW couplés en série par des capacités, filtres inspirés de la topologie présentée en [179]. Pour réduire les dimensions des filtres, différents types de structures à onde lente peuvent être utilisées (par exemple [80,83,84,90–92,143,180,181]). Parmi elles, les lignes de propagation distribuées à base de MEMS capacitifs (en anglais Distributed MEMS Transmission Lines : DMTL) sont largement utilisées. Des résonateurs DMTL couplés en série [80,83,84,90,91] constituent une solution intéressante non seulement pour réduire les dimensions (en chargeant périodiquement les résonateurs par des capacités connectées entre le ruban central et la masse pour obtenir le comportement à onde lente) mais également pour obtenir l'accordabilité de la fréquence centrale du filtre (en remplaçant ces capacités fixes par des varactors). Pour ce type de filtre, les publications récentes montrent un accord de la bande passante soit non contrôlé, soit mal contrôlé [91], conduisant à une fluctuation non désirée de celle-ci.

Contrairement aux filtres proposés en [80,84,90,91] où chaque résonateur est chargé par un nombre important de varactors ( $>6$  ou  $8$ ), les filtres passe-bande double accord présentés ici considèrent des résonateurs chargés par deux varactors, comme cela avait été proposé pour la première fois dans [83], ceci permettant d'atteindre des dimensions de résonateurs faibles en comparaison avec les filtres à DMTL proposés jusqu'alors. Par ailleurs, les varactors série (entre chaque résonateur) et parallèles (sur chaque résonateur) utilisés dans notre cas sont du type analogiques (varactors semiconducteurs) et permettent



ainsi d'obtenir respectivement le double accord continu en bande passante, et en fréquence centrale ( $f_0$ ) du filtre passe-bande.

Ce chapitre est organisé comme suit. La section 4.1 est dédiée à l'étude théorique de la structure de filtre passe-bande fixe à base de résonateurs à onde lente. Cette étude permet d'obtenir une méthode de conception simple basée sur l'étude d'un seul résonateur. De façon similaire à ce qui a été proposé dans le chapitre précédent, une optimisation des résonateurs latéraux du filtre sera nécessaire afin d'améliorer l'adaptation dans la bande passante du filtre calculé. Ainsi, quatre critères de conception sont nécessaires : la fréquence centrale ( $f_0$ ), la bande passante  $\Delta f_{3dB}$  (ou facteur de qualité du filtre  $Q_L$ ), la pente des droites de réjection et l'impédance caractéristique maximale réalisable dans la technologie utilisée (impédance à maximiser pour minimiser la longueur totale du dispositif). Dans la section 4.2, les résultats de deux filtres sont présentés. Tout d'abord, un filtre passe-bande fixe trois pôles est conçu et mesuré, montrant un bon accord entre mesures et simulations. Une étude de sensibilité portant sur l'incertitude des valeurs des capacités fixes utilisées est présentée afin d'évaluer la robustesse de ces filtres. Ensuite, les résultats de mesure et de simulation d'un filtre passe-bande double accord optimisé à 0,7 GHz sont présentés. Ils démontrent des performances prometteuses en terme de dimensions, de double accordabilité continue, et de large bande rejetée. Enfin, la conclusion résume les performances de ces filtres passe-bande accordables et propose des améliorations possibles.

## 4.1 Étude théorique du filtre à base de résonateurs à onde lente couplés en série

Comme pour les deux études précédemment menées, nous considérons des lignes de propagation sans pertes pour trouver des équations à partir desquelles une méthode simple de synthèse peut être déduite. Ces équations de conception permettent d'obtenir une première approximation des paramètres du filtre désiré, l'adaptation dans la bande passante devant être améliorée. Ceci est réalisé par une optimisation des résonateurs latéraux du filtre calculé, permettant d'obtenir la structure finale du filtre passe-bande désiré en prenant en compte les modèles complets des lignes de propagation et des varactors non idéaux.

### 4.1.1 Topologie étudiée—Principe

Les filtres présentés dans ce chapitre reposent sur des résonateurs à onde lente couplés en série. La figure 4.1 présente le schéma électrique d'un résonateur à onde lente couplé en série en entrée/sortie par des varactors série  $C_s$ .

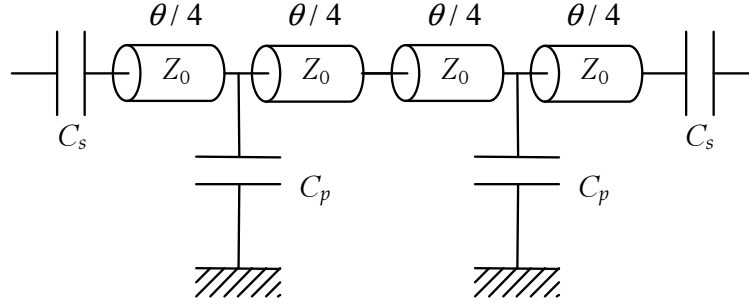


Figure 4.1: Schéma électrique d'un résonateur à onde chargé en entrée/sortie par des capacités série  $C_s$ .

Ce résonateur est constitué d'une ligne de propagation haute impédance d'impédance caractéristique  $Z_0$  et de longueur électrique  $\theta$ , périodiquement chargée par des capacités parallèles  $C_p$  entre le conducteur central et la masse. Dans cette étude, seulement deux capacités parallèles sont considérées sur chaque résonateur<sup>1</sup>. La longueur électrique  $\theta$  de la ligne non chargée est définie à la fréquence  $f$  par :

$$\theta = \beta d = \frac{2 \pi f \sqrt{\varepsilon_{reff}}}{c} d \quad (4.1)$$

où  $\varepsilon_{reff}$  est la permittivité relative effective de la ligne non chargée,  $d$  est la longueur physique de la ligne, et  $c$  est la vitesse de propagation de la lumière dans le vide. À la fréquence centrale  $f_0$  du filtre, la longueur électrique équivalente à la longueur physique  $d$  est alors appelée  $\theta_0$ .

Les figures 4.2 et 4.3 présentent (respectivement en large bande et en bande étroite) la réponse en fréquence de structures filtrantes passe-bande constituées d'un nombre  $m$  de résonateurs identiques à onde lente calculés pour un facteur de qualité chargé  $Q_r$  des résonateurs égal à 10 avec  $Z_0 = 170 \Omega$ .  $C_p$ ,  $C_s$  et  $\theta_0$  sont déterminées à l'aide des équations (4.8), (4.9) et (4.11) que nous verrons plus loin. Le facteur de qualité chargé  $Q_r$

<sup>1</sup>Une étude similaire a été menée sur des filtres considérant uniquement une capacité de charge  $C_p$  sur chaque résonateur [182]. Les longueurs physiques de ces résonateurs sont alors 8 à 10 fois plus grandes que les résonateurs que nous présentons ici.

du résonateur est défini par :

$$Q_r = \frac{f_0}{f_2 - f_1}, \quad (4.2)$$

où  $f_1$  et  $f_2$  correspondent aux limites basse et haute de la première bande de fréquences dans laquelle  $Z_{eq}$  est purement réelle (voir section 4.1.2),  $f_0 = (f_1 + f_2)/2$  étant la fréquence moyenne. Le facteur de qualité chargé du filtre est défini par :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}}, \quad (4.3)$$

où  $\Delta f_{3dB}$  est la bande passante à  $-3$  dB. Comme le montre la figure 4.3, lorsque le nombre  $m$  de résonateurs dans la structure filtrante augmente, le facteur de qualité chargé  $Q_L$  du filtre tend vers le facteur de qualité chargé  $Q_r$  du résonateur. Ainsi, lors de la conception du filtre désiré, on prendra en première approximation  $Q_L = Q_r$ .

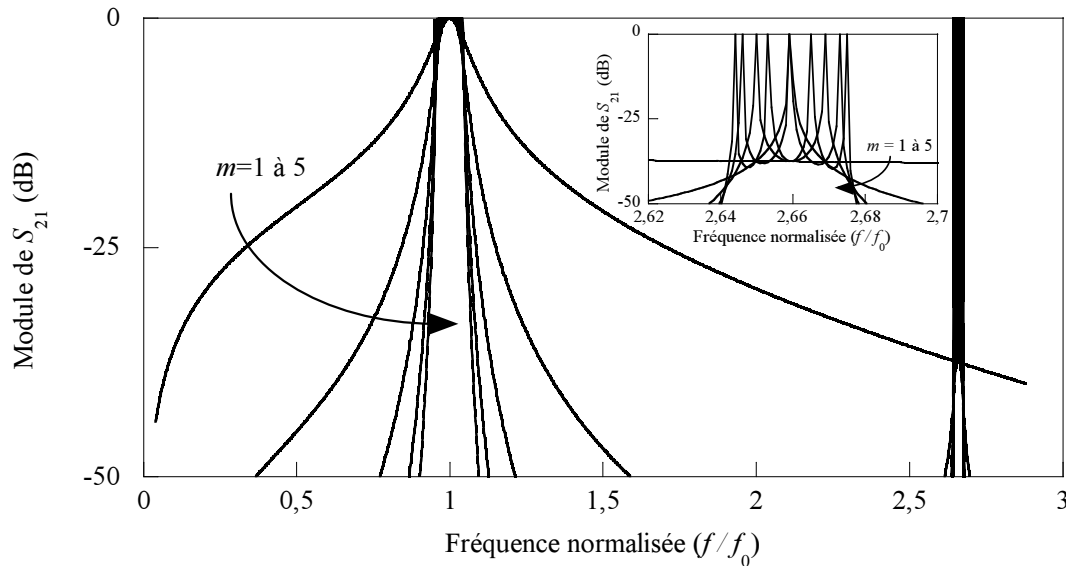


Figure 4.2: Exemple de transmission large bande de filtres passe-bande non optimisés pour un nombre  $m$  de résonateurs identiques compris entre 1 et 6, avec  $Z_0 = 170 \Omega$  et  $Q_r = 10$ .

De façon similaire à la structure périodique passe-bas étudiée au chapitre 3, on observe que :

- pour un résonateur donné (caractérisé par  $\theta_0$ ,  $C_s$ ,  $C_p$ , et  $Z_0$ ), la pente des droites de réjection et l'atténuation dans la bande interdite augmentent avec le nombre  $m$  de résonateurs ;
- la position de la seconde bande de fréquences permises reste fixe pour un résonateur donné quel que soit  $m$  (voir figure 4.2) ;

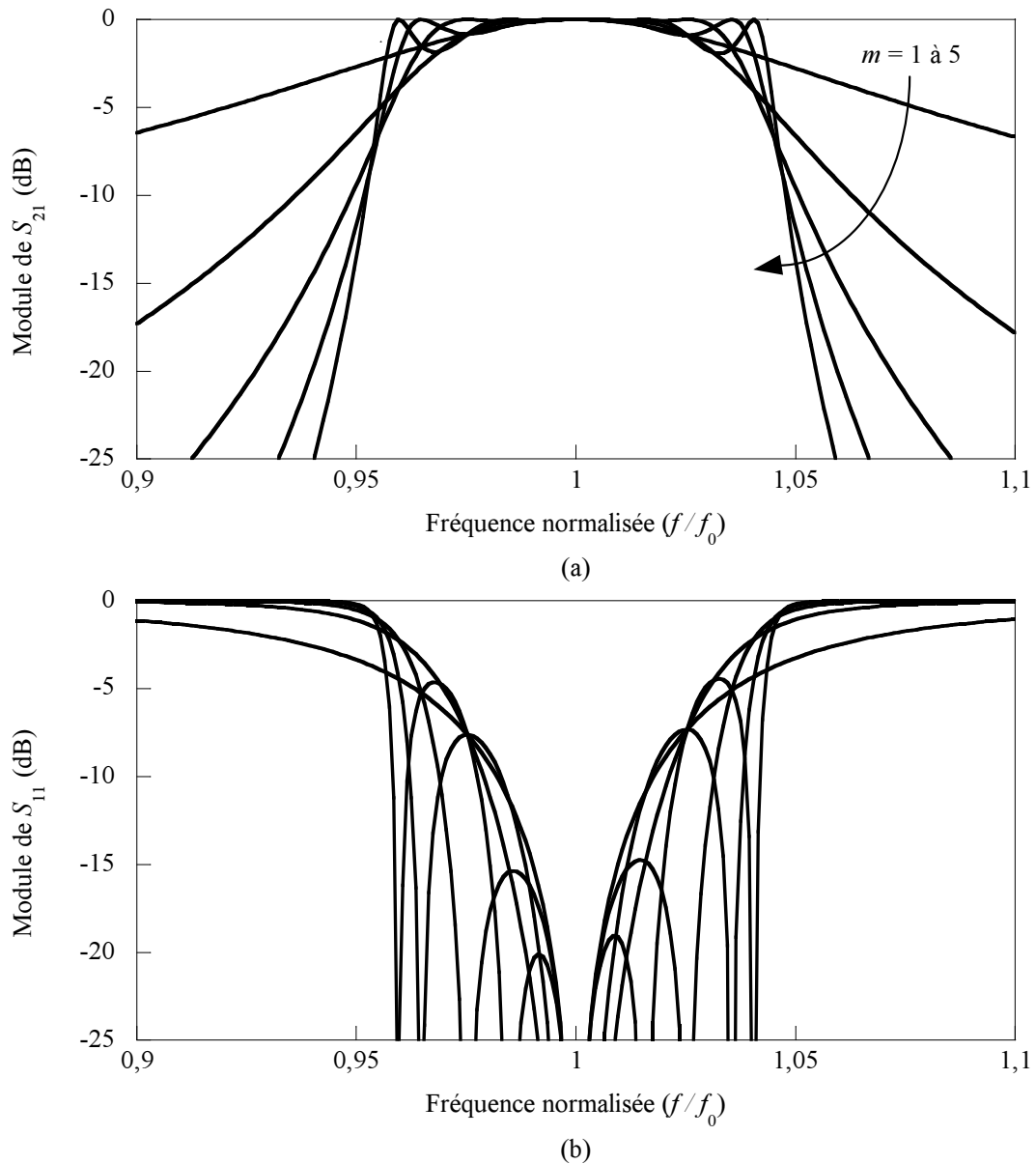


Figure 4.3: Spectres en transmission et réflexion pour un nombre  $m$  de résonateurs identiques (voir figure 4.2) compris entre 1 et 5, avec  $Z_0 = 170 \Omega$  et  $Q_r = 10$ . (a) Module  $|S_{21}|$ , et (b) Module  $|S_{11}|$ .

- les pics de transmission de la seconde bande de fréquences permises présentent des facteurs de qualité très élevés (voir zoom figure 4.2); ainsi, ils seront fortement atténués en présence de pertes même faibles dans la structure du filtre;
- le nombre de pôles de transmission dans la seconde bande de fréquences permises est égal à  $(m - 1)$ ;
- le taux d'ondulation dans la bande passante augmente avec  $m$  (voir figure 4.3) et devra être optimisé, notamment pour  $m > 2$ .

### 4.1.2 Impédance caractéristique du résonateur et détermination des critères de conception

En utilisant les matrices  $ABCD$  cascadables, l'impédance caractéristique équivalente  $Z_{eq}$  d'un résonateur à onde lente couplé peut être facilement extraite. Notons que le résonateur est considéré comme symétrique et réciproque. L'impédance caractéristique  $Z_{eq}$  d'un résonateur à onde lente couplé est présentée à la figure 4.4 pour trois valeurs (5, 10 et 20) du facteur de qualité du résonateur chargé  $Q_r$  (avec  $Z_0 = 170 \Omega$ ). Comme expliqué dans [138], en appliquant la méthode des ondes de Bloch au cas d'une structure périodique constituée d'une infinité de résonateurs à onde lente couplés en série, l'impédance caractéristique  $Z_{eq}$  correspond à l'impédance des ondes de Bloch. Ceci permet alors de déduire les bandes de fréquences permises et interdites de la structure infinie qui correspondent aux bandes de fréquences pour lesquelles la propagation existe, et celles où elle n'est pas définie ([138], [101]), le signal y étant alors rejeté. Dans le cas de dispositifs sans pertes, ces bandes de fréquences permises et interdites correspondent alors respectivement aux plages de fréquences pour lesquelles l'impédance caractéristique  $Z_{eq}$  est purement réelle ou purement imaginaire.

