



Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire

Darine Kaddour

► To cite this version:

Darine Kaddour. Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire. Autre. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. Français. NNT: . tel-00267881

HAL Id: tel-00267881

<https://theses.hal.science/tel-00267881>

Submitted on 28 Mar 2008

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.

UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

N° attribué par la bibliothèque

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Optique et Radiofréquences »

préparée à L'Institut de Microélectronique, d'Électromagnétisme, et de Photonique
dans le cadre de l'École Doctorale
« Électronique, Électrotechnique, Automatique et Traitement du Signal »

présentée et soutenue publiquement par

Darine KADDOUR

le 11 juillet 2007

**Conception et réalisation de filtres RF passe-bas à
structures périodiques et filtres Ultra Large Bande,
semi localisés en technologie planaire**

Directeur de thèse : Philippe FERRARI
Codirecteur de thèse : Jean-Daniel ARNOULD

JURY

M.	Serge TOUTAIN	Professeur des universités, Nantes	, Rapporteur
M.	Eric RIUS	Professeur des universités, Brest	, Rapporteur
M.	Robert PLANA	Professeur des universités, Toulouse	, Examineur
M.	Stéphane BILA	Chargé de recherche CNRS, Limoges	, Examineur
M.	Philippe FERRARI	Professeur des universités, Grenoble	, Directeur de thèse
M.	Jean-Daniel ARNOULD	Maître de conférences, Grenoble	, Co-directeur de thèse

Remerciements

Le travail décrit dans ce mémoire s'est déroulé au sein de l'Institut de Microélectronique, d'Electromagnétisme et de Photonique (IMEP) dirigé successivement par messieurs les Professeurs Francis Balestra et Gérard GUIBAUDO, que je tiens à remercier pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Ce travail de recherche a été effectué au sein de l'équipe " RF-HO " sous la direction successive de Madame la Professeur Béatrice Cabon et de Monsieur le Professeur Pascal Xavier à qui je témoigne ma sincère reconnaissance pour leur confiance et pour l'état d'esprit qu'ils ont su instaurer dans cette équipe.

Je voudrais très sincèrement remercier monsieur le Professeur Philippe Ferrari pour avoir assuré l'encadrement de ce travail. Sa disponibilité, son expérience, son savoir scientifique et ses qualités humaines ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail.

J'adresse également ma reconnaissance à monsieur Jean-Daniel Arnould, co-directeur de ma thèse, pour avoir apporté toute sa connaissance et son expérience et avoir largement contribué à travers ses remarques intéressantes à l'avancement de ce travail.

Messieurs les Professeurs Serge Toutain et Eric Rius m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de ma thèse. Qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porté à ce travail. Je remercie également Messieurs le professeur Robert Plana et Stéphane Bila qui ont accepté d'examiner ce travail et ont bien voulu faire parti de mon jury de thèse.

J'exprime mes remerciements pour les collègues faisant partie du groupe " Filtres et Dispositifs reconfigurables " pour leurs conseils et les discussions fructueuses que nous avons eu lors des réunions de groupe. Merci aux thésards du laboratoire et à l'ensemble du personnel de l'IMEP pour leur soutien, leur bonne humeur et les nombreuses discussions abordées lors des pauses cafés. Mes remerciement les plus chaleureux vont en particulier pour Chahla, Brigitte, Dalhila, Valérie, Anne-Marie, et Xavier que j'ai eu plaisir à côtoyer

dans une ambiance conviviale.

Un grand merci à mes amis qui ont égayé mes soirées et mes week-ends. Merci Abir, Héli, Sami, Oussama et Hamza pour les bons moments partagés. Merci aussi pour mes amies à Chambéry : Asma, Mayada et Farah. Vous avez tous contribué à rendre ces trois années plus faciles.

Je tiens à remercier chaleureusement Alix pour sa gentillesse et son affection. Vous avez rendu mon séjour sur Grenoble très agréable. Je tiens également à remercier Guy pour sa sympathie et son sens d'humour.

Merci à ma famille qui m'a toujours soutenue, poussée vers l'avant et accompagnée tout au long de mon chemin.

Pour terminer, j'adresse ma profonde reconnaissance à toutes celles et tous ceux que je n'ai pas cités ici et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Table des matières

Introduction	1
1 Filtres micro-ondes planaires miniatures	4
1.1 Méthode classique de synthèse	4
1.1.1 Notions de Gain et Fonction de Filtrage	4
1.2 Technologies planaires	8
1.2.1 La technologie microruban	8
1.2.2 La technologie guide d'onde coplanaire	9
1.2.3 La technologie CPS	9
1.2.4 La technologie ligne à fente ou slotline	10
1.2.5 La technologie multi-couche	10
1.3 Principales topologies planaires des filtres passe-bas et passe-bandes	11
1.3.1 Filtres à éléments localisés	11
1.3.2 Filtres à saut d'impédance	13
1.3.3 Filtres à stubs	14
1.3.4 Filtres à base de résonateurs	15
1.3.5 Filtres à défaut de plan de masse	21
1.3.6 Structures à Bande Interdite Électromagnétique (BIE)	22
1.3.7 Topologies des filtres à Ultra Large Bande	24
1.4 Miniaturisation	27
1.4.1 Géométrie	27
1.4.2 Structures à onde lente	28
1.5 Conclusion	31

2	Filtres passe-bas à structure périodique	32
2.1	Etude théorique de la structure périodique	33
2.1.1	Topologie du filtre passe-bas	33
2.1.2	Cellule élémentaire	34
2.1.3	Calcul de la matrice de transfert de la cellule élémentaire	34
2.1.4	Calcul de la constante de propagation de la ligne équivalente à la cellule élémentaire	35
2.1.5	Calcul de l'impédance caractéristique équivalente de la cellule élé- mentaire	37
2.1.6	Effet d'onde lente	39
2.2	Conception du filtre passe-bas	39
2.2.1	Critère pour la fréquence de coupure	40
2.2.2	Critère d'adaptation dans la bande passante	41
2.2.3	Intérêt de la rupture de périodicité "Tapérisation"	43
2.2.4	Choix du nombre de cellules	45
2.2.5	Rappel des étapes de conception	46
2.2.6	Intérêt de la technologie hybride	47
2.2.7	Comparaison du filtre à structures périodiques et d'un filtre passe- bas localisé de type Tchebycheff	48
2.3	Etude de sensibilité de la réponse du passe-bas	51
2.3.1	Impédance caractéristique	51
2.3.2	Longueur des lignes	51
2.3.3	Valeurs des capacités	52
2.3.4	Etude des pertes	53
2.4	Filtres réalisés à 1 GHz	56
2.4.1	Présentation des dispositifs	56
2.4.2	Mesures des filtres FR4	58
2.4.3	Mesures des filtres RO4003	59
2.4.4	Simulations et mesures	62
2.5	Filtre en bande X réalisé	65
2.6	Conclusion	69

3	Caractérisation et modélisation des capacités	71
3.1	Généralités	72
3.1.1	Propriétés des condensateurs	72
3.1.2	Eléments parasites	73
3.1.3	Paramètres d'une capacité	74
3.2	Etude théorique	78
3.2.1	Impédance équivalente	78
3.2.2	Capacité équivalente	80
3.2.3	Extraction des éléments de la capacité à partir de la mesure de l'impédance équivalente	81
3.3	Extraction en Basse Fréquence	82
3.3.1	Mesures	82
3.3.2	Etude de sensibilité	83
3.4	Extraction en Haute Fréquence	88
3.4.1	Capacité simple	88
3.4.2	Capacité insérée dans un filtre passe-bas	90
3.4.3	Conclusion	95
3.5	Filtres passe-bas intégrés à capacité MIM	96
3.5.1	Présentation de la technologie	97
3.5.2	Topologie du filtre étudié	97
3.5.3	Pertes conductrices	98
3.5.4	Pertes Diélectriques	99
3.5.5	Conception des filtres	106
3.6	Conclusion	109
4	Filtres passe-bande à Ultra Large Bande	111
4.1	Principe de la topologie étudiée	112
4.1.1	Présentation de la topologie de base	112
4.1.2	Présentation de la topologie miniature semi-localisée	114
4.2	Conception d'un filtre prototype en technologie hybride	116
4.2.1	Critère de détermination de la fréquence de coupure haute	117