En pratique, le nombre  $m$  de résonateurs n'est pas infini, et les impédances de charge en entrée et sortie de la structure pseudo-périodique sont fixes ( $= Z_c = 50 \Omega$ ). C'est pourquoi, pour obtenir un filtre adapté dans la bande passante,  $Z_{eq}$  doit être égal ou proche de  $50 \Omega$ . Cette condition peut être réalisée seulement pour  $f_1 < f < f_2$  comme le montre les figures 4.4 et 4.5. Dépendant de la valeur de  $Q_r$ , les plages de fréquences pour lesquelles  $Z_{eq}$  est purement réelle donnent une bonne estimation de la position des bandes permises de la structure pseudo-périodique. En effet, on obtient un bon accord (même pour  $m = 2$ ) entre les bandes permises (voir figures 4.2 et 4.5(b)) et les bandes qui conduisent à des valeurs réelles de  $Z_{eq}$  (voir figure 4.4). Pour  $m = 1$ , ces considérations ne s'appliquent plus puisque la structure n'est plus périodique, et aucun pic de transmission n'apparaît au-delà de  $f_0$  à la figure 4.5(a). Plus le facteur de qualité  $Q_r$  sera grand, plus la seconde bande permise sera étroite et rejetée en haute fréquence, permettant ainsi d'obtenir de larges bandes rejetées sans lobe parasite. En pratique, même pour des valeurs de  $Q_r$  faibles (de l'ordre de 5), de larges bandes rejetées peuvent être obtenues, le niveau des lobes parasites étant fortement atténués en présence de pertes même faibles des lignes

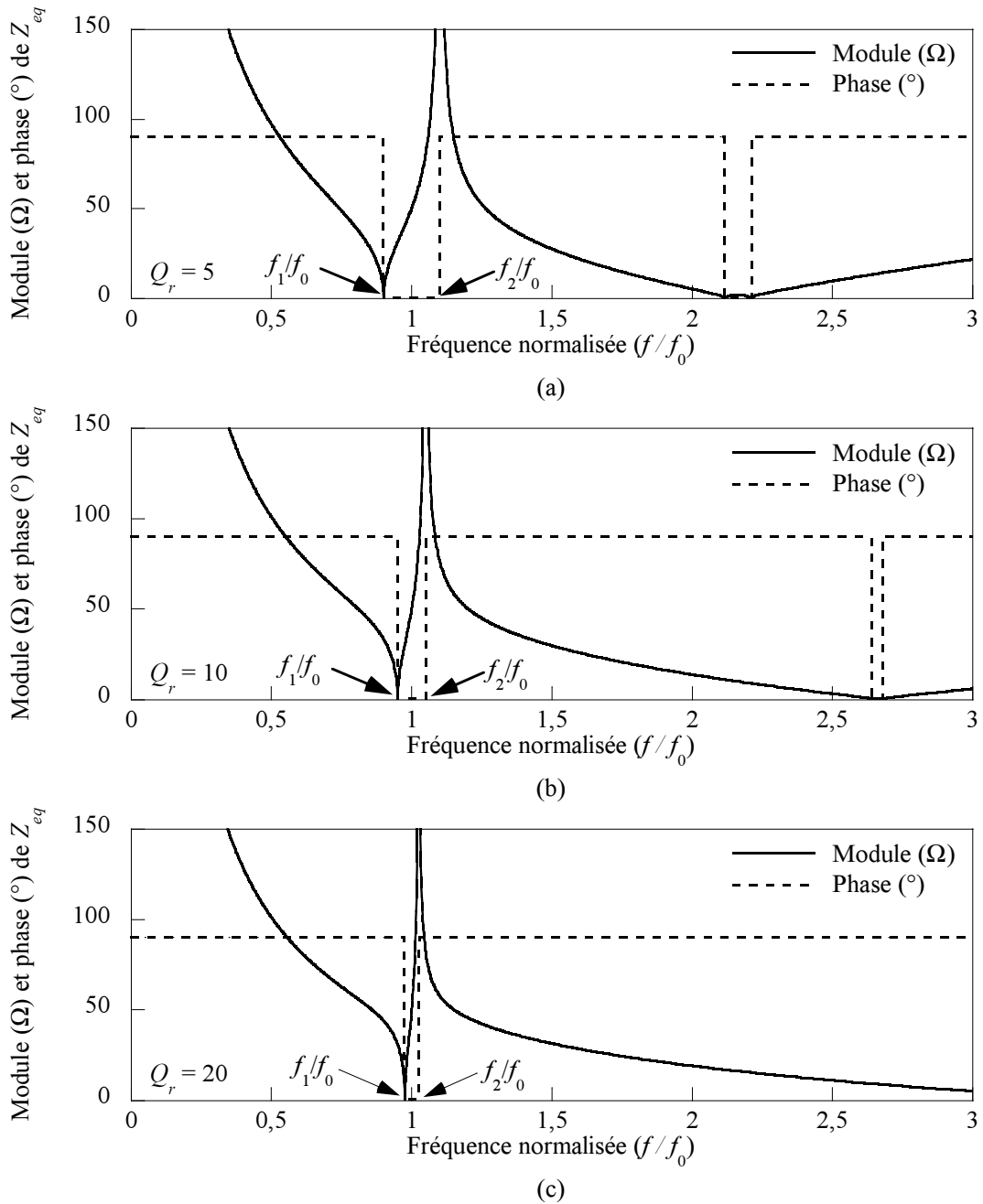


Figure 4.4: Impédance caractéristique calculée  $Z_{eq}$  de trois résonateurs à onde lente pour : (a)  $Q_r = 5$ , (b)  $Q_r = 10$ , et (c)  $Q_r = 20$  (avec  $Z_0 = 170 \Omega$ ).

de propagation ou des varactors utilisés (voir section 4.2.1).

La figure 4.6 présente le phénomène d'onde lente d'un résonateur type ( $Q_r = 10$  et  $Z_0 = 170 \Omega$ ),  $\theta_L$  étant la longueur électrique du résonateur à onde lente chargé par les capacités parallèles  $C_p$  (sans considérer les capacités de couplage  $C_s$  en entrée/sortie du résonateur). La figure 4.6 montre que la longueur électrique du résonateur à onde lente est  $\pi$  à  $f_2$ . Ainsi, ces résonateurs à onde lente constituent des résonateurs demi-onde couplés

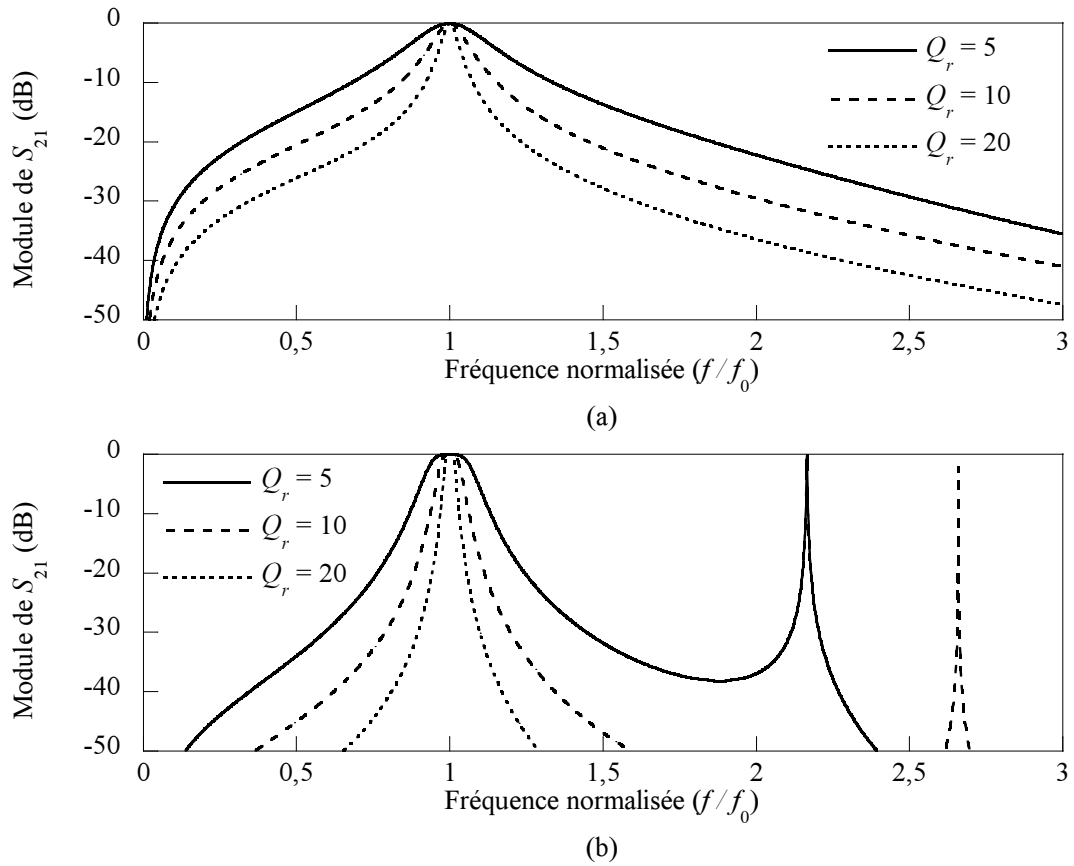


Figure 4.5: Module de  $S_{21}$  correspondant aux trois  $Q_r$  (5, 10 et 20) de la figure 4.4 : (a) des résonateurs à onde lente et (b) des filtres constitués de deux résonateurs à onde lente.

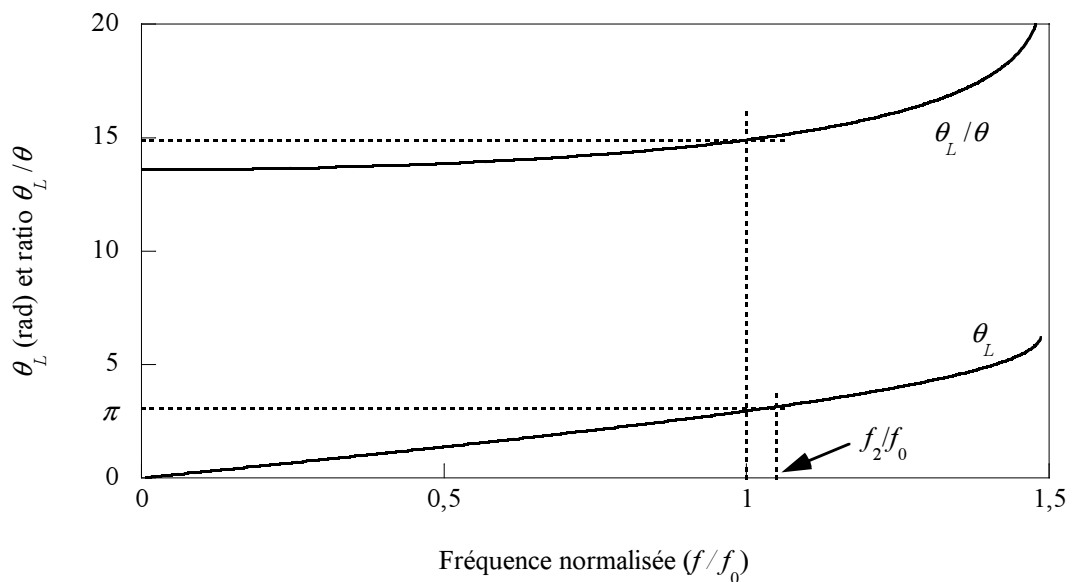


Figure 4.6: Longueur électrique  $\theta_L$  du résonateur à onde lente (calculé pour  $Q_r = 10$  et  $Z_0 = 170 \Omega$ ). Le ratio  $\theta_L/\theta$  démontre le phénomène d'onde lente.

en entrée/sortie par des capacités  $C_s$ . Le phénomène d'onde lente est clairement démontré, le ratio  $\theta_L/\theta_0$  entre la longueur électrique du résonateur à onde lente et celle du résonateur non chargé étant d'environ 15 à  $f_0$  soit  $\lambda_0/30$ . Ceci signifie que la longueur physique totale d'un filtre constitué de tels résonateurs à onde lente est environ 15 fois plus petite que celle du filtre équivalent basé sur des résonateurs demi-onde non chargés [179]. Pour des résonateurs à onde lente présentant des  $Q_r$  de 5 et 20 (avec  $Z_0 = 170 \Omega$ ), les ratios  $\theta_L/\theta_0$  correspondant sont de 8 et 28.

### 4.1.3 Critères de conception

#### 4.1.3.1 Capacités de charge $C_p$ et $C_s$ du résonateur à onde lente couplé

Des règles de conception et relations vont à présent être développées. Dans ce but, résolvons les deux équations correspondant aux limites de la première bande permise, appelée à présent bande passante du filtre :

- $Re(Z_{eq}) = 0$  à la fréquence  $f = f_1$  ;
- $Re(Z_{eq}) = \infty$  à la fréquence  $f = f_2$ .

La solution de  $Re(Z_{eq}) = \infty$  conduit à deux solutions pour  $C_p$  de signes opposés dont la solution positive est :

$$C_p = \frac{\cotan(\theta_2/2)}{f_2 \pi Z_0}, \quad (4.4)$$

avec  $\theta = \theta_2$  à  $f = f_2$ . Cette équation montre que  $C_p$  dépend uniquement de la fréquence  $f_2$  et pas de  $f_1$ . De façon similaire, la solution de  $Re(Z_{eq}) = 0$  à  $f = f_1$  donne deux solutions pour  $C_s$ . La solution positive est :

$$C_s = \frac{f_2 \cos(\theta_1/2) - f_1 \cotan(\theta_2/2) \sin(\theta_1/2)}{2 f_1 \pi Z_0 (f_2 \sin(\theta_1/2) - 2 f_1 \cotan(\theta_2/2) \sin^2(\theta_1/4))}, \quad (4.5)$$

avec  $\theta = \theta_1$  à  $f = f_1$ . Cette équation montre que  $C_s$  est lié aux deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  de manière non triviale.

De façon similaire à ce qui a été proposé au chapitre 3, considérons des longueurs électriques, fréquences normalisées et susceptances afin de s'affranchir des dimensions physiques du dispositif et du choix de la fréquence centrale du filtre. Définissons les susceptances  $B_p$  et  $B_s$  des capacités  $C_p$  et  $C_s$ , respectivement, à la fréquence  $f_0$  :

$$B_p = 2 \pi f_0 C_p, \quad (4.6)$$



et

$$B_s = 2 \pi f_0 C_s. \quad (4.7)$$

Des relations (4.2), (4.4) et (4.5), nous déduisons des équations de  $B_p$  et  $B_s$  ne dépendant que des paramètres  $Q_r$ ,  $\theta_0$  et  $Z_0$  :

$$B_p = \frac{4 Q_r \cotan \left( \frac{2 Q_r + 1}{4 Q_r} \theta_0 \right)}{(2 Q_r + 1) Z_0}, \quad (4.8)$$

et

$$B_s = \frac{Q_r \operatorname{cosec} \left( \frac{2 Q_r - 1}{8 Q_r} \theta_0 \right) \left( \sin(\theta_0) + 2 Q_r \sin \left( \frac{\theta_0}{2 Q_r} \right) \right)}{(2 Q_r - 1) Z_0 \left( 2 Q_r \sin \left( \frac{2 Q_r + 3}{8 Q_r} \theta_0 \right) + \sin \left( \frac{6 Q_r + 1}{8 Q_r} \theta_0 \right) \right)}. \quad (4.9)$$

#### 4.1.3.2 Longueur électrique optimale du résonateur

L'étape suivante consiste alors à déterminer l'expression de  $\theta_0$ . Une méthode adaptée consiste à calculer le développement en série de Fourier de  $Z_{eq}$  au premier ordre autour de  $\theta_0 = 0$  :

$$Z_{eq} = \frac{Z_0 \theta_0}{128 \tilde{f} Q_r^3} \sqrt{\frac{(1+2(\tilde{f}-1)Q_r)(-1+2(\tilde{f}+1)Q_r)(1+8 Q_r(2+Q_r(-1+2 Q_r(4-2(\tilde{f})^2+Q_r))))}{(1+4 Q_r(1+(1-(\tilde{f})^2)Q_r))(1+8 Q_r(2+Q_r(7+2 Q_r(4-2(\tilde{f})^2+Q_r))))}^{-1}} \quad (4.10)$$

où  $\tilde{f} = f/f_0$  représente la fréquence normalisée par rapport à la fréquence centrale du filtre. La formule (4.10) est valable en pratique pour  $\theta_0 < 30^\circ$ . En imposant la condition  $Z_{eq} = 50 \Omega$  à la fréquence de travail  $f_0$ , ce qui correspond à la condition d'adaptation, une expression simple de  $\theta_0$  peut être obtenue, expression d'autant plus précise que  $Q_r$  est élevé :

$$\theta_0 \simeq \frac{400}{Q_r Z_0} \left( 1 - \frac{7}{4 Q_r} + \frac{65}{32 Q_r^2} \right). \quad (4.11)$$

Plus  $Q_r$  est grand, plus la valeur de  $\theta_0$  doit être petite pour satisfaire la condition d'adaptation. Par ailleurs, pour minimiser la longueur électrique du résonateur à onde lente, l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne de propagation non chargée doit être aussi grande que possible, c'est donc une limite technologique (impédance caractéristique maximale réalisable dans une technologie donnée) qui déterminera la longueur électrique  $\theta_0$  minimale.

#### 4.1.3.3 Abaques de conception

A présent, des abaques permettant de décrire la dépendance des paramètres  $C_p$  et  $C_s$  par rapport à  $\theta_0$ ,  $Z_0$ , et  $Q_r$  vont être présentés. La figure 4.7 montre comment les

susceptances  $B_p$  et  $B_s$  varient avec la longueur électrique  $\theta_0$  (à  $f_0$ ) pour des facteurs de qualité chargés du résonateur compris entre 5 et 20, avec  $Z_0$  variant entre 110 et 170  $\Omega$ . La figure 4.7 montre que  $B_p$  et  $B_s$  présentent le même type de dépendance par rapport à  $\theta_0$ . Pour une fréquence centrale  $f_0$  donnée, plus  $\theta_0$  est petit, plus  $C_p$  et  $C_s$  doivent être grands pour obtenir des résonateurs à onde lente couplés à  $f_0$ . Par ailleurs, pour obtenir un résonateur à onde lente couplé adapté à 50  $\Omega$  à la fréquence  $f_0$  :

- pour un  $Z_0$  donné, plus  $Q_r$  est grand, plus  $\theta_0$  doit être petit ;

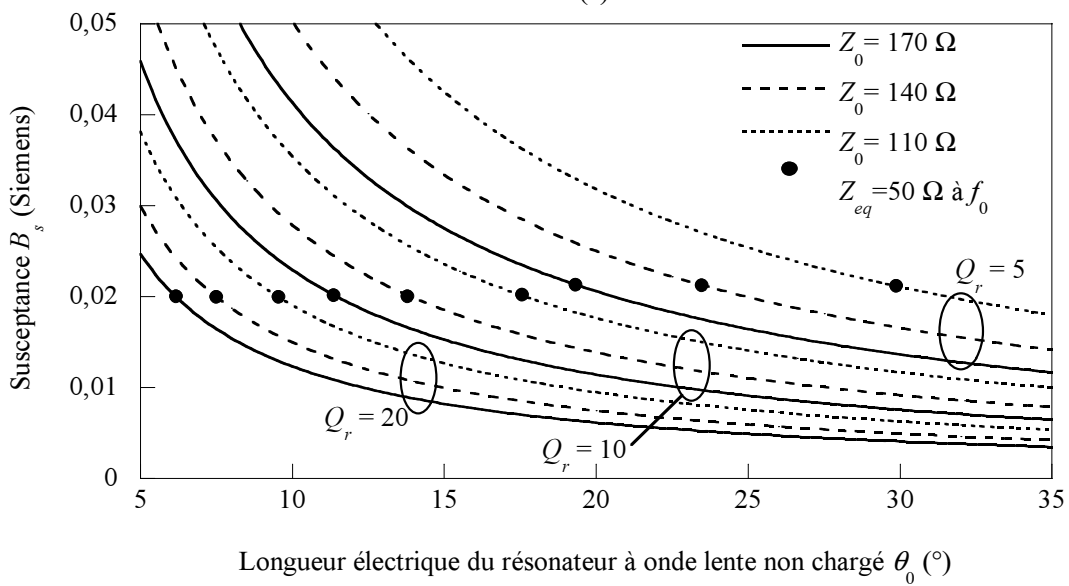
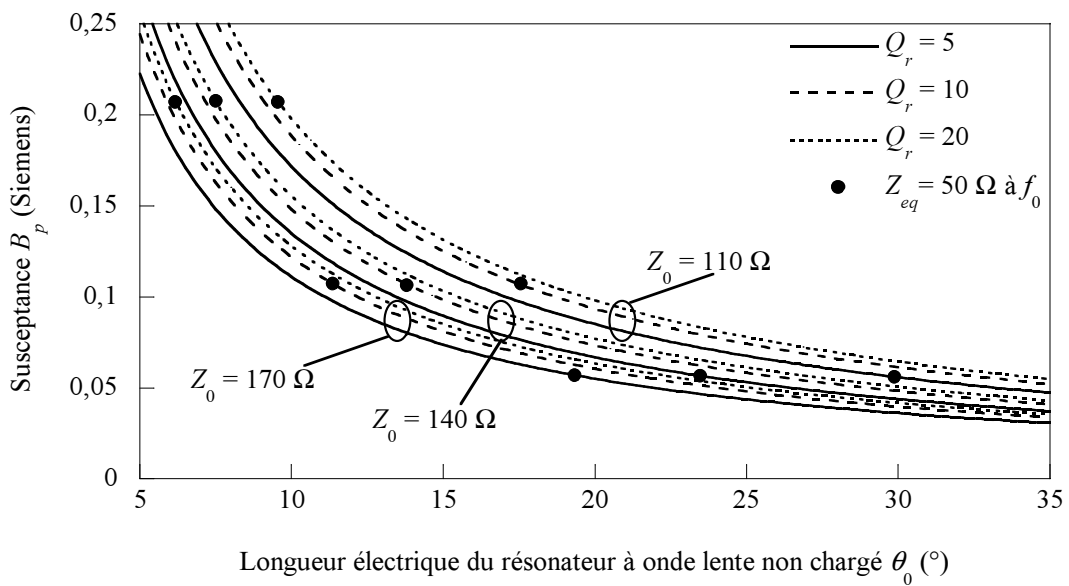


Figure 4.7: Dépendance de (a)  $B_p$  et (b)  $B_s$  en fonction de la longueur électrique  $\theta_0$  du résonateur à onde lente non chargé, à la fréquence  $f_0$ .

- pour un  $Q_r$  donné, plus  $Z_0$  est grand, plus  $\theta_0$  doit être petit ;
- pour un  $Q_r$  donné, quel que soit  $Z_0$ , les capacités  $C_p$  et  $C_s$  restent à peu près constantes.

Remarquons par ailleurs que cette étude théorique montre que la longueur électrique  $\theta_0$  d'un résonateur non chargé est inférieure à  $30^\circ$  pour un facteur de qualité  $Q_r > 5$  et une impédance caractéristique  $Z_0$  comprise entre 110 et 170  $\Omega$ . Ainsi, une modélisation en éléments localisés plutôt que semi-répartie du résonateur à onde lente pourrait être réalisée, modélisation approximant chaque tronçon de ligne par une inductance série. Les résultats de cette seconde modélisation permettrait alors d'obtenir les mêmes résultats que précédemment en bande étroite. Cependant, cette modélisation aurait présenté un inconvénient au niveau de l'étude large bande du résonateur. En effet, les longueurs des tronçons de ligne de propagation n'étant alors plus très faibles devant la longueur d'onde, l'approximation des tronçons de ligne par des inductances série ne permettrait pas de prédire correctement le comportement de la structure en haute fréquence.

La figure 4.8 présente la pente des droites de réjection du filtre, calculée entre  $-3$  dB et  $-30$  dB, en fonction du nombre  $m$  de résonateurs à onde lente couplés constituant le filtre, pour  $Q_r = 5, 10$  et  $20$  avec  $Z_0 = 170 \Omega$ . Pour un filtre donné, la figure 4.8 montre que les droites des pentes de réjection au-dessous et au-dessus de la fréquence centrale  $f_0$  sont similaires. D'autre part, pour un nombre  $m$  donné de résonateurs, ces pentes sont d'autant plus grandes que le facteur de qualité  $Q_r$  est grand.

#### 4.1.4 Méthode de conception appliquée

La méthode proposée ici pour concevoir des filtres passe-bande à résonateurs à onde lente couplés en série est constituée de deux étapes.

Dans un premier temps, à partir du gabarit de filtre désiré (pente des droites de réjection, facteur de qualité  $Q_L$  considéré égal à  $Q_r$ , et fréquence centrale  $f_0$ ), et pour une impédance caractéristique maximale réalisable  $Z_0$  dans une technologie donnée, on peut déterminer :

- le nombre  $m$  de résonateurs nécessaires (voir figure 4.8) ;
- la longueur électrique  $\theta_0$  des résonateurs à onde lente donnée par l'équation (4.11) ;

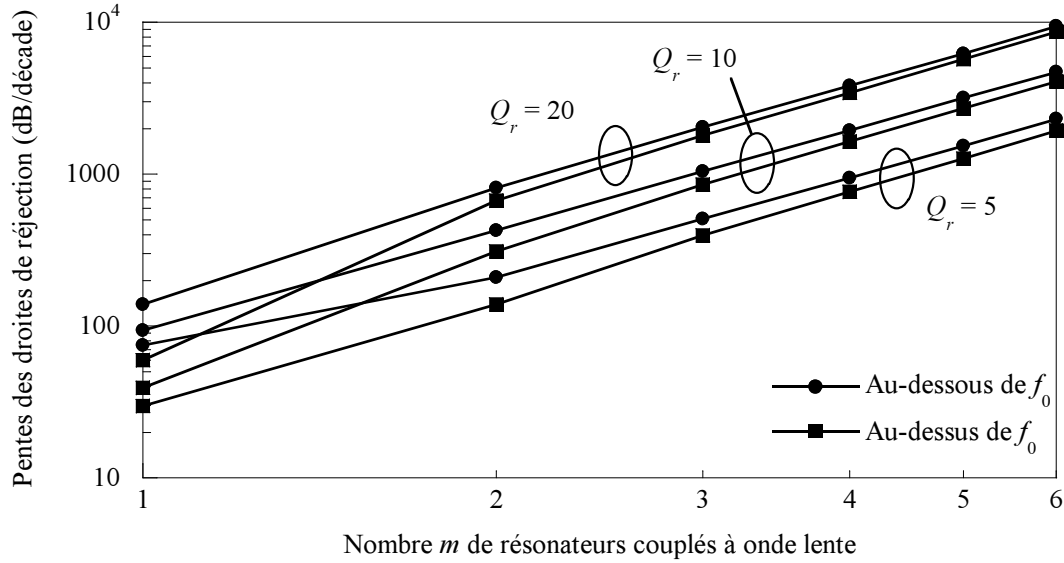


Figure 4.8: Pente des droites de réjection de filtres à résonateurs à onde lente couplés en série identiques, pour des facteurs de qualité  $Q_r$  compris entre 5 et 20, avec  $Z_0 = 170 \Omega$ .

- les valeurs des capacités  $C_p$  et  $C_s$  à l'aide des équations (4.8) et (4.9).

Dans un second temps, pour améliorer l'adaptation dans la bande passante du filtre, les paramètres  $\theta_0$ ,  $C_p$  et  $C_s$  des résonateurs latéraux doivent être modifiés, de façon similaire à ce qui a été proposé au chapitre précédent (sec. 3.1.6) pour les filtres passe-bas (voir également [139]). Cette optimisation a été réalisée ici à l'aide du logiciel ADS [171], les pertes des lignes de propagation ainsi que les modèles électriques complets des capacités étant considérés dans cette seconde étape.

En version accordable, cette topologie de filtre semble bien adaptée également. En effet, les fréquences de coupure du filtre passe-bande sont dépendantes des capacités  $C_s$  et  $C_p$ , la fréquence de coupure haute dépendant uniquement de  $C_p$  et la fréquence de coupure basse dépendant des deux capacités. Ainsi, en remplaçant les capacités fixes par des varactors, cela permet de concevoir des filtres passe-bande accordables double accord en bande passante et fréquence centrale.

## 4.2 Résultats de filtres passe-bande

Les deux filtres réalisés en technologie CPW présentés dans cette section ont été fabriqués sur un substrat Rogers RO4003 dont les paramètres sont donnés dans le tableau 4.1.

Substrat Rogers RO4003	
Permittivité relative $\varepsilon_r$	3,38
Pertes diélectriques $\tan(\delta)$	0,0035
Epaisseur $h$ du substrat	0,813 mm
Epaisseur $t$ de la métallisation	35 $\mu\text{m}$

Tableau 4.1: Paramètres du substrat Rogers RO4003.

Ici encore, pour éviter la propagation de modes impairs, les capacités parallèles doivent être soudées par paires, une capacité de chaque côté du conducteur central, afin de maintenir la symétrie. Ceci signifie que la valeur de chaque capacité parallèle  $C'_p$  doit être égale à  $C_p/2$ .

### 4.2.1 Filtre hybride fixe

Le but de cette première réalisation était de valider l'étude théorique présentée ci-dessus et de démontrer sa faisabilité dans le domaine microonde en version fixe hybride.

#### 4.2.1.1 Conception du filtre trois pôles

Un filtre fixe constitué de trois résonateurs à onde lente couplés a été optimisé pour une fréquence centrale de 0,7 GHz avec un facteur de qualité du filtre  $Q_L = 5$ . Une photographie de ce filtre fixe est présentée à la figure 4.9. Les longueurs électriques correspondant aux longueurs physiques  $d_1$  et  $d_2$  sont  $32,4^\circ$  et  $30,9^\circ$ , respectivement. La surface totale du filtre est  $\sim 16 \text{ cm}^2$ , soit  $\sim 14 \cdot 10^{-3} \lambda_0^2$ , où  $\lambda_0 \simeq 340 \text{ mm}$  est la longueur d'onde guidée à  $f_0$ . Les capacités CMS utilisées sont des capacités American Technical Ceramics ATC 600-S. Elles présentent une faible résistance série de  $0,15 \Omega$  et une inductance série de  $0,8 \text{ nH}$ . La tolérance de ces capacités est comprise entre  $\pm 3,5\%$  et  $\pm 5\%$  pour les valeurs de capacités utilisées ici. L'impédance caractéristique des résonateurs non chargés est  $Z_0 = 110 \Omega$  avec  $W_0 = 2,35 \text{ mm}$ ,  $G_0 = 2 \text{ mm}$  et  $W_g = 5 \text{ mm}$ , conduisant à une permittivité relative effective  $\varepsilon_{ref} \simeq 1,6$  à 0,7 GHz.

Une étude de sensibilité a été menée sur le gabarit du filtre en fonction de l'influence de la tolérance des capacités. Pour cela, une analyse de Monte Carlo considérant une incertitude de  $\pm 5\%$  sur la valeur des capacités montre cette influence sur les modules en transmission et réflexion du filtre fixe. La figure 4.10(a) considère une incertitude

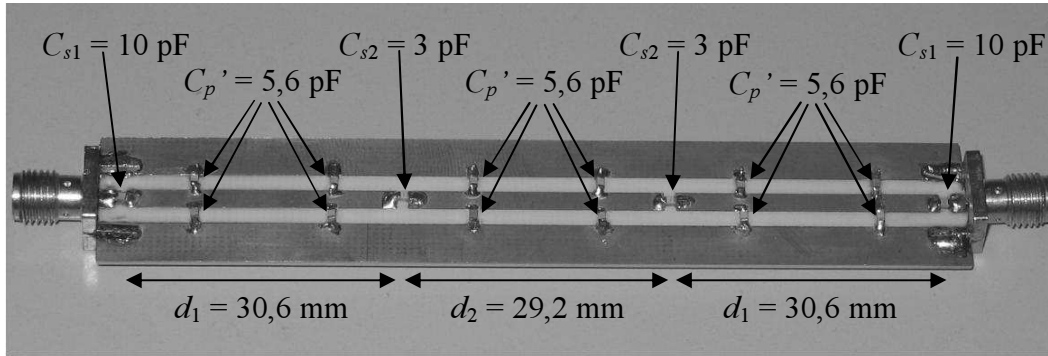


Figure 4.9: Photographie du filtre fixe optimisé à 0,7 GHz constitué de trois résonateurs à onde lente couplés.

indépendante de  $\pm 5\%$  sur la valeur de chacune des 16 capacités du circuit. Ce cas n'est pas forcément très réaliste. En effet, lorsqu'un constructeur donne une certaine incertitude, cela signifie qu'il garantit leur valeur dans cet intervalle ; mais, étant issues d'un même lot de fabrication, ces capacités présentent une faible dispersion des valeurs de capacité (de l'ordre de 2 à 3%). Ainsi, la figure 4.10(b) plus réaliste considère une incertitude de  $\pm 5\%$  commune pour toutes les capacités série d'une part, et pour toutes les capacités parallèles d'autre part.

Dans les deux cas, la fréquence centrale ne présente pas une dépendance critique par rapport à l'incertitude des valeurs de capacités. En effet, une tolérance de  $\pm 5\%$  induit une variation de la fréquence centrale inférieure à  $\pm 1,5\%$  dans le cas (a) (et à  $\pm 3\%$  dans le cas (b)). Par contre, la largeur de la bande passante peut présenter une variation de  $\pm 13\%$  dans le cas (a) très défavorable. Dans le cas (b) plus réaliste, cette variation de la bande passante est inférieure à  $\pm 3\%$ . Enfin, l'adaptation à la fréquence centrale du filtre est toujours meilleure que (a) 17 dB et (b) 24 dB. Pour valider cette étude de Monte Carlo, les résultats d'un filtre fixe vont être présentés.