4.2.2	Optimisation de la longueur électrique du stub	118
4.2.3	Ajout des capacités série	121
4.2.4	Prise en compte des modèles complets	121
4.3	Etude de sensibilité	122
4.3.1	Longueur des lignes	123
4.3.2	Tolérance des capacités en parallèle	123
4.3.3	Tolérance des capacités en série	124
4.3.4	Etude des pertes	124
4.4	Dispositifs réalisés	126
4.4.1	Caractérisation des vias	127
4.4.2	Présentation des filtres réalisés	128
4.4.3	Mesures	130
4.5	Zéros de transmission et lobes secondaires	133
4.5.1	Zéros de transmission	134
4.5.2	Stubs capacitivement chargés	136
4.5.3	Mesures	142
4.6	Miniaturisation par repliement	142
4.6.1	Présentation des filtres miniaturisés	143
4.6.2	Mesures des filtres miniaturisés	143
4.7	Conclusion	145
Conclusion		147
Annexe A. Fonctions de Filtrage		149
Annexe B. Dénormalisation de l'impédance et de la fréquence		154
Liste des travaux		158
Bibliographie		160

Introduction

Le nombre sans cesse grandissant d'utilisateurs du spectre de fréquence a engendré de nouvelles contraintes sur les éléments des systèmes de télécommunication. Les filtres micro-ondes passifs représentent une partie très importante des systèmes de télécommunications modernes : systèmes embarqués sur satellite, systèmes de téléphonie mobile, etc...

Des performances électriques sans cesse améliorées, une sélectivité accrue, un moindre encombrement et un coût de production réduit constituent les contraintes principales devant lesquelles la conception des filtres radiofréquences et micro-ondes constitue un grand défi. Dans ce contexte, le développement de filtres très sélectifs, possédant de faibles niveaux de pertes et peu encombrants, est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental.

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures planaires. Les circuits planaires qui ont récemment subi d'importants développements technologiques, sont très attractifs pour leurs faibles coûts de réalisation, leur faible poids et dimensions et leur facilité d'intégration avec les circuits actifs.

Dans ce contexte, les travaux que nous présentons dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche de mise au point de méthodes de synthèse originales pour la conception de filtres planaires hyperfréquences.

La première partie de ce manuscrit est consacrée à l'introduction de la notion du filtrage. Nous présenterons ensuite les principales technologies planaires utilisées dans le domaine des micro-ondes, puis un état de l'art sur les principales topologies des filtres planaires. Les techniques de miniaturisation les plus courantes dans le domaine des micro-ondes sont également décrites. Certaines seront utilisées dans nos travaux.

Le second chapitre est consacré à l'étude d'une topologie de filtre passe-bas compact basée sur une ligne de propagation chargée par des éléments capacitifs. La méthode de

conception mise en œuvre s'apparente à la méthode de l'impédance image. L'étude de l'impédance caractéristique équivalente à la cellule de base nous a permis de dériver des équations de conception simples à mettre en œuvre, permettant d'obtenir une première approximation de la valeur des éléments constituant le filtre. Ensuite une optimisation, en tenant compte du modèle réel de chaque élément, en particulier des capacités, permet de manière très rapide de converger vers l'objectif du filtre fixé. Les filtres ainsi réalisés possèdent une forte pente de réjection et une large bande rejetée. Une série de filtres prototypes passe-bas à 1 GHz ont été conçus et réalisés en technologie CPW sur substrat FR4 et RogersTM RO4003 avec un nombre de cellules allant de deux à six. L'excellent accord entre les résultats de simulations et de mesures a permis de valider notre approche. Afin de démontrer la faisabilité de ce type de filtres vers les hautes fréquences, un filtre optimisé pour la bande X a également été réalisé. Les résultats des mesures en bon accord avec les simulations sont présentés et commentés. Le décalage entre la fréquence de coupure mesurée et simulée remet en question le modèle des capacités utilisées pour des fréquences supérieures à 5 GHz environ.

Le troisième chapitre est dédié à la modélisation des capacités, qui constitue une étape importante avant de passer à la conception des filtres, puisque souvent la réponse des filtres est dégradée à cause d'une mauvaise maîtrise du modèle de la capacité. L'étude théorique du modèle tenant compte de tous les éléments parasites est considérée. L'extraction des paramètres des éléments séries se révèle impossible avec des mesures de l'impédance équivalente en basses fréquences conformément à l'étude de sensibilité présentée. Par contre, les mesures des paramètres S en hautes fréquences assurent une meilleure modélisation des capacités. Deux approches différentes ont été adoptées : la première consiste en une mesure directe de la capacité connectée à la masse par un via alors que la seconde consiste à mesurer un filtre passe-bas à structure périodique dans lequel sont insérées les capacités à tester. La comparaison des deux approches est établie et montre que le filtre passe-bas constitue un moyen efficace et précis pour la caractérisation des capacités. Suite à ces résultats, des filtres passe-bas à deux cellules à capacités MIM ont été conçus en technologies CPW et CPS (Coplanar Stripline) pour des fréquences de coupure de 5 et 10 GHz dans le but de la caractérisation de la capacité et des pertes du diélectrique de type STO.

Le dernier chapitre traite d'une nouvelle topologie de filtre passe-bande à Ultra Large

Bande basée sur une combinaison d'un filtre passe-bas et d'un passe-haut imbriqués [1]. Cette topologie a été proposée en Juin 2005, avec un filtre passe-bas réalisé avec des lignes de propagation à saut d'impédance et un filtre passe-haut réalisé à l'aide de stubs en court-circuit. Nous avons travaillé sur la miniaturisation de ce filtre, en remplaçant les lignes de faible impédance caractéristique par des lignes chargées par des capacités, et en repliant les stubs, ce qui n'était pas possible en terme d'encombrement sur la structure de base. Toutes les étapes de conception du filtre sont décrites. Les mesures des filtres prototypes réalisés en technologie microruban sur substrat RO4003 pour des fréquences centrales de 0,77 et 1 GHz avec des bandes passantes respectives de 142% et 150% montrent un bon accord avec les simulations. Ces filtres démontrent des propriétés intéressantes de pentes de réjection (facteur de forme de 1,3 :1 au lieu de 1,5 :1) et miniaturisation (43% de réduction de taille, et même 86% lorsque la technique de repliement des stubs est appliquée) en comparaison avec les résultats du filtre optimisé selon la topologie présentée dans [1]. En outre, ces filtres présentent une bonne adaptation (16 dB), de faibles pertes d'insertion ($<0,3$ dB) et une bande rejetée allant jusqu'à quatre fois la fréquence de coupure haute du filtre passe-bande.

Chapitre 1

Filtres micro-ondes planaires miniatures

1.1 Méthode classique de synthèse

1.1.1 Notions de Gain et Fonction de Filtrage

La méthode de synthèse d'un filtre micro-onde se base sur le calcul de la fonction de filtrage. Cette fonction de filtrage correspond au gain d'insertion, souvent confondu avec le gain transductique [2]. La distinction entre ces deux notions est donnée dans les paragraphes qui suivent.