#### 4.2.1.2 Résultats du filtre réalisé

Les mesures du filtre ont été réalisées à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau WILTRON 360 en utilisant la méthode de calibrage OSTL (Open-Short-Thru-Load). La figure 4.11 compare les mesures et simulations du filtre fixe réalisé. Les mesures et simulations sont en bon accord. Les pertes d'insertion et l'adaptation à la fréquence centrale sont respectivement de 0,6 dB et 24 dB. Le facteur de qualité  $Q_L$  du filtre est de 5,15, ce

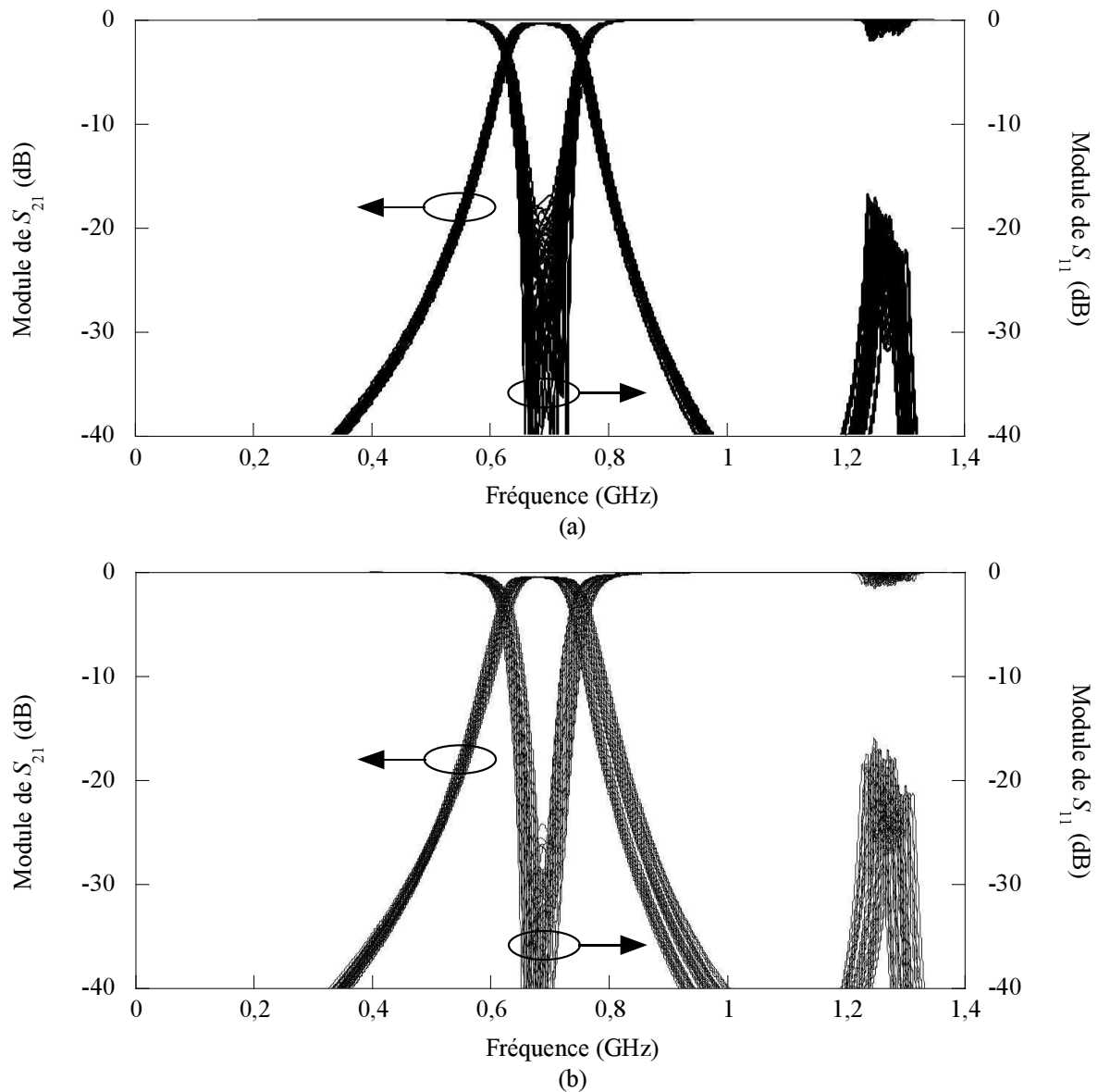


Figure 4.10: Étude de sensibilité par analyse de Monte Carlo de l'incertitude des capacités fixes sur le gabarit du filtre en transmission et en réflexion. (a) Pire cas : incertitude indépendante (de  $\pm 5\%$ ) pour chaque capacité du circuit et (b) cas plus réaliste : incertitude commune (de  $\pm 5\%$ ) pour chaque type de capacités (issues d'un même lot).

qui est proche de la valeur initialement souhaitée. Les pentes des droites de réjection basse et haute du filtre sont de  $211 \text{ dB/décade}$  et de  $-360 \text{ dB/décade}$ , ce qui donne un facteur de forme  $F_s = 0,316$ . Un pic de résonance est présent à environ  $1,8 \times f_0$ , de transmission maximale  $|S_{21}| = -16,7 \text{ dB}$  à  $1,24 \text{ GHz}$ , et de largeur à  $-20 \text{ dB}$  égale à  $10 \text{ MHz}$ . Ce pic de transmission correspond à la seconde bande passante permise, où  $Z_{eq}$  est réelle,

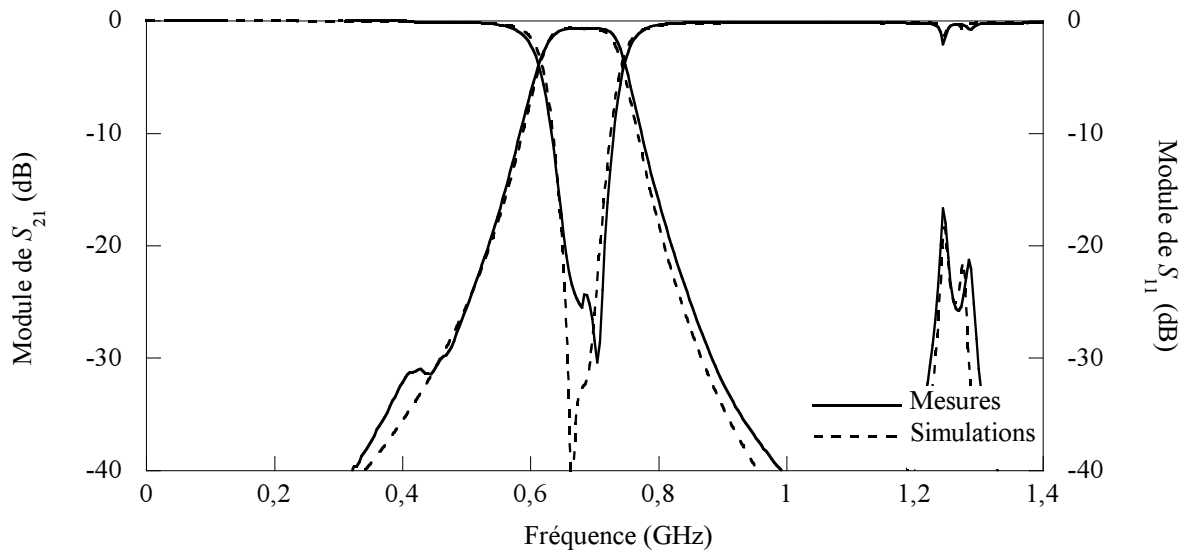


Figure 4.11: Comparaison entre mesures et simulations des modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  du filtre fixe trois pôles.

(voir figure 4.4(a)). Ce lobe parasite apparaît à une fréquence plus faible qu'attendu en théorie avec des capacités idéales. Ceci est dû à l'inductance série parasite présentée par les capacités. Les mesures du filtre en large bande de la figure 4.12 montrent une large bande rejetée à mieux que 20 dB (en occultant le lobe secondaire à  $1,8 \times f_0$ ) qui s'étend jusqu'à 7 GHz (i.e.  $10 \times f_0$ ).

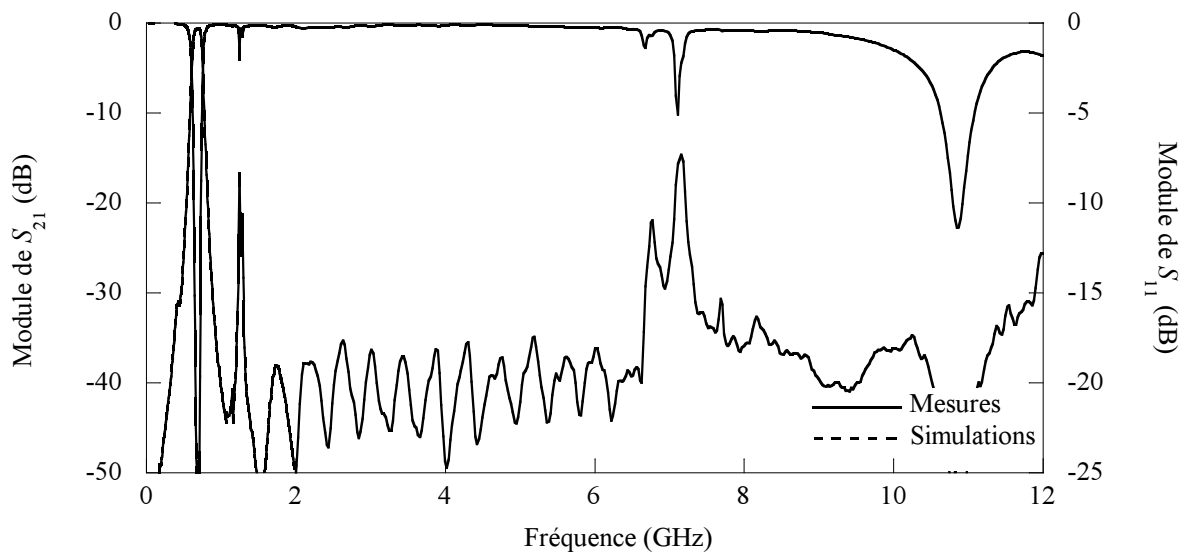


Figure 4.12: Mesures en large bande du filtre fixe trois pôles.



Type de varactor	$C_{\max}$	$C_{\min}$	$R_s$	$L_s$	$C_c$
MA46H071 (case 1088)	2,25 pF	0,4 pF	0,7 $\Omega$	1,5 nH	0,15 pF
MA4ST1240 (case SOD-323)	8,4 pF	2,2 pF	1,6 $\Omega$	1,2 nH	0,11 pF

Tableau 4.2: Paramètres des modèles électriques des diodes Schottky M/A-Com MA46H071 et MA4ST1240 en polarisation inverse.

## 4.2.2 Filtre passe-bande hybride accordable en fréquence centrale et en bande passante

Nous allons à présent démontrer l'accord en fréquence centrale et en bande passante des filtres proposés dans ce chapitre. Un premier prototype non optimal (notamment en terme de dimensions) et présentant un accord de la bande passante de 50 à 78 MHz pour une plage d'accord de  $f_0$  de  $\pm 18\%$  autour de 0,7 GHz a été présenté [162] et publié [183]. Le prototype présenté ici a été optimisé afin de réduire les dimensions du filtre, et d'obtenir des performances en terme d'accordabilité au moins égales à celles du premier prototype.

### 4.2.2.1 Conception du filtre deux pôles double accord

La fréquence moyenne centrale du filtre double accord réalisé ici est de 0,7 GHz. Il est constitué de deux résonateurs à onde lente couplés identiques. L'impédance caractéristique des résonateurs non chargés est  $Z_0 = 170 \Omega$  avec  $W_0 = 0,3$  mm,  $G_0 = 2$  mm et  $W_g = 5$  mm, conduisant à une permittivité relative effective  $\varepsilon_{\text{reff}} \simeq 1,8$  à 0,7 GHz. Les longueurs physiques et électriques  $d_0$  et  $\theta_0$  des résonateurs sont 20,8 mm et  $23,6^\circ$ , respectivement. La surface totale du filtre est  $\sim 7,3$  cm<sup>2</sup>, c'est-à-dire  $\sim 7,3 \cdot 10^{-3} \lambda_0^2$ , où  $\lambda_0 \simeq 317$  mm à  $f_0$ . Les diodes M/A-Com MA46H071 et MA4ST1240 préalablement caractérisées en polarisation inverse ont été utilisées pour réaliser les varactors série  $C_s$  et parallèles  $C'_p$ , respectivement. Les valeurs des paramètres des modèles de ces deux varactors sont données dans le tableau 4.2, les valeurs  $C_{\max}$  et  $C_{\min}$  correspondant aux valeurs maximales et minimales des capacités de jonction  $C_j(V)$  utilisées en simulation. Une photographie du filtre accordable ainsi que son circuit de polarisation associé sont présentés à la figure 4.9.

Afin de réaliser les deux résonateurs identiques, les varactors série latéraux  $C_s$  sont

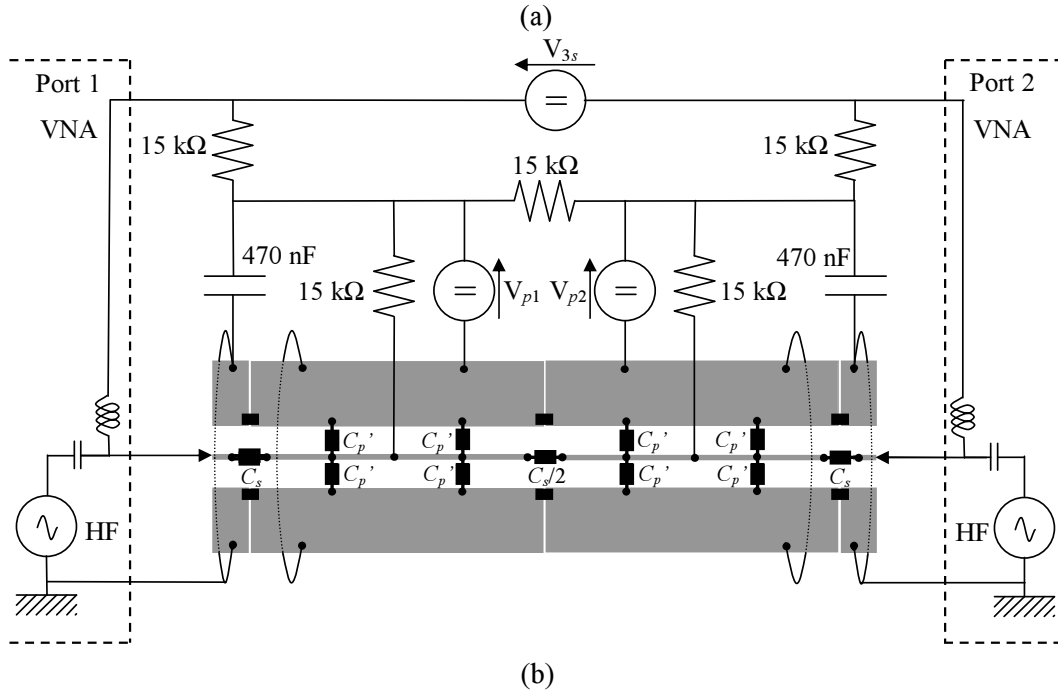
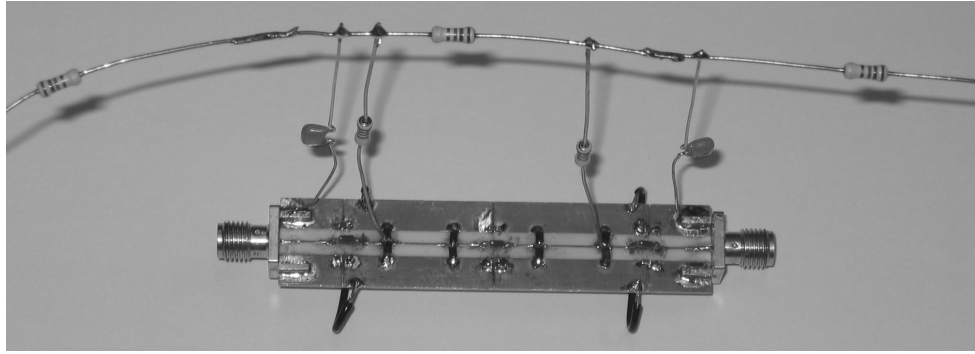


Figure 4.13: Filtre double accord optimisé à 0,7 GHz constitué de deux résonateurs à onde lente : (a) photographie et (b) circuit et schéma de polarisation des varactors.

constitués de deux diodes en parallèle alors que le varactor série central  $C_s/2$  est réalisé avec une seule diode. Trois tensions de polarisation sont nécessaires pour réaliser le double accord du filtre. La tension  $V_{3s}$  est utilisée pour polariser les trois diodes série par le biais d'un diviseur de tension constitué de trois résistances de  $15\text{ k}\Omega$ . Deux autres résistances de valeurs identiques (en série avec des fils présentant une inductance de l'ordre de  $50\text{ nH}$ ) sont utilisées pour acheminer ces tensions polarisant les varactors série. La tension aux bornes de ces deux résistances est très faible (et donc considérée nulle), le courant y passant étant égal au courant inverse passant dans les varactors ( $<100\text{ nA}$  max.). Par ailleurs, les deux résonateurs étant identiques, les tensions de polarisation des

varactors parallèles doivent l'être aussi ( $V_{p1}=V_{p2}=V_p$ ). Pour cela, les plans de masse ont été coupés, des capacités de liaison étant utilisées et soudées sur le bord le plus proche du ruban central (là où le champ électrique est maximal) pour transmettre uniquement les signaux hyperfréquences. Enfin, deux capacités de découplage (de valeur 470 nF) sont utilisées pour stabiliser les alimentations et empêcher le retour de signaux HF vers les alimentations.

#### 4.2.2.2 Résultats du filtre réalisé

Les mesures de ce filtre double accord ont été réalisées sur un analyseur vectoriel de réseau WILTRON 360 avec un calibrage thru-reflect-line (TRL).

La figure 4.14 présente l'accord de  $f_0$  pour des bandes passantes de 50 et 100 MHz. Pour une bande passante de 50 MHz, la fréquence centrale accordable obtenue est  $f_0 = 0,7 \text{ GHz} \pm 24,5\%$  avec des pertes d'insertion comprises entre 4,8 et 5,4 dB et une adaptation  $>11 \text{ dB}$ . Pour une bande passante de 100 MHz,  $f_0 = 0,81 \text{ GHz} \pm 21,5\%$  avec des pertes d'insertion  $<3,4 \text{ dB}$  et une adaptation  $>12,5 \text{ dB}$ . Ainsi, la plage d'accord de  $f_0$  permettant d'obtenir une bande passante comprise entre 50 et 100 MHz est de  $\pm 15\%$  autour de 0,7 GHz. De plus, pour ces deux bandes passantes, l'adaptation est meilleure que 15 dB sur plus de la moitié de la plage d'accord couverte par  $f_0$ . La figure 4.14(c) montre que pour une bande passante inférieure à 200 MHz, aucun pic de transmission d'amplitude supérieure à  $-20 \text{ dB}$  n'apparaît jusqu'à 10 GHz (i.e.  $> 10 \times f_0$ ). Par ailleurs, pour des tensions de polarisation des varactors différentes, la transmission du filtre en large bande est peu modifiée au-dessus de  $2 \times f_0$ .