1.1.1.1 Gain d'insertion

Le gain d'insertion d'un quadripôle est le rapport entre la puissance fournie à la charge P_{La} et la puissance fournie à cette même charge lorsqu'elle est directement reliée au générateur P_{Lb} :

$$G_I = \frac{P_{La}}{P_{Lb}} \quad (1.1)$$

avec P_{Lb} la puissance délivrée à la charge Z_L avant l'insertion du quadripôle et P_{La} la puissance délivrée à la même charge après l'insertion du quadripôle (Figure 1.1). Ce gain peut être exprimé en fonction de la tension ou du courant :

$$G_I = \left(\frac{V_{La}}{V_{Lb}} \right)^2 = \left(\frac{I_{La}}{I_{Lb}} \right)^2 . \quad (1.2)$$

Ce gain peut également s'exprimer en fonction des termes de la matrice ABCD du quadripôle par la détermination des valeurs des tensions aux bornes de la charge avant et

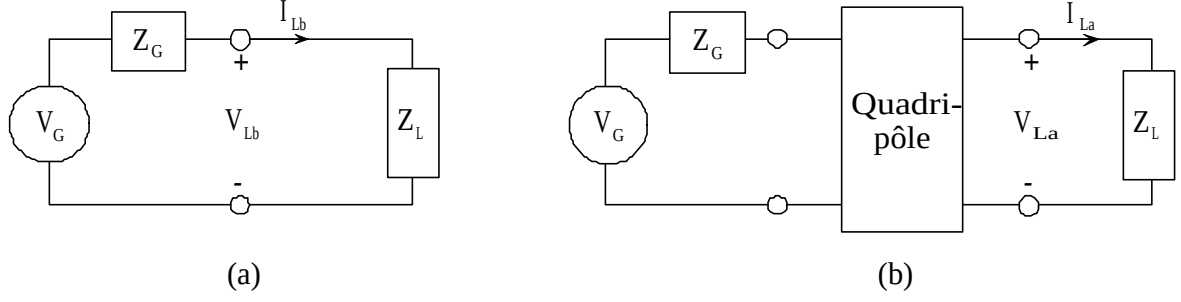


Figure 1.1: Circuit électrique. (a) Charge connectée directement au générateur. (b) Charge avec insertion du quadripôle.

après l'insertion du quadripôle :

$$G_I = \left| \frac{Z_G + Z_L}{A Z_L + B + C Z_G Z_L + D Z_G} \right|^2. \quad (1.3)$$

Dans les systèmes micro-ondes, la charge et le générateur sont souvent adaptés à une même impédance Z_0 (50 Ω). Dans ce cas, $Z_G = Z_L = Z_0$, et l'expression du gain d'insertion devient :

$$G_I = \left| \frac{2}{A + B/Z_0 + C Z_0 + D} \right|^2. \quad (1.4)$$

Or, en utilisant les équations de passage de la matrice ABCD aux paramètres S , on déduit que le gain d'insertion est dans ce cas égal au carré du module du coefficient S_{21} :

$$G_I = |S_{21}|^2. \quad (1.5)$$

Le gain d'insertion d'un quadripôle passif peut être supérieur à 1, lorsque Z_L n'est pas le complexe conjugué de Z_G . Par exemple, si $Z_G=90 \Omega$ et $Z_L=10 \Omega$, l'insertion d'un adaptateur d'impédance entre le générateur et la source augmente la puissance délivrée à la charge : $P_{La} > P_{Lb}$. Ce "trouble" peut être évité par l'introduction de la notion du gain transducique.

1.1.1.2 Gain transducique

Le gain transducique G_T est le rapport entre la puissance fournie à la charge P_{La} et la puissance maximale disponible délivrée par le générateur P_G . La puissance maximale délivrée par le générateur est :

$$P_G = \frac{V_G^2}{4 \operatorname{Re}[(Z_G)]}. \quad (1.6)$$

Le gain transducique s'exprime en fonction des paramètres ABCD comme :

$$G_T = \frac{P_{La}}{P_G} = \frac{4 \operatorname{Re}[Z_G] \operatorname{Re}[Z_L]}{|A Z_L + B + C Z_G Z_L + D Z_G|^2}. \quad (1.7)$$

Quand Z_G et Z_L sont égaux et réels, le gain d'insertion et le gain transducique sont égaux.

La mesure du gain transducique dans le cas général est compliquée du fait que l'on doit charger le quadripôle par une charge complexe. En contre partie, le gain d'insertion est directement et simplement accessible à partir de la mesure sur des systèmes standardisés, ce qui l'a évidemment rendu "populaire".

1.1.1.3 Fonction de filtrage

La représentation donnant l'atténuation et la phase du filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle du filtre. C'est la fonction de filtrage. En utilisant l'expression générale de la fréquence complexe $p = \sigma + j\omega$, la fonction de filtrage d'un filtre donnée par le paramètre S_{21} , se met sous la forme :

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (1.8)$$

où $N(p)$ et $D(p)$ sont des polynômes de la variable complexe de la fréquence p . Pour un système sans pertes, $\sigma = 0$ et $p = j\omega$. Souvent, la conception d'un filtre repose uniquement sur sa réponse en amplitude surtout pour les systèmes bande étroite. Les pertes d'insertion sont données en dB par :

$$IL = \frac{1}{G_I} = -20 \log (|S_{21}|). \quad (1.9)$$

Comme $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$ pour un système sans pertes, les pertes par réflexion sont exprimées par :

$$RL = 10 \log (1 - |S_{21}|^2). \quad (1.10)$$

Cependant, la phase d'un système est également une caractéristique très importante, en particulier lorsque l'on considère les systèmes large bande. En effet, la phase de la fonction de filtrage renferme toutes les propriétés de distortion de phase définies par le retard de phase et le temps de groupe dans la bande passante. Qualitativement, une variation de phase est souvent associée à un décalage temporel du signal. Le "retard" de phase est donné par :

$$\phi_{21} = \arg (S_{21}). \quad (1.11)$$

Le temps de groupe correspond à la pente de la courbe de phase :

$$\tau_g = -\frac{d\phi_{21}}{d\omega}. \quad (1.12)$$

Généralement, la phase est une fonction non linéaire de la fréquence. Dans certaines applications, une variation importante dans la phase du système est souvent associée à une détérioration de la dispersion du dispositif, ce qui peut entraîner une “désynchronisation” préjudiciable des signaux filtrés.

La fonction de filtrage peut être également reconstruite à partir de la distribution de ses pôles et zéros. Les pôles et les zéros renferment des informations importantes sur la sélectivité, le temps de groupe et la stabilité du filtre. L’ étude de la distribution des pôles et des zéros est explicitée dans le paragraphe suivant.

1.1.1.4 Pôles et zéros

La synthèse d’un filtre au moyen d’une fonction de filtrage consiste à placer les pôles et les zéros de la fonction de transfert de manière à obtenir une réponse fréquentielle passante/bloquante aux fréquences souhaitées. Les valeurs de p qui annulent la fonction de filtrage sont les zéros du filtre, et les valeurs de p pour lesquelles la fonction tend vers l’infini sont ses pôles. Les zéros du numérateur $N(p)$ et du dénominateur $D(p)$ sont donc respectivement les zéros et les pôles du filtre.

La position des zéros et des pôles définit les propriétés du système. Leur répartition permet d’établir le lien entre la réponse en amplitude et en phase. Ils sont représentés dans le plan complexe de la fréquence ou le plan p .

Un système peut avoir une répartition des pôles et des zéros différente pour une même réponse en amplitude. La réalisation du filtre impose de placer les pôles complexes par paire conjuguée, et d’assurer un nombre de pôles égal ou supérieur au nombre de zéros. Les pôles doivent être situés à gauche de l’axe imaginaire afin d’assurer la stabilité du filtre. Dans le cas contraire, l’amplitude et l’énergie des oscillations augmentera exponentiellement avec le temps : une condition impossible pour un système passif. En pratique, la sélectivité fréquentielle du pôle diminue lorsque l’on s’éloigne de l’axe imaginaire.

Si les zéros d’un filtre stable sont situés à l’intérieur du cercle unitaire, le filtre est alors à minimum de phase. Quand les zéros sont situés en dehors de l’axe imaginaire, ils

permettent d'aplatir le temps de groupe et minimiser ainsi la distortion. En pratique, les zéros sont souvent situés sur l'axe imaginaire assurant ainsi une meilleure sélectivité.

1.2 Technologies planaires

Compte tenu des contraintes de poids et de taille des circuits liées aux nouvelles applications, les concepteurs de filtres se sont dirigés vers les technologies planaires. Ces technologies présentent de nombreux avantages parmi lesquelles une grande souplesse de réalisation et de réglage et de faibles coûts de réalisation. Dans cette partie, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage planaire est menée.

1.2.1 La technologie microruban

La ligne microruban est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmission planaires. Cette technologie offre à la fois la simplicité et la facilité de réalisation et d'intégration dans les dispositifs micro-ondes. La géométrie d'une ligne microruban est décrite sur la Figure 1.2. Un ruban métallique de largeur W est déposé sur un diélectrique d'épaisseur h et de permittivité relative ϵ_r . L'autre face totalement métallisée du diélectrique constitue le plan de masse.

La ligne microruban assure une bonne gamme d'impédances caractéristiques réalisables. L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée, est déterminée par le rapport W/h . Le mode dominant qui se propage sur la ligne microruban est un mode hybride. Cependant, compte tenu de la faible amplitude des composantes longitudinales E_z et H_z , par rapport aux composantes transverses E_t et H_t , le mode dominant sur une ligne microruban est considéré comme un mode quasi-TEM. Les équations décrivant ces lignes ont été établies avec une variété de techniques analytiques et numériques [3].

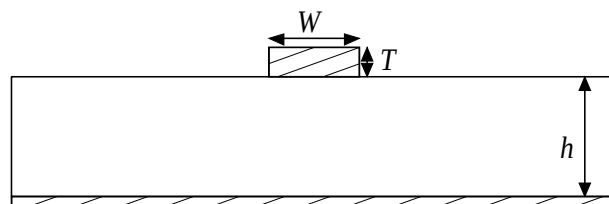


Figure 1.2: Coupe transverse d'une ligne microruban

Plusieurs variantes de lignes microruban existent, et peuvent être utilisées dans l'implémentation des filtres planaires. Citons les lignes microruban enterrées et les lignes microruban suspendues ou "Stripline".

1.2.2 La technologie guide d'onde coplanaire

La technologie guide d'onde coplanaire (Coplanar waveguide ou CPW) est constituée d'un ruban central métallique de largeur W et de deux plans de masse de largeur S situés sur la même face du substrat (Figure 1.3). Ces trois conducteurs sont séparés par deux fentes identiques de largeur G . La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes de propagation possibles, un mode TEM et un mode quasi TE. Cette topologie offre l'avantage de rassembler sur une même face tous les conducteurs, évitant ainsi l'usinage des trous métallisés et simplifiant donc l'insertion des composants et leur interconnexion [3].

Contrairement à la ligne microruban, les caractéristiques des lignes CPW sont relativement peu dépendantes de l'épaisseur du substrat. Les bibliothèques des modèles des lignes CPW sont par contre peu fournies. Les désavantages de cette technologie sont liés à la nécessité de l'utilisation de ponts à air lorsque des jonctions sont réalisées, afin de relier les masses.

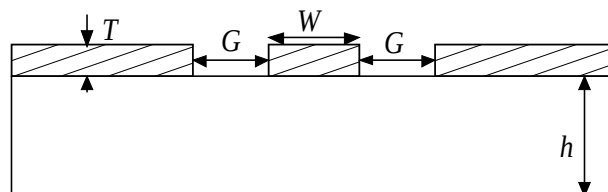


Figure 1.3: Coupe transverse d'une ligne CPW.

1.2.3 La technologie CPS

La technonologie coplanar stripline (CPS) présente un intérêt certain pour la conception des circuits intégrés radio-fréquences. La géométrie d'une ligne CPS, présentée sur la Figure 1.4, peut être vue comme la structure duale du guide d'onde coplanaire. Grâce à la disposition des deux rubans conducteurs sur la même face du substrat, la ligne CPS a tous les avantages de la ligne CPW, principalement la facilité de l'insertion des composants séries et parallèles sans avoir recours aux trous métallisés afin de les connecter au plan de masse [3].

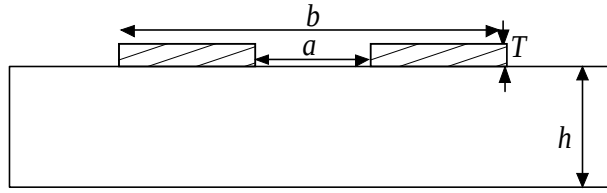


Figure 1.4: Coupe Transverse d'une ligne CPS.

1.2.4 La technologie ligne à fente ou slotline

La configuration d'une ligne à fente (slotline) est montrée sur la Figure 1.5. Elle consiste en un substrat avec une fente dans la métallisation d'une face unique du substrat.

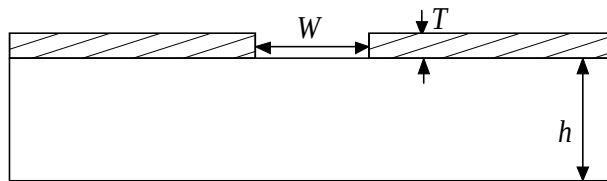


Figure 1.5: Coupe transverse d'une ligne slotline.

Cette géométrie planaire est convenable pour les circuits intégrés. Dans une ligne à fente, le mode de propagation est principalement TE. La topologie de ligne à fente offre l'avantage de la flexibilité du circuit en ce qui concerne le report des composants en série et en parallèle, une gamme plus large des valeurs des impédances caractéristiques, l'élimination du couplage entre les lignes, assurant donc une meilleure intégration. Par contre, ce type de ligne souffre d'une forte dispersion en haute fréquence.

1.2.5 La technologie multi-couche

La technologie récente LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) consiste en un empilement de fines couches de diélectriques et de conducteurs métalliques [4,5]. Elle permet de réaliser une structure céramique multi niveaux, où les niveaux de métallisation sont connectés entre eux par l'intermédiaire de trous métallisés. Elle offre une grande souplesse de réalisation et d'intégration, répondant au souci de miniaturisation et de réduction des pertes par connexions.

Cette technologie permet de réaliser des composants discrets (inductances, résistances, capacités) en technologie microruban et des filtres planaires, et d'intégrer des modules actifs en technologie MMIC.

En ce qui concerne les performances électriques de cette technologie, nous pouvons citer le problème d'ajustement de la fréquence centrale du filtre. En pratique, les tolérances de fabrication sont trop grandes pour pouvoir contrôler les dimensions des gaps lors de la réalisation, ce qui peut poser problème aux fréquences millimétriques. Les principaux avantages de cette technologie résident donc dans des coûts de production attractifs et une grande intégrabilité dans un environnement MMIC.

Nous venons d'aborder dans cette partie, les principales technologies planaires existantes dans le domaine du filtrage micro-onde. Ces technologies peuvent être adaptées à différentes topologies que nous allons décrire.

1.3 Principales topologies planaires des filtres passe-bas et passe-bandes

Les filtres planaires ont pour avantages un très faible encombrement et poids, et un excellent degré d'intégration avec les dispositifs micro-ondes. En revanche, leurs points faibles restent leur limitation aux faibles puissances et surtout leurs performances électriques aux hautes fréquences pour lesquelles, les pertes métalliques, diélectriques et par rayonnement augmentent. Une multitude de topologies planaires existent. Nous décrivons ici les plus communément utilisées.

1.3.1 Filtres à éléments localisés

Ce type de filtres correspond à la transcription directe d'un modèle équivalent basse fréquence micro-onde. Les éléments réactifs localisés sont réalisés en technologie CMS pour les filtres sur PCB ou intégrés pour les filtres MMIC. Par exemple, les inductances peuvent être réalisées sous formes de ligne en méandres et en spirale (Figure 1.6), les capacités à l'aide de lignes interdigitées ou de diélectriques séparant la surface métallique (Figure 1.7). Les éléments hybrides doivent avoir des dimensions géométriques faibles devant la longueur d'onde. Sur la Figure 1.6, la valeur de l'inductance maximale atteinte avec une géométrie en spirale est de 10 nH. Alors que la capacité interdigitée est plus utilisée pour des faibles valeurs de la capacité (inférieure à 1 pF), la valeur maximale atteinte par une capacité MIM est de l'ordre de 30 pF.

En plus de la compacité, ils présentent les avantages de faible coût et de facilité de

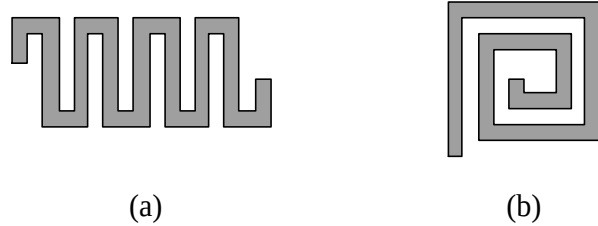


Figure 1.6: Inductances localisées. (a) en méandres. (b) en spirale.