La figure 4.15 présente l'accord de la bande passante du filtre pour une tension de polarisation des capacités parallèles fixe  $V_p = 2,4 \text{ V}$ . Ces mesures corroborent l'équation (4.4) puisqu'à capacité  $C_p$  constante, la fréquence de coupure haute mesurée n'est que peu modifiée. Les pertes d'insertion à la fréquence centrale sont comprises entre 1,2 et 4,7 dB pour une adaptation à la fréquence centrale meilleure que 11 dB. La variation de la bande passante obtenue est  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} = 4,4$ . Cet accord de la bande passante rend ce filtre compétitif avec d'autres filtres accordables uniquement en bande passante tel que celui présenté dans [128] où  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} \simeq 3$ . Enfin, l'accord de la bande passante est obtenu ici en modifiant uniquement la tension de polarisation des varactors série, la variation de

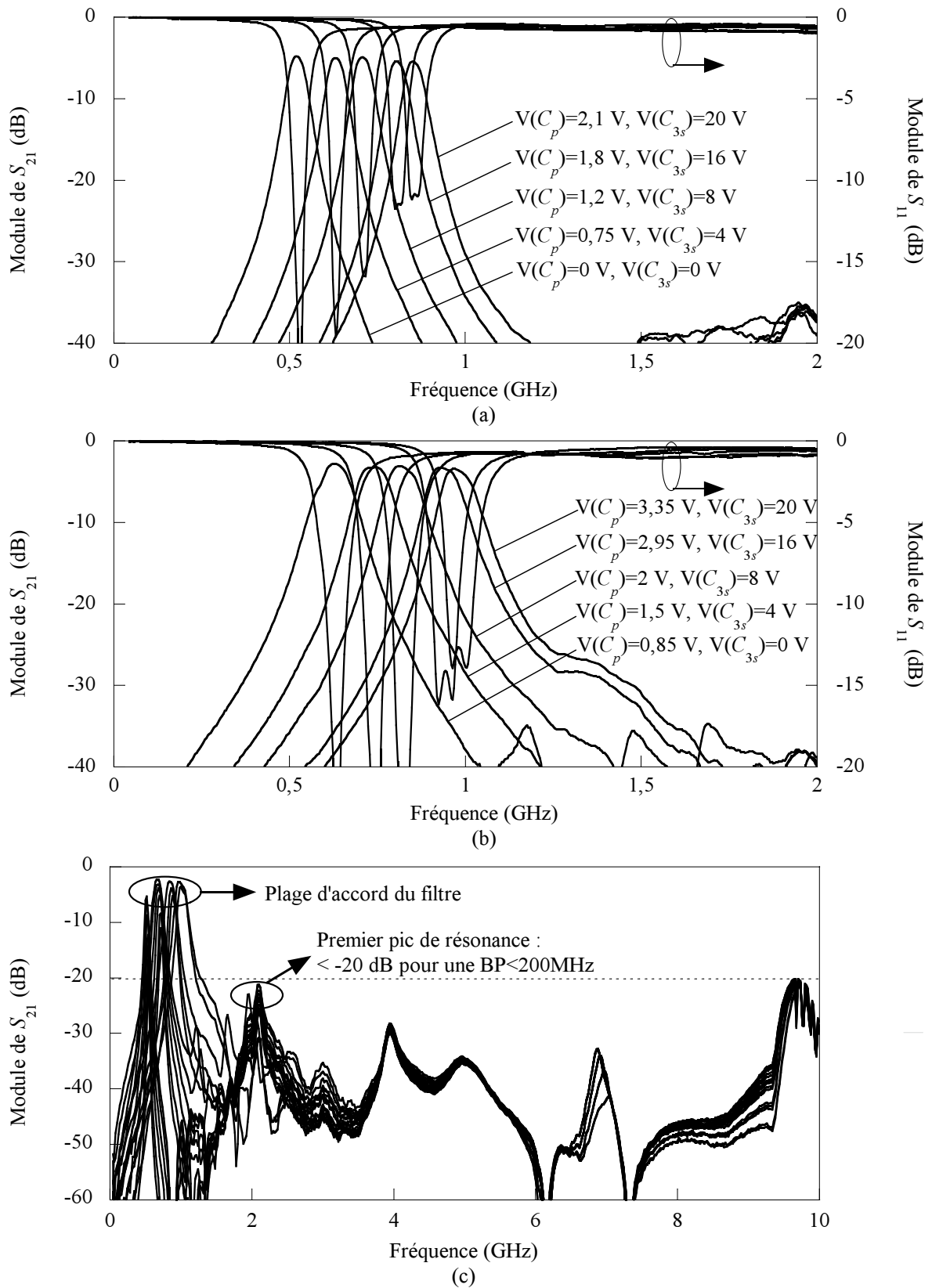


Figure 4.14: Accord de la fréquence centrale du filtre passe-bande double accord pour une bande passante de (a)  $\sim 50 \text{ MHz}$  et (b)  $\sim 100 \text{ MHz}$ . (c) Performances du filtre en large bande pour plusieurs tensions de polarisation et pour une bande passante  $< 200 \text{ MHz}$ .

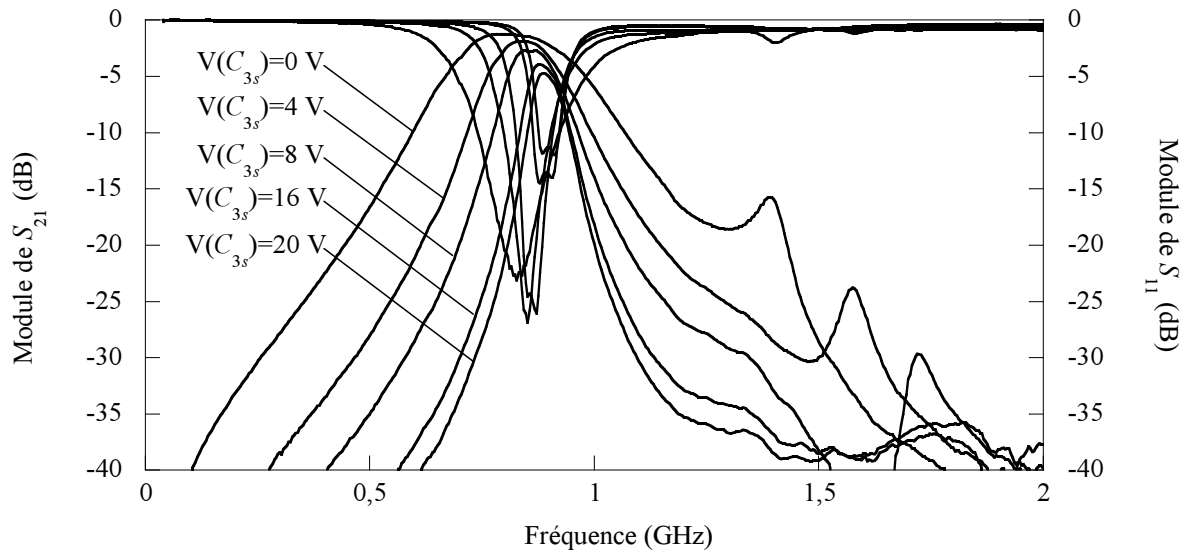


Figure 4.15: Accord de la bande passante du filtre passe-bande double accord pour une tension de polarisation des capacités parallèles fixe  $V_p = 2, 4$  V.

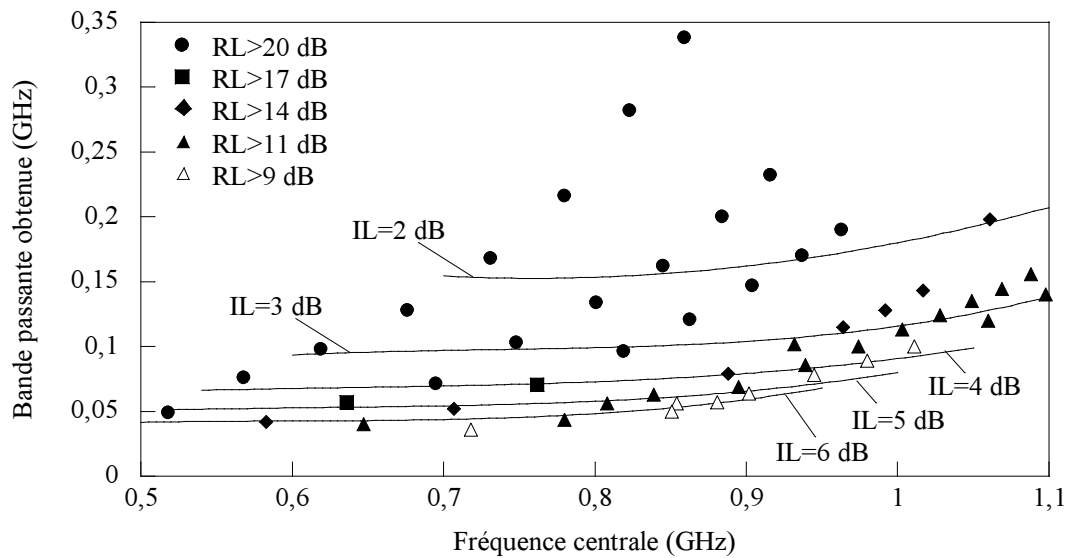


Figure 4.16: Bande passante obtenue sur toute la plage d'accord de la fréquence centrale du filtre double accord.

la fréquence centrale pour cet accord de  $\Delta f_{3dB}$  étant de  $\pm 5, 5\%$ .

La figure 4.16 synthétise la gamme des bandes passantes obtenue en fonction de la plage d'accord de la fréquence centrale du filtre. Des courbes de niveaux permettent de donner les pertes d'insertion  $IL$  à la fréquence centrale du filtre accordable; l'adaptation du filtre  $RL$  y est également précisée. Notons tout d'abord que lorsque la bande passante est supérieure à 200 MHz, alors la seconde bande permise présente une atténuation inférieure à 20 dB, comme cela est également présenté à la figure 4.15. Par ailleurs, les pertes

d'insertion sont d'autant plus faibles que la bande passante est grande, l'adaptation dans la bande passante étant alors d'autant meilleure.

Afin de montrer le bon accord entre mesures et simulations, la figure 4.17 compare les modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  du filtre pour plusieurs accords obtenus. Quelle que soit la plage d'accord désirée, les simulations sont proches des mesures sur une large gamme de fréquences. En effet, du point de vue fréquentiel, les bandes passantes et fréquences centrales attendues en simulation ont été obtenues en mesure. De plus, quel que soit l'accord ( $f_0$ ,  $\Delta f_{3dB}$ ) donné, les pertes d'insertion simulées et mesurées à la fréquence centrale correspondent à mieux que 0,7 dB près sur toute la plage d'accord. Par ailleurs, le second pic de transmission prévu par la théorie et observé en mesure (voir figure 4.17(a)) concorde avec les simulations bien que le spectre mesuré du filtre soit perturbé au-delà de 1,2 GHz. Cette perturbation du gabarit du filtre, située au-delà de la plage d'accord en bande passante et fréquence centrale attendue, n'a pas été étudiée de façon approfondie ici. Cependant, des perturbations avaient déjà été observées sur un premier prototype (voir [183]), perturbations liées à l'amenée des polarisations des varactors. En effet, les composants utilisés pour amener la polarisation continue sur les varactors parallèles (résistances classiques + fils inductifs) doivent présenter des effets parasite, induisant ainsi des « résonances » non prévues au niveau de la transmission du filtre.

#### 4.2.2.3 Contribution des pertes varactors et CPW aux pertes totales du filtre

Une étude montrant la prédominance des pertes des varactors sur les pertes d'insertion globales du filtre est présentée à la figure 4.18 pour une fréquence centrale  $f_0 = 0,82$  GHz et une bande passante de  $\sim 100$  MHz ( $C_p = 3,14$  pF et  $C_s = 0,91$  pF). L'adaptation pour cette mesure étant supérieure à 20 dB, les pertes d'insertion à la fréquence centrale correspondent uniquement aux pertes de la ligne CPW et des varactors. La simulation sim. 1 correspond à la simulation du filtre actuel où la résistance série des varactors série  $R_{ss} = 0,7 \Omega$  et la résistance série des varactors parallèles  $R_{sp} = 1,6 \Omega$  : les pertes d'insertion sont alors de 2,84 dB. Évaluons tout d'abord les pertes d'insertion présentées par la ligne CPW. Pour cela, la simulation sim. 2 considère des pertes nulles des varactors  $R_{ss} = R_{sp} = 0 \Omega$  ; les pertes d'insertion présentées par la ligne CPW sont alors de 0,5 dB. La simulation sim. 3 où  $R_{ss} = 0 \Omega$  et  $R_{sp} = 1,6 \Omega$  montre que les pertes présentées par

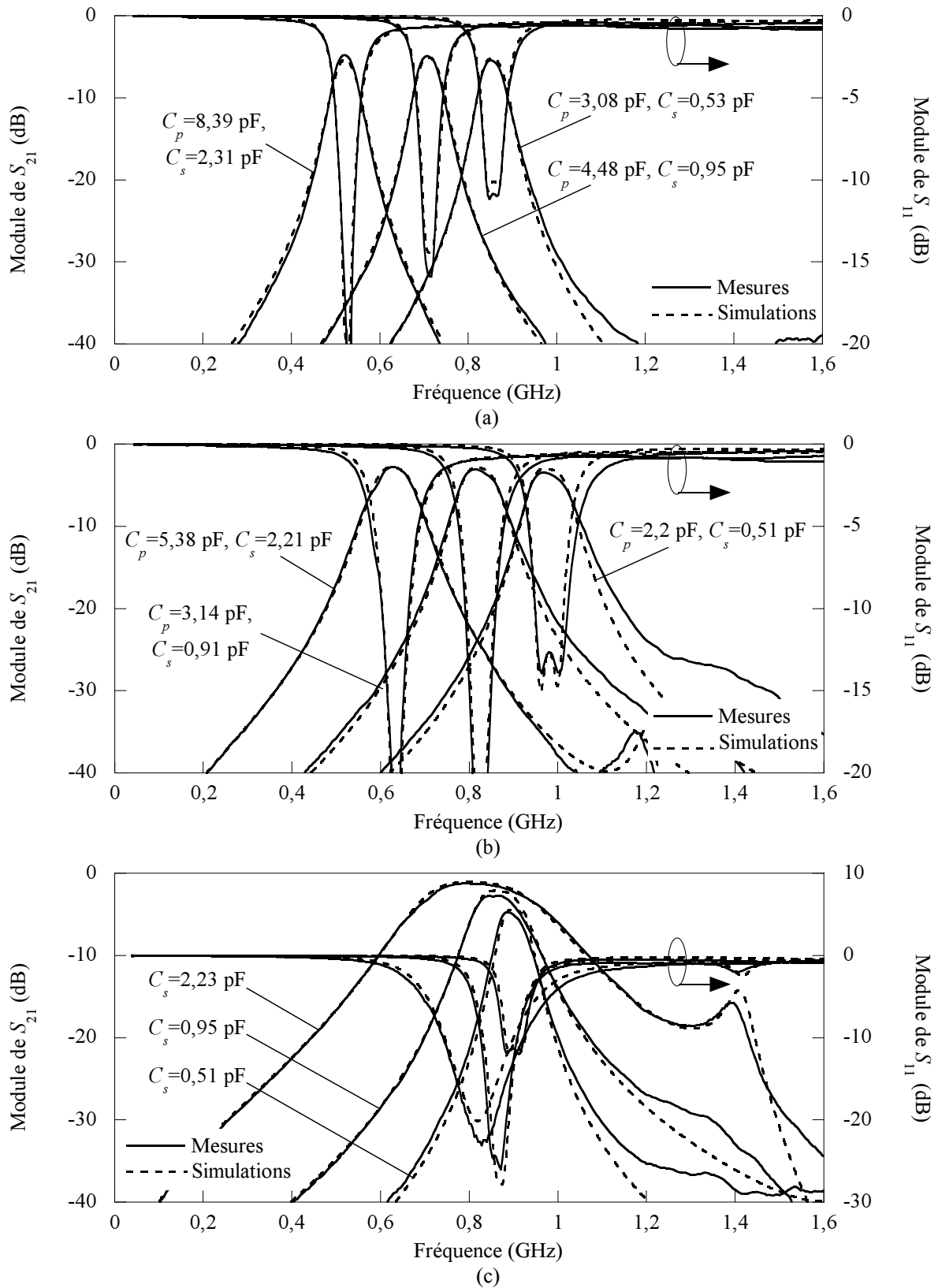


Figure 4.17: Comparaison entre mesures et simulations des modules  $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$  du filtre double accord (a) en fréquence centrale pour une bande passante de 50 MHz, (b) en fréquence centrale pour une bande passante de 100 MHz, et (c) en bande passante (avec  $V_p = 2,4$  V, soit  $C_p = 2,71$  pF).

les varactors série ont une faible influence sur les pertes d'insertion qui sont améliorées seulement de 0,1 dB par rapport à la simulation sim. 1. À l'inverse, pour la simulation sim. 3 considérant des résistances série  $R_{ss} = R_{sp} = 0,7 \Omega$  (valeurs réalistes correspondant à la résistance série des varactors MA46H071), les pertes d'insertion sont nettement améliorées (1,6 dB au lieu de 2,8 dB). Ainsi, cette étude montre que la résistance série des varactors parallèles a un impact prédominant sur les pertes d'insertion totales du filtre.