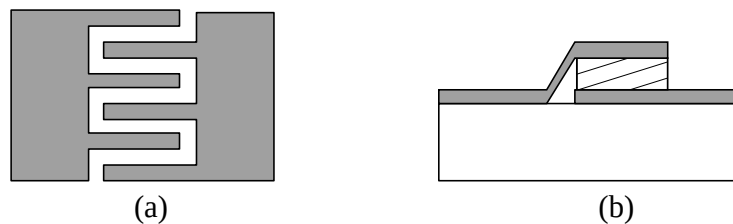


Figure 1.7: Capacités localisées. (a) interdigitée. (b) MIM.

conception. Cependant, leur faible facteur de qualité qui ne dépasse pas 50, entraîne des pertes importantes.

Bien que les filtres basés sur des éléments localisés présentent un encombrement réduit, le manque de précision dans la modélisation, dans la caractérisation du diélectrique ainsi que des processus de fabrication entraînent un décalage en fréquence dans la réponse du filtre et un comportement non attendu vers les hautes fréquences. C'est pourquoi, de tels dispositifs nécessitent une caractérisation large bande avant de passer à la conception des filtres. En effet, les parasites de ces éléments deviennent plus importants aux fréquences élevées et perturbent donc la réponse du filtre. Ces parasites sont à l'origine des lobes secondaires qui apparaissent au delà de la bande passante à des fréquences proches des fréquences de résonance de ces éléments. Ce type de filtre est limité aux fréquences inférieures aux fréquences de résonance de ces éléments réactifs. Plusieurs filtres basés sur une topologie hybride alliant des lignes de propagation et des éléments réactifs localisés sont proposés dans [6–11].

Une étude développée sur la caractérisation des capacités est menée dans le Chapitre 3. Les filtres présentés dans les Chapitres 2 et 4 reposent sur cette approche.

1.3.2 Filtres à saut d'impédance

Le filtre à saut d'impédance est un filtre passe-bas qui consiste en une cascade alternant des lignes de transmission de faible et de haute impédance caractéristique. Ces lignes, plus courtes que la longueur d'onde, agissent comme des éléments semi-localisés. En effet, une ligne de haute impédance est équivalente à une inductance série alors qu'une ligne de faible impédance remplace une capacité en parallèle. Le schéma de principe d'un filtre d'ordre 5 est donné sur la Figure 1.8.

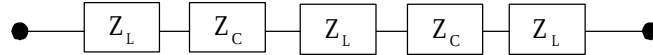


Figure 1.8: Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5.

La structure d'un filtre en microruban est donnée sur la Figure 1.9. Les largeurs des lignes sont fixées par le choix des impédances caractéristiques. Une faible valeur de Z_c assure une meilleure approximation de la capacité localisée. D'une façon similaire, une valeur importante de Z_L est équivalente à une inductance série localisée mais les contraintes de fabrication deviennent plus fortes et les pertes augmentent.

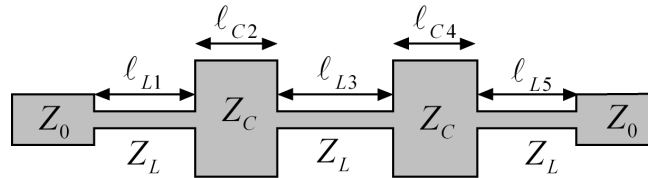


Figure 1.9: Structure d'un filtre passe-bas à saut d'impédance en technologie microruban.

Les longueurs des lignes ℓ_{Ci} et ℓ_{Li} peuvent être facilement calculées à partir des valeurs des éléments réactifs et des impédances caractéristiques comme suit :

$$\ell_{ci} = C_i Z_c \vartheta \quad (1.13)$$

$$\ell_{Li} = \frac{L_i \vartheta}{Z_L} \quad (1.14)$$

avec ϑ la vitesse de propagation.

Les formules de synthèse basées sur l'approximation des éléments localisés ont été développées dans [12] pour des fonctions de Butterworth et de Tchebychev.

L'implémentation de ces structures est relativement simple. L'ordre du filtre peut être augmenté dans le but d'améliorer ses performances au détriment bien sûr de la compacité.

La réalisation de ces filtres se fait avec différentes technologies microruban [13–16], CPW [6, 7, 17–19], CPS et slotline [17].

1.3.3 Filtres à stubs

Dans le filtre à saut d'impédance, la capacité en parallèle est réalisée par une ligne de faible impédance caractéristique. Quand l'impédance est très faible, la structure physique ressemble plus à des stubs perpendiculaires à la ligne principale. Les filtres à stubs peuvent ainsi être utilisés pour concevoir des filtres passe-bas comme le montre la Figure 1.10. Un stub à circuit ouvert d'impédance Z_s et de longueur ℓ est équivalent à la fréquence ω à une susceptance :

$$C\omega = \frac{1}{Z_s} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda}\ell\right) \text{ pour } \ell < \lambda_0/4. \quad (1.15)$$

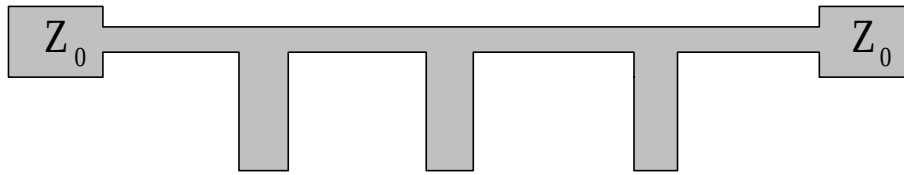


Figure 1.10: Structure d'un filtre à stub en microruban.

Par contre, la réponse d'un passe bas à stubs n'est pas identique à celle d'un filtre à saut d'impédance. Par exemple, un stub de longueur électrique égale à 30° à la fréquence de coupure entraîne un zéro de transmission au triple de la fréquence de coupure. La présence de ces zéros de transmission est responsable de la modification de la réponse en dehors de la bande passante du filtre à stubs par rapport au filtre à saut d'impédance.

Similaire au filtre passe-bas à saut d'impédance, ce type de filtres a des applications limitées à cause des lobes secondaires et de la faible sélectivité.

Plusieurs filtres en technologie microruban [20–22] et en CPW [23] sont cités.

Afin de rejeter les lobes secondaires, différentes techniques ont été proposées. L'insertion d'une résistance localisée, détériorant le facteur de qualité en haute fréquence, permet d'élargir la bande de réjection jusqu'à plus de 5 fois la fréquence de coupure tout en aug-

mentant légèrement les pertes d'insertion dans la bande passante [20]. L'insertion de fentes dans le plan de masse [21] et le renforcement du couplage capacitif entre les stubs [22] améliore les performances électriques en terme de suppression des lobes secondaires.

La structure de la ligne à stub est également utilisée pour réaliser des filtres passe-bande. L'exemple de la Figure 1.11 montre des lignes de longueur $\lambda/4$ à la fréquence centrale f_0 sont chargés par des stubs court-circuités de longueur $\lambda/4$ ou des stubs à circuit ouvert de longueurs $\lambda/2$. La réponse du filtre dépend des impédances caractéristiques de la ligne principale et des stubs. Les équations de conception sont développées dans [13]. Le filtre avec des stubs court-circuités a un zéro de transmission situé à $2f_0$ et une bande passante parasite centrée à $3f_0$. Par contre, les zéros de transmission du filtre à stubs en circuit ouvert sont situés à $f_0/2$ et $3f_0/2$ et les bandes passantes indésirables apparaissent aux fréquences $f = 0$ et $f = 2f_0$. Ces filtres constituent de bons candidats pour la réalisation des filtres à large bande passante.

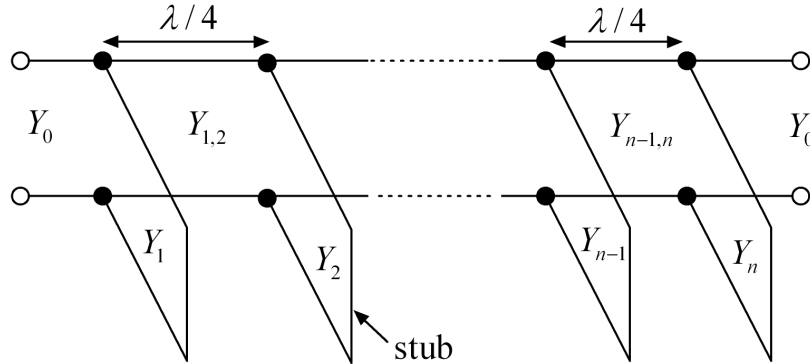


Figure 1.11: Circuit électrique d'un filtre passe-bande à stubs.