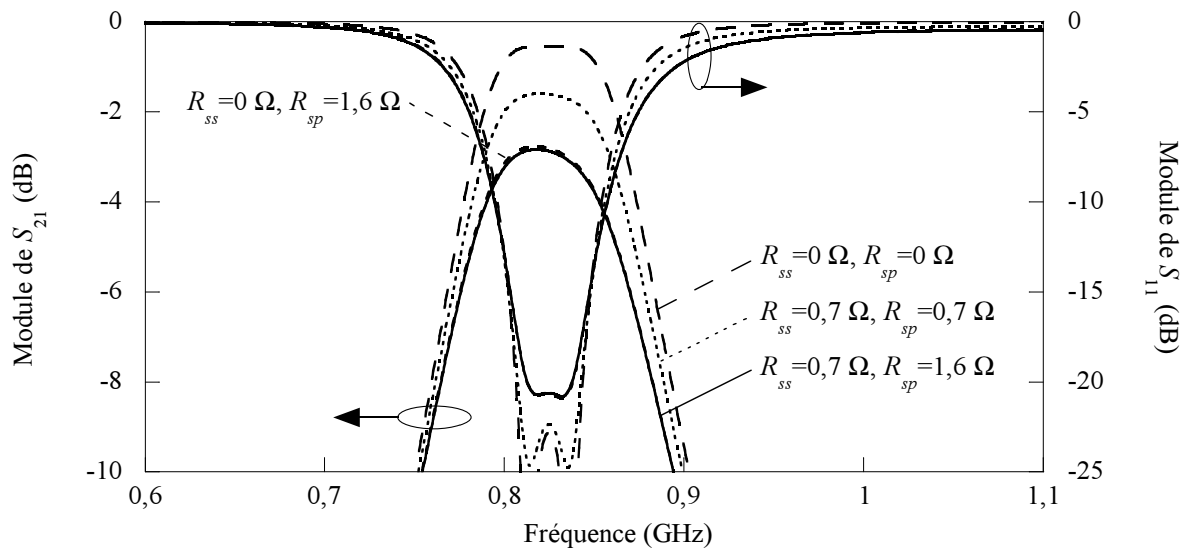


Figure 4.18: Contribution des pertes présentées par la ligne CPW et par les varactors aux pertes totales du filtre pour une fréquence centrale de 0,82 GHz et une bande passante de  $\sim 100$  MHz.

### 4.2.3 Comparaison de filtres accordables basés sur des lignes de propagation chargées périodiquement par des capacités

Afin de situer les résultats du filtre passe-bande accordable présenté dans cette étude, le tableau 4.3 résume les performances de plusieurs filtres accordables de référence, à base de lignes de propagation chargées périodiquement par des varactors.

Les filtres de Kraus [91], de Entesari [95] et de Carey-Smith [92] présentent des résultats intéressants en terme d'accordabilité de la fréquence centrale et comparables au filtre présenté dans ce chapitre ; cependant, pour réaliser ces accords, un minimum de 8 MEMS capacitifs est nécessaire pour chaque résonateur. De plus, même dans le cas de [91] où les auteurs cherchent à compenser la dérive de la bande passante et dans le cas de [92] où le double accord de la bande passante et de la fréquence centrale est obtenu, la bande



Référence	$Q_L$ moyen	Fluctuation non désirée de la BP	Accord de $f_0$	Pertes d'insertion maximales	Facteur de surface	$F_{f_0}$ (dB)
Liu-2001	8,4	1:1,1	$\pm 1,9\%$	$\sim 4,7$ dB	26	1
Abbaspour-2002	8,8	1:1,2	$\pm 2,6\%$	$\sim 3,8$ dB	16	2,3
Abbaspour-2003	9,4	1:1,1	$\pm 7,1\%$	$\sim 4,1$ dB	49	8
Kraus-2004	6,8	1:1,4	$\pm 16\%$	$\sim 3,8$ dB	36	8,8
Entesari-2005	10,7	1:1,5	$\pm 19\%$	$\sim 8,2$ dB	13	8,5
Mercier-2004	17,6	1:1,3	$\pm 2,9\%$	$\sim 3,5$ dB	1,2	5,6
Carey-Smith-2005	13,1	1 : 1,1	$\pm 27\%$	$\sim 2$ dB	220	NC
Notre filtre *	8,0	1:1	$\pm 21,5\%$	$\sim 3,4$ dB	193	13,5
Notre filtre **	13,1	1:1	$\pm 24,5\%$	$\sim 5,4$ dB	264	18,1

NC : non calculable à cause des lobes secondaires proches de la bande passante.

\*Pour une bande passante de 100 MHz.

\*\*Pour une bande passante de 50 MHz.

Tableau 4.3: Comparaison de filtres accordables à base de lignes de propagation périodiquement chargées par des capacités.

passante fluctue dans la plage d'accord de  $f_0$ , ce qui est dû au fait que ces deux topologies de filtres emploient des varactors MEMS discrets présentant un nombre fini de valeurs de capacités. Par ailleurs, les facteurs de mérite  $F_{f_0}$  et facteurs de surface sont les meilleurs pour le filtre de la référence [92] et pour le nôtre. Ceci doit être tout de même relativisé. En effet, la fréquence de fonctionnement de ces deux filtres est bien moindre (au moins un ordre de grandeur) par rapport à celle présentée par [91] et [95], des verrous technologiques étant peut-être à l'origine de ces différences concernant les facteurs de surface. D'autre part, le filtre proposé en [92] présente des lobes parasites très proches de la bande passante, la bande rejetée étant alors très mal atténuée au-dessus de  $f_0$ .

Comme cela a été précisé au chapitre 1, les filtres faisant référence dans le domaine des filtres microondes double accord sont peu nombreux : parmi les meilleurs résultats, nous pouvons citer les filtres de Carey-Smith [92] (comparé ci-dessus), de Young [87] et de Sanchez-Renedo [133]. Ce dernier présente un facteur de surface de 69, ce qui le rend moins compact que le nôtre. Néanmoins ce filtre présente un très bon  $F_{f_0}$  ( $=106$  dB), ce

qui est bien sûr dû à l'accordabilité en fréquence centrale ( $\pm 34\%$ ) et en bande passante ( $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} = 2,3$ ) du filtre mais surtout à son fort facteur de qualité chargé  $Q_L = 54$ . Ici encore ce résultat doit être relativisé par le fait que les varactors utilisés pour l'accord de la fréquence centrale du filtre sont mécaniques et non électriques, présentant eux-mêmes des forts facteurs de qualité. Enfin, ce filtre présente un pic de résonance à basse fréquence (à environ  $f_0/2$ ).

Ainsi, le filtre présenté dans notre étude démontre des performances intéressantes en termes de dimensions, d'accordabilité de la fréquence centrale mais aussi de la bande passante puisqu'il améliore les résultats de filtres accordables simple accord (en fréquence centrale, en bande passante). En terme de filtrage double accord, ce filtre peut être comparé avec les filtres faisant référence jusqu'alors dans ce domaine. Enfin, la large plage de réjection est un atout présenté par ce filtre.

#### 4.2.4 Conclusion de l'étude et améliorations envisagées

Des résultats de filtres passe-bande compacts présentant une large bande rejetée ont été proposés. Des règles de dessin et équations ont été dérivées pour permettre aux concepteurs de disposer d'outils de conception simples. Un premier filtre fixe (avec  $Q_L = 5$ ) a été conçu et mesuré, validant ainsi la méthode de conception proposée ainsi qu'une étude de sensibilité basée sur l'incertitude des capacités utilisées. Les mesures sont en très bon accord avec la théorie. À la fréquence centrale, l'adaptation est meilleure que 24 dB et les pertes d'insertion sont de 0,6 dB. La surface du filtre est  $\sim 14 \cdot 10^{-3} \lambda_0^2$ . Ensuite, un filtre double accord a été réalisé montrant de larges plages d'accord de la fréquence centrale et de la bande passante. L'accord de la fréquence centrale est de  $\pm 24,5\%$  ( $\pm 21,5\%$ , respectivement) pour une bande passante de  $\sim 50$  MHz ( $\sim 100$  MHz, respectivement), les pertes d'insertion étant alors comprises entre 2,8 et 5,4 dB selon le facteur de qualité désiré, et l'adaptation meilleure que 11 dB. L'accord de la bande passante est maximal à  $\sim 0,8$  GHz (où  $\Delta f_{\max}/\Delta f_{\min} > 4$ ). Par ailleurs, pour une bande passante inférieure à 200 MHz, aucun pic de transmission d'amplitude supérieure à  $-20$  dB n'apparaît au-dessous de  $10 \times f_0$ . Les pertes d'insertion du filtre sont dues pour moitié aux pertes des varactors parallèles. Il semble donc opportun d'envisager la réalisation de tels filtres avec des varactors MEMS (présentant un fort  $Q$ ), notamment aux fréquences millimétriques.

L'intégration de ces filtres semble elle aussi adéquate sur substrat Si HR étant donnée la forte compacité de ces structures. Enfin, la réalisation de tels dispositifs est envisagée en technologie supraconducteur au-delà de la centaine de GHz pour des applications faible bruit du type réception de signaux radioastronomiques.

# Conclusion

Ce mémoire de thèse porte sur la conception de filtres accordables dans le domaine RF/microondes. Trois topologies de filtres ont été proposées. Ces filtres sont basés sur des structures périodiques planaires constituées de lignes de propagation et de capacités chargeant ces lignes. Pour les trois études présentées, des modélisations semi-réparties de ces structures ont été effectuées, modélisations analytiques prenant en considération un modèle réparti des lignes de propagation et un modèle localisé des capacités considérées. Des règles de conception simples ont alors été déduites. Des filtres fixes et accordables ont pu être conçus à partir de ces méthodes de conception puis réalisés en technologie coplanaire hybride. L'accord de la fréquence de fonctionnement et/ou de la bande passante de ces filtres est réalisé par l'intermédiaire de varactors chargeant les lignes de propagation. Les varactors que nous avons utilisés étaient du type jonctions semiconductrices polarisées en inverse, leur comportement prédominant étant alors défini par la capacité de jonction variable en fonction de la tension continue de polarisation. Les mesures des prototypes réalisés ont ensuite permis de valider les études théoriques proposées.

Après avoir rappelé dans un premier temps les différentes techniques permettant de réaliser l'accord de dispositifs microondes planaires, un état de l'art sur les principales topologies de filtres microondes accordables a été présenté. Des facteurs de mérite ont ensuite été proposés pour comparer les différents types de filtres accordables en bande passante et/ou en fréquence de fonctionnement. Des figures de mérite, représentant les facteurs de mérite que nous avons proposés, l'accordabilité, et les pertes d'insertion des filtres accordables en fonction de leur fréquence de fonctionnement, ont alors permis de comparer les performances des principaux résultats actuels de filtres accordables en fréquence centrale. Enfin, nous avons cherché à dresser un premier comparatif des récents résultats de filtres double accord publiés.

Dans la seconde partie du manuscrit, nous avons présenté une topologie de filtre basée sur un résonateur de Fabry-Pérot microonde constitué d'un résonateur demi-onde inséré entre deux réflecteurs de Bragg. Ces réflecteurs étant constitués de lignes de propagation d'impédances caractéristiques « très » différentes, de forts sauts d'impédance ont dû être

modélisés de façon électromagnétique pour être pris en compte dans les simulations. Un premier dispositif conçu à 4 GHz a permis de valider l'étude théorique en démontrant l'accord de la fréquence centrale du filtre de manière mécanique. Un second dispositif accordable électriquement a été conçu et réalisé à 9 GHz. Pour ce faire, le résonateur demi-onde central a été chargé par une capacité variable en parallèle pour faire varier la longueur électrique de ce résonateur et donc obtenir l'accord électrique de la fréquence centrale. Bien que présentant un faible accord relatif du filtre (3,5 %) et une plage de fréquence rejetée étroite, le dispositif réalisé possède un facteur de qualité élevé et supérieur à 40. Des mesures en large signal ont été réalisées pour montrer la linéarité du filtre qui présente un point de compression à 1 dB de 8 dBm.

Nous avons ensuite travaillé sur une topologie de filtre passe-bas compact, basée sur une ligne de propagation périodiquement chargée par des capacités. Une méthode de conception a été élaborée à partir de l'étude de l'impédance d'entrée de la structure périodique. Cette étude a mis en évidence une mauvaise adaptation de la structure dans la bande passante ainsi que de larges bandes rejetées. Une simple optimisation des cellules latérales de cette structure périodique permet alors d'améliorer grandement l'adaptation dans la bande passante du filtre conçu. Trois filtres passe-bas accordables hybrides ont été réalisés autour de 0,5 GHz. Le prototype le plus performant présente un accord de la fréquence de coupure de  $\pm 8,5$  % ( $\pm 24$  %, respectivement) pour une adaptation meilleure que 18 dB (13 dB, respectivement) et des pertes d'insertion inférieures à 1 dB. La bande rejetée à mieux que 25 dB s'étend jusqu'à plus de neuf fois la fréquence de coupure. Les résultats d'un filtre accordable MMIC ont ensuite été présentés. Ce filtre présente un accord relatif de la bande passante de  $\pm 19$  % avec une bonne adaptation dans la bande passante ( $> 15$  dB) mais avec de fortes pertes d'insertion, liées majoritairement aux pertes conductrices de la ligne de propagation haute impédance utilisée.

La dernière partie de ce mémoire a été consacrée à la conception de filtres passe-bande compacts double accord. La topologie de filtre considérée est du type filtre à résonateurs demi-onde couplés en série par des capacités. Les résonateurs que nous avons étudiés sont constitués d'une ligne de propagation chargée périodiquement par deux capacités afin de réduire les dimensions de ces structures. L'étude de l'impédance caractéristique d'un unique résonateur a permis de définir des relations simples de conception du résonateur à onde lente couplé. La mise en série de plusieurs de ces résonateurs identiques (le nombre de résonateurs étant déterminé par les pentes des droites de réjection désirées) permet d'obtenir une première approximation du gabarit de filtre à réaliser. De manière analogue à l'étude des filtres passe-bas, l'optimisation des résonateurs latéraux de la struc-

ture « périodique » permet alors de répondre au gabarit attendu, notamment en terme d'adaptation. Deux filtres hybrides CPW autour de 0,7 GHz, l'un fixe et l'autre accordable en bande passante et en fréquence centrale, ont pu être conçus, optimisés, réalisés puis mesurés pour valider l'étude. Conformément à une étude de sensibilité menée sur les valeurs des capacités du filtre fixe, les mesures ont montré les faibles pertes d'insertion (0,6 dB) et la bonne adaptation (24 dB) du prototype réalisé pour un facteur de qualité mesuré de 5,15 (proche de celui simulé de 5). Le filtre double accord a ensuite été mesuré en petit signal pour valider l'accord. Les mesures et simulations de ce filtre sont en bon accord. La bande passante du filtre peut être accordée dans un rapport 3 sur une plage d'accord de la fréquence centrale de  $\pm 13\%$ . Pour une bande passante constante de 50 MHz, l'accord de la fréquence centrale peut atteindre jusqu'à  $\pm 24,5\%$ , les pertes d'insertion étant inférieures à 5,4 dB et l'adaptation meilleure que 11 dB.

En conclusion, le but premier de cette thèse, qui était de concevoir et réaliser un filtre double accord, a donc été atteint. Une méthode de conception a également été proposée pour concevoir ce type de dispositif. La validation expérimentale en petit signal de ces filtres a été réalisée pour démontrer ce double accord.

Des mesures en fort signal pourront et devront être réalisées sur ce type de dispositif afin de compléter cette étude. La présentation du temps de groupe de telles structures pourra également être proposée. Par ailleurs, des comparaisons fines entre ces structures « périodiques », dont uniquement les cellules latérales sont optimisées, avec des structures de filtres similaires présentant une réponse du type Tchebychev, serait pertinente afin de montrer les avantages et inconvénients présentés par ces deux approches. Enfin, l'étude de tels filtres double accord à plus haute fréquence sur des substrats à faibles pertes pourrait constituer un axe de recherche intéressant. En effet, l'intégration en technologie MMIC de ce type de structure semi-répartie compacte semble pertinente pour réaliser du filtrage double accord. En outre, l'accès à la technologie MEMS pourrait permettre d'améliorer grandement les performances de ces filtres, notamment en terme de facteur de qualité réalisable et de puissance maximum admissible.



# Bibliographie

- [1] S. B. Cohn, “Microwave filters, an advancing art,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, no. 5, pp. 487–488, September 1965.
- [2] E. R. Brown, “RF – MEMS switches for reconfigurable integrated circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1868–1880, November 1998.
- [3] C. T.-C. Nguyen, “Frequency-selective MEMS for miniaturized low-power communication devices,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, pp. 1486–1503, August 1999.
- [4] W. Schacherbauer, A. Springer, T. Ostertag, C. C. W. Ruppel, , and R. Weigel, “A flexible multiband frontend for software radios using high IF and active interference cancellation,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Phoenix, AZ, May 2001, pp. 1085–1088.
- [5] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, design, and technology*. Wiley and Sons, 2003.
- [6] L. Maurer, T. Burger, T. Dellsperger, R. Stuhlberger, G. Hueber, M. Schmidt, and R. Weigel, “On the architectural design of frequency-agile multi-standard wireless receivers,” in *IST Mobile and Wireless Summit 2005*, Dresden, Gernay, June 2005.
- [7] M. Brandolini, P. Rossi, D. Manstretta, and F. Svelto, “Toward multistandard mobile terminals—fully integrated receivers requirements and architectures,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, pp. 1026–1038, March 2005.
- [8] J. Uher and W. J. R. Hofer, “Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 4, pp. 643–653, April 1991.
- [9] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon, “Microwave filters—applications and technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 794–805, March 2002.



- [10] K. Entesari, “Development of high performance 6-18 GHz tunable/switchable RF MEMS filters and their system implementations,” Ph.D. dissertation, University of Michigan, Michigan, USA, 2006.
- [11] [http:// : www.art – telecom.fr](http://www.art-telecom.fr).
- [12] L. H. Hsieh and K. Chang, “Piezoelectric transducer tuned bandstop filter,” *IEE Electronics Letters*, vol. 38, no. 17, pp. 970–971, August 2002.
- [13] T. Y. Yun and K. Chang, “Piezoelectric-transducer-controlled tunable microwave circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 5, pp. 1303–1310, May 2002.
- [14] L. H. Hsieh and K. Chang, “Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 520–525, February 2003.
- [15] M. Al-Ahmad, R. Maenner, R. Matz, and P. Russer, “Wide piezoelectric tuning of LTCC bandpass filters,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [16] Y. Poplavko, D. Schmigin, V. Pashkov, M. Jeong, and S. Baik, “Tunable microstrip filter with piezo-moved ground electrode,” in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, October 2005, pp. 1291–1294.
- [17] A. S. Nagra, “Varactor based technologies for the tuning and control of microwave circuits and antennas,” Ph.D. dissertation, University of California, Santa Barbara, March 1999.
- [18] M. E. Khaldi, “Déphaseurs hyperfréquences contrôlés optiquement : application aux antennes à balayage de phase,” Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, IMEP, Grenoble, Institut National Polytechnique de Grenoble, IMEP, Grenoble, novembre 2005.
- [19] J.-D. Arnauld, A. Vilcot, and G. Meunier, “Toward a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 GHz,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 681–684, March 2002.
- [20] J. Haidar, M. Bouthinon, and A. Vilcot, “A new optoelectronic technique for microwave passive structures tuning,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1996, pp. 1437–1440.
- [21] P. Cheung, D. P. Neikirk, and T. Itoh, “Optically controlled coplanar waveguide phase shifters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 5, pp. 586–595, May 1990.

- [22] B. Cabon, S. Chouteau, S. Wloczynski, A. Vilcot, and J. Boussey, "Optically controlled coplanar waveguide phase shifter on silicon," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 18, no. 1, May 1998.
- [23] W. Platte, "Periodic-structure photoexcitation of a silicon coplanar waveguide for selective optoelectronic microwave control," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 5, pp. 638–646, May 1990.
- [24] A. Chauraya, J. Kelly, R. Seager, and J. Vardaxoglou, "Frequency switchable microstrip filter for microwave frequencies," in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, October 2005, pp. 69–72.
- [25] C. R. Boyd, "Selected topics on reciprocal ferrite phase shifter design," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, June 2000.
- [26] E. Salahun, G. Tanné, P. Quéffélec, M. L. Floch, A.-L. Adenot, and O. Acher, "Application of ferromagnetic composite in different planar tunable microwave devices," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 272–276, August 2001.
- [27] D. T. Ngo, "Electrically tunable low-pass filter using permalloy films near resonance," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 3, pp. 393–396, September 1967.
- [28] W. S. Ishak and K. W. Chang, "Tunable microwave resonators using magnetostatic wave in YIG films," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, no. 12, pp. 1383–1393, December 1986.
- [29] T. Ohgihara, Y. Murakami, and T. Okamoto, "A 0.5 - 2.0 GHz tunable bandpass filter using YIG film grown by LPE," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 23, no. 5, pp. 3745–3747, September 1987.
- [30] I. Huynen, G. Goglio, D. Vanhoenacker, and A. V. Vorst, "A novel nanostructured microstrip device for tunable stopband filtering applications at microwaves," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 401–403, October 1999.
- [31] E. Salahun, G. Tanné, P. Quéffélec, P. Gelin, A. L. Adenot, and O. Acher, "Ferromagnetic composite-based and magnetically-tunable microwave devices," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, 2002, pp. 1185–1188.
- [32] G. Leon, R. R. Boix, and F. Medina, "Tunability and bandwidth of microstrip filters fabricated on magnetized ferrites," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 4, pp. 171–173, April 2004.
- [33] G. Leon, M. J. Freire, R. R. Boix, and F. Medina, "Experimental validation of analysis software for tunable microstrip filters on magnetized ferrites," *IEEE Tran-*

- sactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 5, pp. 1739–1744, May 2005.
- [34] J.-H. Hong and M. J. Lancaster, *Microwave filters for RF – Microwave applications*, K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [35] S. Liebus, “Couches minces ferroélectriques appliquées aux dispositifs microondes accordables en fréquence,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, IRCOM, Limoges, novembre 2003.
- [36] A. Tombak, J.-P. Maria, F. Ayguavives, Z. Jin, G. T. Stauf, A. I. Kingon, and A. Mortazawi, “Tunable barium strontium titanate thin film capacitors for RF and microwave applications,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 1, pp. 3–5, January 2002.
- [37] <http://www.paratek.com>.
- [38] S. W. Kirchoefer, J. M. Pond, H. S. Newman, W.-J. Kim, and J. S. Horwitz, “Ferroelectric ferrite tunable phase shifters,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 2000.
- [39] S. Abadei, A. Deleniv, and S. Gevorgian, “Filter-phase shifters based on thin film ferroelectric varactors,” in *34th European Microwave Conference*, 2004, pp. 1493–1496.
- [40] D. Kuylenstierna, A. Vorobiev, P. Linnér, and S. Gevorgian, “Ferroelectric tunable delay-lines,” in *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, October 2004.
- [41] O. Tageman, S. Gevorgian, D. Iddles, P. Filhol, V. Sherman, A. Tagantsev, and L. Carlsson, “Demonstration of 124 deg/dB phase tuning at 30 GHz for a bulk ferroelectric beam steering device,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005, p. 4.
- [42] G. Vélou, K. Blary, L. Burgnies, J. Carru, E. Delos, A. Marteau, and D. Lippens, “A 310° K-band phaseshifter using tunable BaSrTiO<sub>3</sub> interdigitated capacitors,” in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, October 2005, pp. 657–660.
- [43] A. Deleniv, S. Gevorgian, H. Jantunen, and T. Hu, “LTCC compatible ferroelectric phase shifters,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [44] M. Noda, Y. Sasaki, D. Popovici, M. Okuyama, and M. Komaru, “A 20 GHz MOD-made BST thin film tunable phase shifter for phase adjustment of digital 360-degree PHEMT phase shifter,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.

- [45] K.-B. Kim, T.-S. Yun, H.-S. Kim, I.-D. Kim, H.-G. Kim, and J.-C. Lee, "Coplanar ferroelectric phase shifter on silicon substrate with TiO<sub>2</sub> buffer layer," in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, 2005, pp. 649–652.
- [46] L.-Y. Vicki-Chen, R. Forse, D. Chase, and R. York, "Analog tunable matching network using integrated thin-film BST capacitors," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2004, pp. 261–264.
- [47] P. Scheele, F. Goelden, A. Giere, S. Mueller, and R. Jakoby, "Continuously tunable impedance matching network using ferroelectric varactors," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [48] G. Subramanyam, F. W. V. Keuls, and F. 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, no. 4, pp. 525–530, April 2000.
- [49] G. Subramanyam, N. Mohsina, A. AlZaman, F. Miranda, F. VanKeuls, R. Romanofsky, and J. Warner, "Ferroelectric thin-film based electrically tunable Ku-band coplanar waveguide components," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 2001.
- [50] X.-P. Liang and Y. Zhu, "Hybrid resonator microstrip line electrically tunable filter," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 2001.
- [51] A. Tombak, J. P. Maria, F. T. Ayguavives, Z. Jin, G. T. Stauff, A. I. Kingon, and A. Mortazawi, "Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 462–467, February 2003.
- [52] A. Deleniv, A. Eriksson, and S. Gevorgian, "Design of narrow-band tunable bandpass filters based on dual mode SrTiO<sub>3</sub> disc resonators," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002, pp. 1197–2000.
- [53] A. Deleniv, S. Abadei, and S. Gevorgian, "Tunable ferroelectric filter-phase shifter," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 1267–1270.
- [54] I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev, and M. Nikol'ski, "Tunable microwave filters using ferroelectric materials," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 13, no. 2, pp. 716–719, June 2003.
- [55] J. Nath, D. Ghosh, J.-P. Maria, A. I. Kingon, W. Fathelbab, P. D. Franzon, and M. B. Steer, "An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-

- film barium-strontium-titanate (BST) varactors,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2707–2712, September 2005.
- [56] D. Dolfi, M. Labeyrie, P. Joffre, and J. P. Huignard, “Liquid crystal microwave phase shifter,” *IEE Electronics Letters*, vol. 29, no. 10, pp. 926–928, May 1993.
- [57] V. L. Houé, “Applications des cristaux liquides et des ferrites pour la réalisation de dispositifs agiles en fréquence,” Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 1999.
- [58] W. Vogel and M. Berroth, “Polarisation independent 360° liquid crystal phase shifter for optically generated RF-signals,” in *31th European Microwave Conference*, Londres, September 2001.
- [59] T. Kuki, H. Fujikake, H. Kamoda, and T. Nomoto, “Microwave variable delay line using a membrane impregnated with liquid crystal,” in *32th European Microwave Conference*, Milan, September 2002.
- [60] N. Martin, N. Tentillier, P. Laurent, B. Splingart, F. Huret, and C. Legrand, “Electrically microwave tunable components using liquid crystal,” in *32th European Microwave Conference*, Milan, September 2002.
- [61] V. L. Houé, P. Pochat, and P. Gelin, “Réalisation d’une antenne agile en fréquence sur substrat cristal liquide,” in *10èmes Journées Nationales Microondes*, Saint-Malo, mai 1997.
- [62] N. Tentillier, “Contribution à la caractérisation diélectrique micro-onde de cristaux liquides. application aux circuits agies en fréquence,” Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, décembre 2003.
- [63] L. E. Larson, R. H. Hackett, M. A. Melendes, and R. F. Lohr, “Micromachined microwave actuator (mimac) technology - a new tuning approach for microwave integrated circuits,” in *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest*, Boston MA, June 1991, pp. 27–30.
- [64] L. Dussopt and G. M. Rebeiz, “Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors and tunable filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 4, pp. 1247–1256, April 2003.
- [65] S. Mellé, D. DeConto, D. Dubuc, K. Grenier, O. Vendier, J.-L. Muraro, J.-L. Cazaux, and R. Plana, “Reliability modeling of capacitive RF MEMS,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3482–3488, November 2005.

- [66] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wideband switches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1881–1890, November 1998.
- [67] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "2-bit MEMS distributed X-band phase shifters," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 12, pp. 540–542, December 2000.
- [68] Y. Liu, A. Borgioli, A. S. Nagra, and R. A. York, "K-band 3-bit low-loss distributed MEMS phase shifter," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 10, pp. 415–417, October 2000.
- [69] H.-T. Kim, S. Jung, K. Kang, J.-H. Park, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, "Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2394–2400, December 2001.
- [70] K. L. Lange, J. Papapolymerou, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, and J. Kleber, "A reconfigurable double-stub tuner using MEMS devices," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 2001.
- [71] S. Jung, K. Kang, J.-H. Park, K.-W. Chung, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, "Micro-machined frequency variable impedance tuners insing resonant unit cells," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 2001.
- [72] G. Zheng, P. Kirby, S. Pajic, A. Pothier, P. Blondy, J. Papapolymerou, and Z. Popovic, "A monolithic reconfigurable tuner with ohmic contact MEMS switches for efficiency optimization of X-band power amplifiers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2004.
- [73] S. Jung, K. Kang, J.-H. Park, K.-W. Chung, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, "Micro-machined frequency-variable impedance tuners using resonant unit cells," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2004.
- [74] Q. Shen and N. S. Barker, "A reconfigurable RF MEMS based double slug impedance tuner," in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, October 2005, pp. 537–540.
- [75] Y. Lu, L. P. B. Katehi, and D. Peroulis, "A novel MEMS impedance tuner simultaneously optimized for maximum impedance range and power handling," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.

- [76] T. Vähä-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, “W-band RF MEMS double and triple-stub impedance tuners,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [77] A. Ocera, R. V. Gatti, P. Mezzanotte, P. Farinelli, and R. Sorrentino, “A MEMS programmable power divider / combiner for reconfigurable antenna systems,” in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, 2005, pp. 621–624.
- [78] H. T. Kim, J. H. Park, Y. K. Kim, and Y. Kwon, “Tunable millimeterwave filters using a coplanar waveguide and micromachined variable capacitors,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 1999.
- [79] J. Branck, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian, and C. Goldsmith, “RF MEMS-based tunable filters,” *International Journal of RF and Microwave CAE*, vol. 11, pp. 276–284, May 2001.
- [80] Y. Liu, A. Borgioli, A. S. Nagra, and R. A. York, “Distributed MEMS transmission lines for tunable filter applications,” *Intl. J. RF and Microwave CAE*, vol. 11, no. 5, pp. 254–260, June 2001.
- [81] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, “Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, 2001, pp. 341–344.
- [82] H. T. Kim, J. H. Park, Y. K. Kim, and Y. Kwon, “Low-loss and compact V-band MEMS-based analog tunable bandpass filters,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, pp. 432–434, November 2002.
- [83] A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, “A millimeterwave tunable filter using MEMS capacitors,” in *32th European Microwave Conference*, Milan, Italy, September 2002, pp. 813–815.
- [84] —, “Miniature and tunable filters using MEMS capacitors,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 7, pp. 1878–1885, July 2003.
- [85] B. Lakshminarayanan and T. Weller, “Tunable bandpass filter using distributed MEMS transmission lines,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 1789–1792.
- [86] R. L. BorwickIII, P. A. Stupar, J. F. DeNatale, R. Anderson, and R., “Variable MEMS capacitors implemented into RF filter systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 315–319, January 2003.
- [87] R. M. Young, J. D. Adam, C. R. Vale, T. T. Braggins, S. V. Krishnaswamy, C. E. Milton, D. W. Bever, L. G. Chorosinski, L.-S. Chen, D. E. Crockett, C. B. Freidhoff,

- S. H. Talisa, E. Capelle, R. Tranchini, J. R. Fende, J. M. Lorthioir, and A. R. Torres, “Low-loss bandpass RF filter using MEMS capacitance switches to achieve a one-octave tuning range and independently variable bandwidth,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 1781–1784.
- [88] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, and F. Huret, “MEMS switchable interdigital coplanar filter,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 320–324, January 2003.
- [89] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, and F. Huret, “Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 523–526.
- [90] D. Mercier, J. C. Orlianges, T. Delage, C. Champeaux, A. Catherinot, D. Cros, and P. Blondy, “Millimeter-wave tune-all bandpass filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1175–1181, April 2004.
- [91] G. M. Kraus, C. L. Goldsmith, C. D. Nordquist, C. W. Dyck, P. S. Finnegan, F. AustinIV, A. Muyschondt, and C. T. Sullivan, “A widely tunable RF MEMS end-coupled filter,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2004, pp. 429–432.
- [92] B. E. Carey-Smith, P. A. Warr, M. A. Beach, and T. Nesimoglu, “Wide tuning-range planar filters using lumped-distributed coupled resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 2, pp. 777–785, February 2005.
- [93] B. E. Carey-Smith, P. A. Warr, M. A. Beach, and G. S. Hilton, “Flexible frequency discrimination subsystems for reconfigurable radio front ends,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 3, pp. 354–363, 2005.
- [94] K. Entesari and G. M. Rebeiz, “A differential 4-bit 6.5-10-GHz RF MEMS tunable filter,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, pp. 1103–1110, March 2005.
- [95] ———, “A 12-18-GHz three-pole RF MEMS tunable filter,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2566–2571, August 2005.
- [96] B. Pillans, A. Malczewski, R. Allison, and J. Brank, “6-15 GHz RF MEMS tunable filters,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.