De nombreux filtres sont proposés en microruban [24–27] et en CPW [23, 28].

1.3.4 Filtres à base de résonateurs

Les filtres à base de résonateurs couplés sont bien adaptés pour les faibles bandes passantes, inférieures à 20 %.

1.3.4.1 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 $(2k + 1)f_0$, avec $k = 1, 2, 3, \dots$. Les topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série, en parallèle et à couplage croisé sont présentées dans les paragraphes suivants.

a) Résonateurs demi-onde couplés en série La Figure 1.12 présente la topologie de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série. Le couplage qui se fait au niveau des gaps entre deux résonateurs voisins est de nature capacitive. Les valeurs des longueurs de lignes et des susceptances sont données par la synthèse dans [13]. La taille et les faibles valeurs des capacités de couplage obtenues avec les gaps constituent la principale limitation de cette topologie. Citons quelques filtres à résonateurs couplés en série [8, 29–31]. L'introduction du couplage inductif dans [8] permet la suppression de la deuxième résonance.



Figure 1.12: Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en série.

b) 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. Cette disposition assure un plus fort couplage entre les résonateurs (Figure 1.13), et permet de concevoir des filtres possédant une bande passante plus large que celle de la topologie à lignes couplées en série.

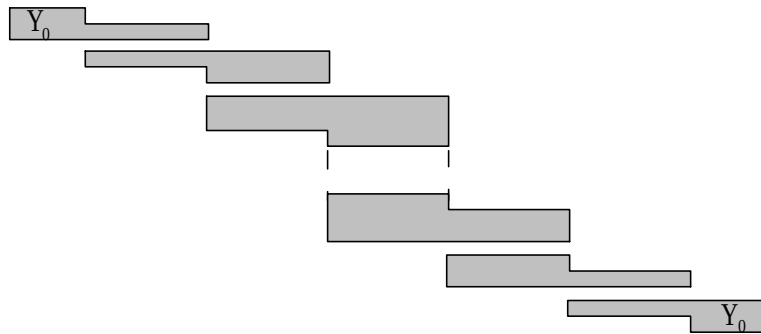


Figure 1.13: Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle.

Pour ce type de filtre, la fréquence centrale est fixée par la longueur des lignes alors que la bande passante est déterminée par le couplage inter-résonateurs. Les équations de

synthèse des paramètres géométriques de cette structure (gap entre les lignes et longueur et largeur des lignes) sont données dans [13, 32, 33].

Lorsque l'ordre du filtre augmente, l'encombrement du filtre devient important. En dépit de la facilité de l'implémentation de cette structure, le filtre souffre de lobes secondaires aux harmoniques de la fréquence centrale. La solution d'ajouter des filtres passe-bas additionnels en cascade n'est pas satisfaisante puisqu'elle augmente la surface du filtre et introduit des pertes d'insertion supplémentaires. Une modulation périodique sinusoïdale [34] et carrée [35] de la largeur des lignes couplées, peut être utilisée pour rejeter les harmoniques. L'addition de résonateurs en anneau circulaire CRSS à proximité des lignes couplées dans [36], démontre leur efficacité en terme de suppression du premier lobe secondaire et l'atténuation du second sans modification de la réponse dans la bande passante.

Dans le but de miniaturisation, Cristal et Frankel ont replié le résonateur en forme de « U ». Ces résonateurs, connus sous le nom de “Hairpin” [37] sont présentées sur la Figure 1.14. Plusieurs variantes de résonateurs Hairpin miniaturisés ont été proposées. Citons le résonateur chargé par une capacité CMS [38] ou interdigitée [39]. Des résonateurs couplés en parallèle capables de contrôler la suppression des lobes secondaires sont proposés dans [38, 40–42].

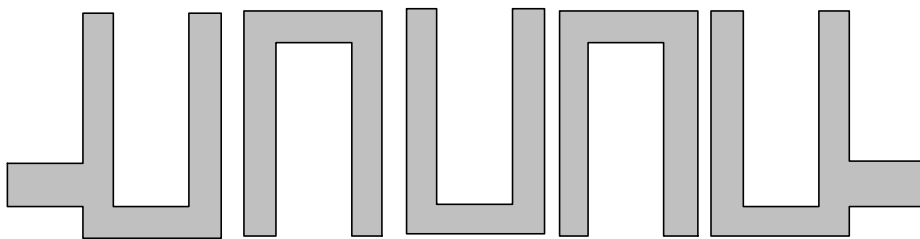


Figure 1.14: Layout d'un filtre à résonateurs en U couplés.

c) Résonateurs en anneaux à couplage croisé Les filtres à couplage croisé entre résonateurs (Figure 1.15) présentent une bonne sélectivité et de faibles pertes d'insertion dans la bande passante. En effet, le couplage croisé permet au signal d'avoir plusieurs chemins entre l'entrée et la sortie du système. Selon le déphasage entre les signaux, des zéros ou des pôles de transmission peuvent être créés. Le calcul de la matrice de couplage et des facteurs de qualité à partir de la fonction de filtrage a été largement utilisé pour

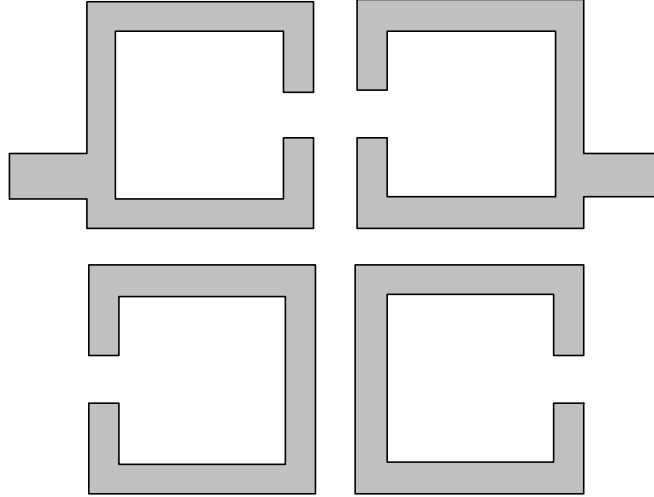


Figure 1.15: Layout d'un filtre à couplage croisé entre résonateurs.

la conception des filtres à résonateurs couplés [43–45]. Les méthodes de calcul rigoureuses des différents types de couplage (couplage capacitif, couplage inductif et couplage mixte) ont été développées pour des résonateurs en microruban dans [46, 47]. Des résonateurs en U [48] et des résonateurs miniaturisés [30, 31, 41, 49–51] sont proposés dans le double but de réduire l'encombrement et d'élargir la bande rejetée. Afin d'améliorer la sélectivité, des cascades de quatre résonateurs sont proposées dans [32, 48].

1.3.4.2 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 . Deux types de résonateurs seront décrits : les résonateurs en peigne et les résonateurs 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 la masse à l'autre extrémité par une capacité comme présenté sur la Figure 1.16. La présence des éléments capacitifs rend la longueur des lignes inférieure à $\lambda/4$. La seconde bande passante se trouve alors autour de la fréquence $2f_0$. Quand la valeur de la capacité de charge augmente, la longueur de la ligne diminue, entraînant donc un filtre plus compact avec une bande de réjection plus importante. Par exemple, si les lignes font $\lambda/8$, la deuxième bande passante aura lieu vers 4 fois la fréquence centrale de la bande passante souhaitée. En pratique, la longueur

minimale du résonateur est limitée par la dégradation du facteur de qualité non chargé et l'importance des valeurs des capacités nécessaires. Des résonateurs en peigne en U [52] et à saut d'impédance [53] ont été introduits pour réaliser des filtres Combline plus compacts.

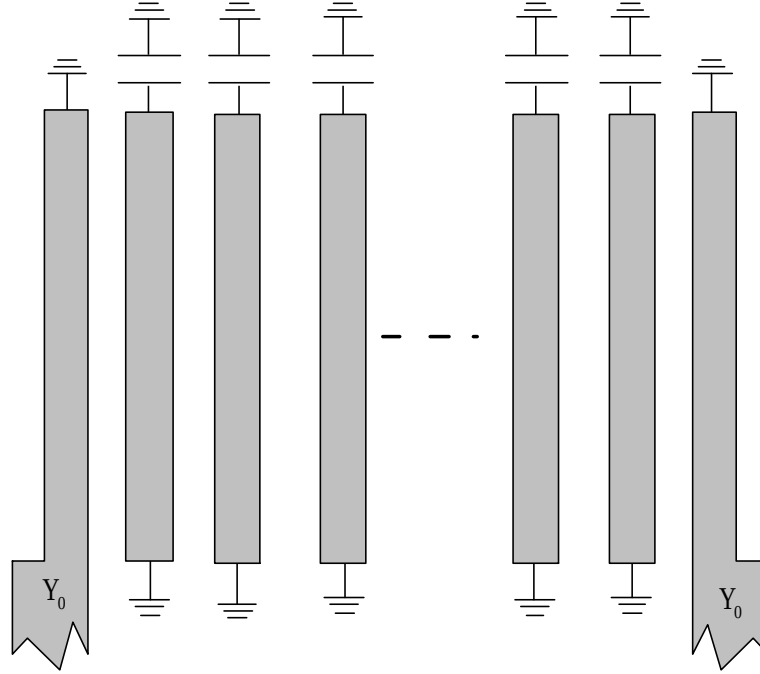


Figure 1.16: Layout d'un filtre combline.

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 comme le montre la Figure 1.17. Chacune de ces lignes quart d'onde court-circuitée à l'une de ses deux extrémités est en circuit ouvert à l'autre extrémité. La seconde plage de fréquence présentant une résonance se trouve alors autour de la fréquence $3f_0$. La réduction de l'encombrement est facilement acquise grâce à l'utilisation des résonateurs pseudo-interdigités en forme de U [32, 54].

1.3.4.3 Dual Behavior resonator

Le résonateur DBR (Dual Behavior Resonator) est basé sur l'association en parallèle de deux structures stop-bande différentes. Une simple réalisation consiste à charger une ligne de propagation par deux stubs parallèles en circuit ouvert. Le résonateur demi-onde créé par ces deux stubs permet d'obtenir une bande passante centrée à la fréquence

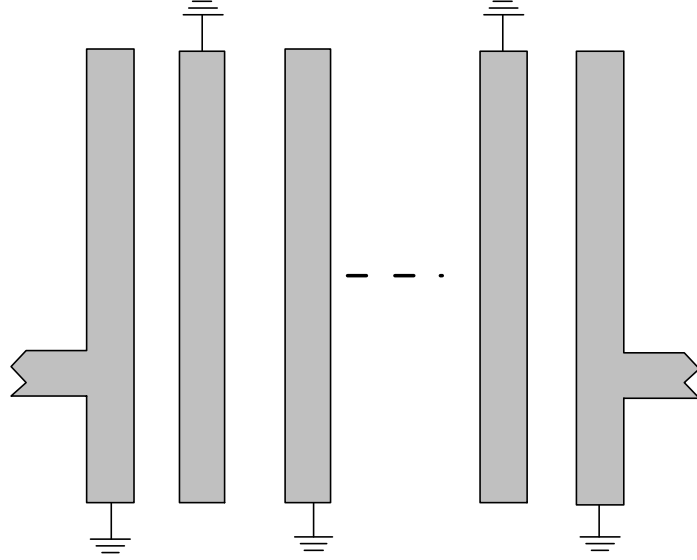


Figure 1.17: Layout d'un filtre à résonateurs interdigités.

fondamentale f_0 . La longueur des stubs étant différente, deux zéros de transmission seront définis à leur fréquence de résonance située de part et d'autre de f_0 . Ce résonateur a été introduit par Rizzi [2]. Ensuite, les équations de conception et de synthèse de ce type de filtre ont été développées au LEST [55]. L'originalité de ce filtre porte sur le contrôle indépendant de ses paramètres de réglage. Ce type de filtre offre l'avantage de la facilité de réalisation. Par contre, des lobes secondaires apparaissent aux différentes harmoniques. Les stubs à saut d'impédance ont également été utilisés pour rejeter ces lobes [55, 56]. La suppression des lobes secondaires par l'insertion d'une structure passe-bas dans le filtre passe-bande est proposée dans [57].

1.3.4.4 Dual mode Résonateurs

Les besoins croissants en terme de hautes performances des systèmes de communication par satellite nécessitent l'utilisation des résonateurs dual mode. Ces résonateurs autorisent la réalisation de filtres de réponse elliptique à bande passante relative inférieure à 1 %. Leur principal avantage repose sur leur configuration compacte et leur faible coût. Comme chaque résonateur est doublement accordé en fréquence, le nombre de résonateurs nécessaires pour réaliser un filtre de degré n est réduit de moitié. Le premier résonateur dual mode a été présenté par Wolff [58]. Plusieurs structures de résonateurs en microruban sous forme de patch en disque [59] ou carré [59] et d'anneau circulaire [59], en

carré [60] ont été étudiées. Dans chaque structure, une déformation est ajoutée en un point faisant un angle de 45° avec les axes de couplage du résonateur. Cette perturbation symétrique facilite le couplage entre les modes orthogonaux du résonateur (Figure 1.18). Des patches et des boucles triangulaires [61–63] et hexagonales [64] ont également été proposés. L'étude a montré que la dimension de la perturbation impose le type de la réponse, Tchebyshev ou elliptique [65]. Dans le but d'utiliser efficacement toute la surface du circuit, surtout pour les basses fréquences, des anneaux miniaturisés ont été proposés [10, 66–72].

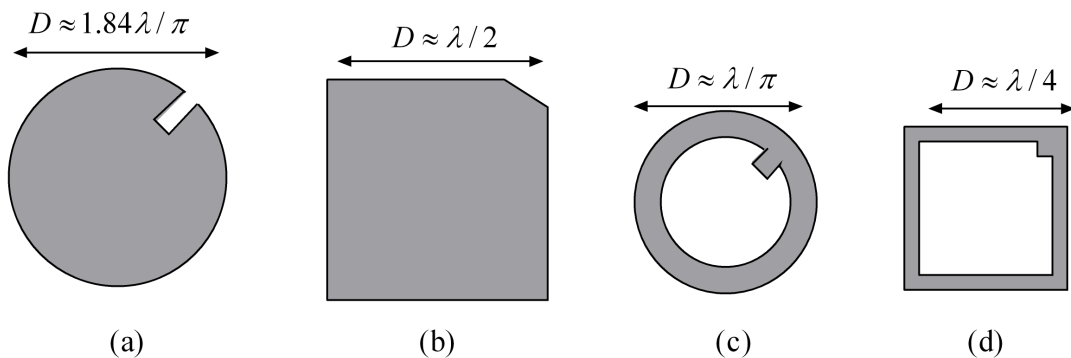


Figure 1.18: Résonateurs dual-mode en microruban (a) disque (b) patch carré (c) anneau circulaire (d) cadre carré.

1.3.5 Filtres à défaut de plan de masse

Les applications des défauts dans le plan de masse trouvent de nombreux avantages en terme de miniaturisation et rejet des lobes secondaires. Ils ont été intensivement utilisés dans la conception des filtres micro-ondes.

La perturbation de la distribution du courant dans le plan de masse causée par le défaut modifie les caractéristiques de la ligne de transmission. Ces éléments, équivalents à des résonateurs, imposent des zéros de transmission, d'où leurs propriétés de sélectivité des fréquences. La relation entre la position des zéros et la forme du défaut a été étudiée dans [73].

Différentes géométries de défaut sont proposées. Citons les trous circulaires [16, 74–78] (Figure 1.19), carrés [14, 79, 80] et des fentes rectangulaires [21, 81, 82]. Insérées dans un filtre passe-bas à stubs, les fentes rectangulaires augmentent la bande de réjection du passe-bas [21].