- [97] C. Siegel, V. Ziegler, U. Prechtel, B. Schönlinner<sup>1</sup>, and H. Schumacher, “Very low complexity RF MEMS technology for wide range tunable microwave filters,” in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, 2005.
- [98] M. J. Rodwell, M. Kamegawa, R. Yu, M. Case, E. Carman, and K. S. Giboney, “GaAs nonlinear transmission lines for picosecond pulse generation and millimeter-wave sampling,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, pp. 1194–1204, 1991.
- [99] M. J. Rodwell, S. T. Allen, R. Yu, M. Case, U. Bhattacharya, M. Reddy, E. Carman, M. Kamegawa, Y. Konishi, J. Pusch, R. Pullella, and J. Esch, “Active and non-linear wave propagation devices in ultrafast electronics and optoelectronics,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 82, 1994, pp. 1037–1059.
- [100] J.-M. Duchamp, P. Ferrari, M. Fernandez, A. Jrad, X. Mélique, J. Tao, S. Arscott, D. Lippens, and R. G. Harrison, “Comparison of fully distributed and periodically loaded nonlinear transmission lines,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1105–1116, April 2003.
- [101] J.-M. Duchamp, “Etude et conception de structures périodiques, type lignes de transmission non linéaires, pour des applications de multiplication de fréquences en bande V,” Thèse de doctorat en Electronique, Optronique et Systèmes, Université de Savoie, LAHC, Le Bouret-du-lac, décembre 2004.
- [102] R. P. Coats, “An octave-band switched-line microstrip 3-b diode phase shifter,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 21, no. 7, pp. 444–449, July 1973.
- [103] A. S. Nagra, J. Xu, E. Erker, and R. A. York, “Monolithic GaAs phase shifter circuit with low insertion loss and continuous 0-360° phase shift at 20 GHz,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 1, pp. 31–33, January 1999.
- [104] F. Ellinger, R. Vogt, and W. Bachtold, “Ultra compact, low loss, varactor tuned phase shifter MMIC at C-band,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 3, pp. 104–105, March 2001.
- [105] A. K. and V.N. Osadchy and D. Kosmin, “L – S band module for phase/amplitude processing,” in *35th European Microwave Conference*, 2005, pp. 327–330.
- [106] E. Pistono, A.-L. Perrier, R. Bourtoutian, D. Kaddour, A. Jrad, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, D. Vincent, A. Vilcot, and P. Ferrari, “Hybrid tunable microwave

- devices based on schottky-diode varactors,” *Journal of the European Microwave Association - Proceedings*, vol. 1, no. 2, pp. 109–116, June 2005.
- [107] A.-L. Perrier, P. Ferrari, J.-M. Duchamp, and D. Vincent, “A varactor tunable complex impedance transformer,” in *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, 2004.
- [108] H. T. Jeong, H. S. Lee, I. S. Chang, and C. D. Kim, “Efficiency enhancement method for high-power amplifiers using a dynamic load adaptation technique,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 2005.
- [109] Y.-H. Chun and J.-S. Hong, “Variable  $Z_c$  transmission line and its application to a tunable impedance transformer,” in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, 2005, pp. 893–896.
- [110] P. M. Haskins, P. S. Hall, and J. S. Dahele, “Active patch antenna element with diode tuning,” *IEE Electronics Letters*, vol. 27, pp. 1846–1848, September 1991.
- [111] R. B. Waterhouse and N. V. Shuley, “Scan performance of infinite arrays of microstrip elements loaded with varactor diodes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 9, pp. 1273–1279, September 1993.
- [112] G. L. Ray, M. Himdi, and J. P. Daniel, “Frequency agile slot-fed patch antenna,” *IEE Electronics Letters*, vol. 32, no. 1, pp. 2–3, 1996.
- [113] C. C. Chang, Y. Qian, and T. Itoh, “A reconfigurable leaky mode/patch antenna controlled by PIN diode switches,” in *IEEE AP-S International Symposium Digest*, vol. 4, Orlando, FL, 1999, pp. 2694–2697.
- [114] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 96–98, March 2002.
- [115] I. C. Hunter and J. D. Rhodes, “Electronically tunable microwave bandpass filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 9, pp. 1354–1360, September 1982.
- [116] —, “Electronically tunable microwave bandstop filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 9, pp. 1361–1367, September 1982.
- [117] M. Mehdizadeh and B. Smilowitz, “High speed varactor tuned notch filter,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1985, pp. 531–534.
- [118] M. Makimoto and M. Sagawa, “Varactor tuned bandpass filters using microstrip-line ring resonators,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1986, pp. 411–414.

- [119] K. Chang, S. Martin, F. Wang, and J. L. Klein, "On the study of microstrip ring and varactor-tuned ring circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 12, pp. 1288–1295, December 1987.
- [120] T. S. Martin, F. Wang, and K. Chang, "Theoretical and experimental investigation of novel varactor-tuned switchable microstrip ring resonator circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 12, pp. 1733–1739, December 1988.
- [121] D. Auffray and J. L. Lacombe, "Electronically tunable band-stop filter," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1988, pp. 439–442.
- [122] J. A. Navarro and K. Chang, "Variable-tunable uniplanar ring resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 5, pp. 760–766, May 1993.
- [123] S. Kumar, D. Klymyshyn, and A. Mohammadi, "Broadband electronically tunable microstrip ring resonator filter with negative resistance coupling," *IEE Electronics Letters*, vol. 32, no. 9, pp. 809–810, April 1996.
- [124] T. Y. Yun and K. Chang, "One-dimensional photonic bandgap resonators and varactor tuned resonators," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 4, 1999, pp. 1629–1632.
- [125] G. Tanné, E. Rius, F. Mahé, S. Toutain, F. Biron, Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, "Improvements in losses and size of frequency tunable coplanar filter structures using MMIC negative resistance chips for multistandard mobile communication systems," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, 2000.
- [126] A. R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 1157–1160, July 2000.
- [127] G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, and J. I. Alonso, "A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1, pp. 172–177, January 2002.
- [128] C. Rauscher, "Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable pass-band width," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 573–577, February 2003.
- [129] B. W. Kim and S. W. Yun, "Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1279–1283, April 2004.

- [130] B. W. Kim, Y. H. . Chun, and S. W. Yun, “Varactor-tuned active bandpass filter with low noise performance,” *IEE Electronics Letters*, vol. 40, no. 15, pp. 945–946, July 2004.
- [131] W. M. Fathelbab and M. B. Steer, “A reconfigurable bandpass filter for RF/microwave multifunctional systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, pp. 1111–1116, March 2005.
- [132] M.-F. Lei and H. Wang, “An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, pp. 861–867, March 2005.
- [133] M. Sanchez-Renedo, R. Gomez-Garcia, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodriguez, “Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 1, pp. 191–199, January 2005.
- [134] M. Sanchez-Renedo and J. I. Alonso, “Tunable planar combline filter with multiple source/load coupling,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [135] A. Eriksson, A. Deleniv, S. Gevorgian, B. Lumetzberger, and N. Billström, “GaAs varactor tuned filter for low power applications,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [136] C. Lugo and J. Papapolymerou, “Single switch reconfigurable bandpass filter with variable bandwidth using a dual-mode triangular patch resonator,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [137] —, “Six-state reconfigurable filter structure for antenna based systems,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 479–483, February 2006.
- [138] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. NY : McGraw-Hill, 1992.
- [139] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, 2nd ed. Norwood, MA : Artech House, 1980.
- [140] A. Simine, D. Kholodnyak, P. Turalchuk, V. Piatnitsa, H. Jantunen, and I. Vendik, “Enhancement of inductance q-factor for LTCC filter design,” in *35th European Microwave Conference*, Paris, October 2005, pp. 1319–1322.
- [141] E. Yablonovitch, “Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics,” *Phys. Rev. Letters*, vol. 58, pp. 2059–2062, May 1987.

- [142] G. L. Matthaei, D. C. Park, Y. M. Kim, and D. L. Johnson, "A study of the filter properties of single and parallel-coupled dielectric-waveguide gratings," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 10, pp. 825–835, October 1983.
- [143] J. Sor, Y. Qian, and T. Itoh, "Miniature low-loss CPW periodic structures for filter applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 2336–2341, December 2001.
- [144] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, and M. Sorolla, "Dual electromagnetic bandgap CPW structures for filter applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 393–395, September 2003.
- [145] C. Caloz and T. Itoh, "A super-compact super-broadband tapered uniplanar PBG structure for microwave and millimeter-wave applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, 2002, pp. 1919–1922.
- [146] D. Kaddour, E. Pistono, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, A. Jrad, and P. Ferrari, "Compact and selective low pass filter with spurious suppression," *IEE Electronics Letters*, vol. 40, no. 2004, pp. 1344–1345, October 2004.
- [147] D. Kaddour, E. Pistono, J.-M. Duchamp, J.-D. Arnould, H. Eusèbe, P. Ferrari, and R. G. Harrison, "A compact and selective low-pass filter with reduced spurious responses, based on CPW tapered periodic structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2367–2375, June 2006.
- [148] B. Lenoir, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Zanchi, and J. Puech, "Periodic structures for original design of voluminous and planar microwave filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001.
- [149] B. Lenoir, P. Blondy, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, E. Zheng, C. Tavernier, and J. Papapolymerou, "A novel planar silicon waveguide filter at 45 GHz based on a periodic structure," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002, pp. 1923–1926.
- [150] T. Y. Yun and K. Chang, "Uniplanar one-dimensional photonic-bandgap structures and resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 3, pp. 549–553, March 2001.
- [151] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 2, pp. 69–71, February 1998.

- [152] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. J. Erro, M. Sorolla, and M. Thumm, "Analysis and design of periodic structures for microstrip lines by using the coupled mode theory," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 441–443, November 2002.
- [153] L. Zhu, "Guided-wave characteristics of periodic coplanar waveguides with inductive loading-unit-length transmission parameters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 10, pp. 2133–2138, October 2003.
- [154] F. Martin, J. L. Carreras, J. Bonache, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, and M. Sorolla, "Frequency tuning in electromagnetic bandgap nonlinear transmission lines," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, no. 5, pp. 440–442, March 2003.
- [155] S. Lee, J.-H. Park, J.-M. Kim, H.-T. Kim, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, "A compact low-loss reconfigurable monolithic low-pass filter using multiple-contact MEMS switches," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 1, pp. 37–39, January 2004.
- [156] S. Lee, J.-M. Kim, J.-M. Kim, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, "Millimeter-wave MEMS tunable low pass filter with reconfigurable series inductors and capacitive shunt switches," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 10, pp. 691–693, October 2005.
- [157] M. Rahman and K. Shamsaifar, "Electronically tunable LTCC based multi-layer filter for mobile handset application," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, pp. 1767–1770.
- [158] C. D. Nordquist, C. L. Goldsmith, C. Dyck, G. M. Kraus, P. S. Finnegan, F. AustinIV, and C. T. Sullivan, "X-band RF MEMS tuned combline filter," *IEE Electronics Letters*, vol. 41, no. 2, pp. 76–77, January 2005.
- [159] C. D. Nordquist, A. Muyschondt, M. V. P. P. S. Finnegan, C. W. Dyck, I. C. Reines, G. M. Kraus, T. A. Plut, G. R. Sloan, C. L. Goldsmith, and C. T. Sullivan, "An X-band to Ku-band RF MEMS switched coplanar strip filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 425–427, September 2004.
- [160] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupling planar microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, November 1996.
- [161] A. Pothier, J.-C. Orlianges, G. Zheng, C. Champeaux, A. Catherinot, D. Cros, P. Blondy, and J. Papapolymerou, "Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using

- MEMS DC contact switches,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 354–360, January 2005.
- [162] E. Pistono, P. Ferrari, L. Duvillaret, J.-M. Duchamp, and A. Vilcot, “A compact tune-all bandpass filter based on coupled slow-wave resonators,” in *35th European Microwave Conference*, Paris, France, October 2005.
- [163] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, “Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 3, pp. 734–743, March 2003.
- [164] —, “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, no. 3, pp. 1034–1044, March 2004.
- [165] E. Pistono, “Etude de structures périodiques pour la réalisation de filtres accordables,” Mémoire de Master Recherche en Optique, Optoélectronique et Microondes, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, juillet 2003.
- [166] E. Pistono, P. Ferrari, L. Duvillaret, J.-M. Duchamp, and R. G. Harrison, “Hybrid narrow-band tunable bandpass filter based on varactors loaded electromagnetic-bandgap coplanar waveguides,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2506–2514, August 2005.
- [167] H. Nemeč, P. Kuzel, F. Garet, and L. Duvillaret, “Time-domain terahertz study of defect formation in one-dimensional photonic crystals,” *Applied Optics*, vol. 43, no. 9, pp. 1965–1970, March 2004.
- [168] H. Nemeč, P. Kuzel, L. Duvillaret, A. Pashkin, M. Dressel, and M. T. Sebastian, “Highly tunable photonic crystal filter for the terahertz range,” *Optics Letters*, vol. 30, no. 5, pp. 549–551, March 2005.
- [169] J. N. Winn, Y. Fink, S. Fan, and J. D. Joannopoulos, “Omnidirectional reflection from a one-dimensional photonic crystal,” *Optical Letters*, vol. 23, pp. 1573–1575, October 1998.
- [170] Ansoft Designer, ver. 2.0, Ansoft Corporation, Pittsburg, Pennsylvania, USA, 2004.
- [171] Advanced Design System (ADS), ver. 2004A, Agilent Technologies, California, USA,, 2004.
- [172] C. P. Wen, “Coplanar waveguide : a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 12, pp. 1087–1090, December 1969.

- [173] E. Pistono, P. Ferrari, L. Duvillaret, J. L. Coutaz, and A. Jrad, "Tunable bandpass microwave filters based on defect commandable photonic bandgap waveguides," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, no. 15, pp. 1131–1133, July 2003.
- [174] Quickfield, ver. 5.3, Tera Analysis, Svendborg, Denmark.
- [175] H. Nemeč, L. Duvillaret, F. Quemeneur, and P. Kuzel, "Defect modes caused by twinning in one-dimensional photonic crystals," *J. Opt. Soc. Amer. B, Opt. Phys.*, vol. 21, pp. 548–553, March 2004.
- [176] R. Zhang and R. R. Mansour, "Novel tunable lowpass filters using folded slots etched in the ground plane," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [177] T. M. Weller and L. B. P. Katehi, "Miniature stub and filter designs using the microshield transmission line," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, June 1995, pp. 675–678.
- [178] J. Papapolymerou and G. E. Ponchak, "Microwave filters on a low resistivity si substrate with a polyimide interface layer for wireless circuits," in *IEEE RF-IC Symposium Digest*, June 2001, pp. 125–128.
- [179] D. F. Williams and S. E. Schwarz, "Design and performance of coplanar waveguide bandpass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 7, pp. 558–566, July 1983.
- [180] L.-H. Hsieh and K. Chang, "Slow-wave bandpass filters using ring or stepped-impedance hairpin resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 1795–1800, July 2002.
- [181] Y.-K. Kuo, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "Novel reduced-size coplanar-waveguide bandpass filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, pp. 65–67, February 2001.
- [182] M. Robert, "Filtres passe-bande fixes à base de structures périodiques," Mémoire de Master en Microondes Radiofréquences et Hyperfréquences, Université de Lille, Lille, juillet 2005.
- [183] E. Pistono, M. Robert, L. Duvillaret, J.-M. Duchamp, A. Vilcot, and P. Ferrari, "Compact fixed and tune-all bandpass filters based on coupled slow-wave resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2790–2799, June 2006.







---

## CONCEPTION ET RÉALISATION DE FILTRES MICROONDES PLANAIRE ACCORDABLES PAR VARACTORS, À BASE DE STRUCTURES PÉRIODIQUES

### Résumé :

L'objectif de ce travail fut de concevoir des filtres accordables dans le domaine RF/microondes. Après avoir dressé un état de l'art du filtrage accordable microonde et défini des facteurs de mérite permettant de comparer ces types de dispositifs, trois topologies de filtres ont ensuite été proposées. Ces filtres sont basés sur des structures périodiques planaires constituées de lignes de propagation et de capacités chargeant ces lignes. Pour les trois études présentées, des modélisations semi-réparties de ces structures ont été effectuées, modélisations analytiques prenant en considération un modèle réparti des lignes de propagation et un modèle localisé des capacités considérées. Des règles de conception simples ont alors été déduites. Des filtres fixes et accordables ont pu être conçus à partir de ces méthodes de conception puis réalisés en technologie coplanaire hybride. L'accord de la fréquence de fonctionnement et/ou de la bande passante de ces filtres est réalisé par l'intermédiaire de varactors chargeant les lignes de propagation, les varactors que nous avons utilisés étant du type jonctions semiconductrices polarisées en inverse présentant des facteurs de qualité acceptables aux fréquences de travail considérées pour nos prototypes (entre 0,5 et 9 GHz). Les mesures des prototypes réalisés ont ensuite permis de valider les études théoriques proposées.

Mots-clés : filtre accordable, filtre microonde, varactor, hybride, guide d'onde coplanaire, résonateurs demi-onde couplés en série, structure périodique.

---

## DESIGN AND REALIZATION OF VARACTOR-TUNABLE PLANAR MICROWAVE FILTERS, BASED ON PERIODIC STRUCTURES

### Abstract :

The aim of this work was to design tunable RF/microwave filters. After having drawn up a state of the art of tunable microwave filters, factors of merit were proposed to compare these kinds of devices. Next, three topologies of tunable filters were developed. These filters are based on planar periodic structures consisting in transmission lines and capacitors loading these lines. For these three studies, semi-distributed based modelizations were done, by taking a distributed model of transmission lines and a lumped model of considered capacitors into account. Straightforward design rules have been derived. Fixed and tunable filters were designed with these methods of conception and then carried out in an hybrid coplanar technology. Working-frequency- and/or bandwidth-tunings of these filters are obtained by using reverse-biased varactor diodes loading the transmission lines, these varactors showing acceptable quality factors at the considered working frequencies (between 0,5 and 9 GHz for our prototypes). Measurements of manufactured prototypes allowed to validate theoretical studies.

Keywords : tunable filter, microwave filter, varactor, hybrid, coplanar waveguide, series coupled half-wavelength resonators, periodic structure.

---