D'autres structures ont été étudiées [73, 83–87] (Figure 1.20). Afin d'augmenter les

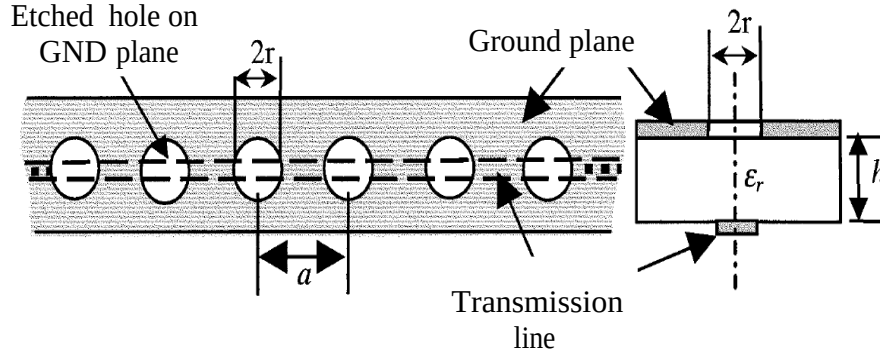


Figure 1.19: Schéma de la structure étudiée dans [78].

degrés de liberté, d'élargir la bande de rejection et de miniaturiser le filtre, des défauts plus complexes en forme de spirale [88], de double "U" [89], des anneaux CRSS [90, 91] et boucle à onde lente [92] ont été conçus. D'autres défauts plus complexes en 2D gravés dans le plan de masse ont également été proposés dans [90, 93, 94].

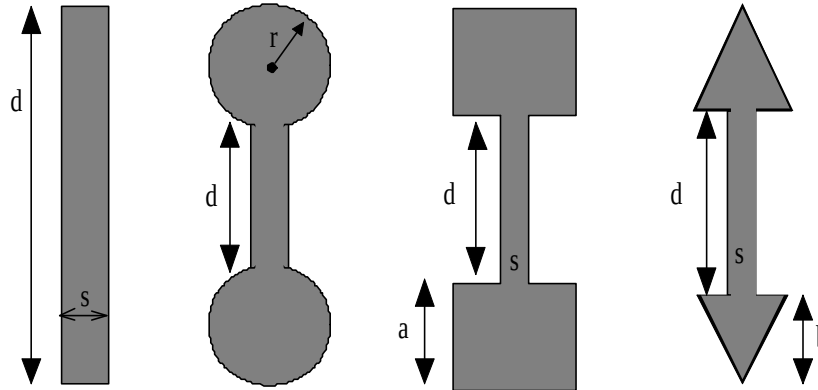


Figure 1.20: Formes géométriques des défauts étudiées dans [73].

Ces défauts ont été reportés sur de nombreux filtres en technologie microruban [14, 16, 73–78, 81–90, 90–94] et quelques filtres en technologie CPW [79, 80].

1.3.6 Structures à Bande Interdite Électromagnétique (BIE)

Les structures à bandes interdites photoniques ont été introduites en 1987 par Yablonovitch par analogie aux structures cristallines et leur bande électronique interdite [95]. Ces structures ont été transposées dans le domaine des radiofréquences sous le nom de structures à bande interdite électromagnétique (BIE). Il s'agit de lignes de transmission

périodiquement chargées par un élément réactif. La présence de ces éléments réactifs explique la succession des bandes de fréquence permises et interdites dans la réponse spectrale ; d'où leurs propriétés intéressantes de filtrage. Ces lignes possèdent également la propriété de propagation d'une onde lente, qui assure une meilleure compacité [2,33,96].

Les lignes de propagation périodiques non uniformes sont largement utilisées pour différents dispositifs comme les adaptateurs d'impédance, les résonateurs, les coupleurs et les filtres. La géométrie de ces lignes périodiquement modulées réduit les problèmes de discontinuités des filtres à saut brusque d'impédance [34,97,98]. Les lignes périodiques en CPW ont également été introduites et leurs propriétés ont été étudiées dans [11,99].

Les structures périodiques ont été appliquées à des passe-bas à saut d'impédance [6,7,14,16–19] (Figure 1.21 (a)), des filtres passe-bande à stubs [27], à des filtres à défaut de plan de masse [18,74–80,84,90,91,94,100] et à résonateurs couplés [34–36,76,94] (Figure 1.21 (b)). Elles ont également été utilisées pour la synthèse d'un filtre passe-bande par la combinaison d'un passe-bas et d'un passe-haut [101]. La présence des bandes interdites dans la réponse de ces structures assure une large bande de rejection jusqu'à 8, voire 10 fois la fréquence de travail. Le phénomène d'onde lente permet de réduire l'encombrement des filtres étudiés.

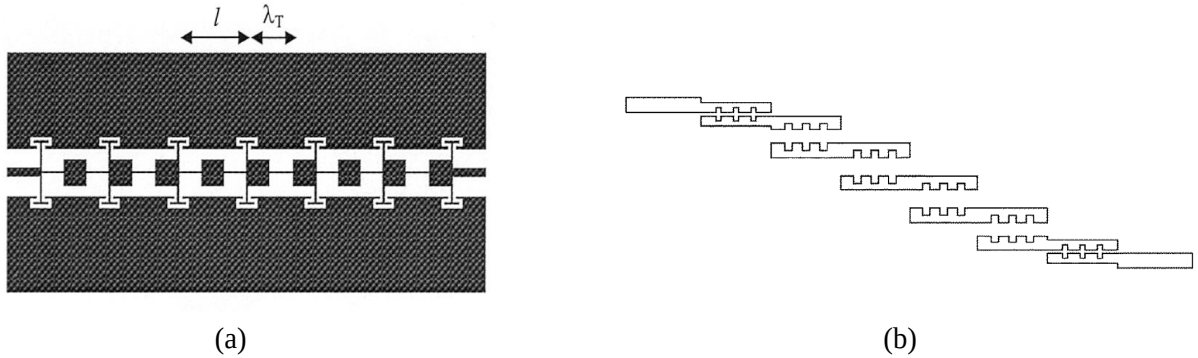


Figure 1.21: Filtres à structures périodiques (a) passe-bas à saut d'impédance [18] (b) passe-bande à résonateurs couplés [76].

La rupture de la périodicité (ou “tapérisation”) est utilisée pour supprimer l'ondulation dans la bande passante et élargir la bande de rejection des filtres. Une structure tapérisée de résonateurs à saut d'impédance dans le plan de masse a été introduite dans [100]. La caractérisation de cette structure démontre les qualités de la taperisation en terme de rejet de lobes secondaires. Karmakar a étudié dans [78] la tapérisation des trous et des anneaux

circulaires gravés dans le plan de masse suivant la fonction binomiale et la fonction de Tchebysheff. L'étude a montré que la tapérisation permet de supprimer les ondulations et de rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences des filtres passe-bas à défaut de plan de masse. D'Orazio a étudié la loi de Kaiser appliquée au rayon des cercles gravés dans le plan de masse. Cette loi s'avère plus intéressante en terme de performances électriques que les lois de Barlett, de Hanning, et de Hamming [75, 77]. La distribution de Kaiser a été utilisée plus tard par Karim, pour améliorer les performances du filtre passe-bas à saut d'impédance [80]. Le même principe a été reporté sur des passe-bas à défaut de plan de masse [16, 87].

Dans le Chapitre 3, le filtre passe-bas présenté utilise le principe des structures périodiques avec tapérisation.

Nous avons présenté dans ce paragraphe, les topologies classiques des filtres passe-bas et passe-bande. Avec l'émergence des nouvelles technologies comme l'Ultra Large bande, de nouvelles topologies de filtres sont apparues. Le paragraphe qui suit comprend la définition de l'Ultra Large bande et présente les principales topologies des filtres passe-bandes planaires.

1.3.7 Topologies des filtres à Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande a été fortement mise en lumière ces dernières années (en particulier depuis 2002) et plusieurs domaines d'application de ce type de systèmes de communications sont actuellement envisagés.

1.3.7.1 Définition

Au cours de sa brève histoire, l'Ultra Large Bande a d'abord eu une première définition donnée par Taylor. Selon lui, le terme ultra large bande désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative est supérieure ou égale à 25%.

La Commission Fédérale de Communications (FCC) a ensuite défini le signal Ultra Large bande comme un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20 % de sa fréquence centrale. La bande principale prévue pour l'ULB se situe entre 3,1 GHz et 10,6 GHz. Cette bande d'environ 7 GHz de large pourrait donc éventuellement

être décomposée en 14 sous “canaux” de 500 MHz. Un système de communication utilisant la totalité de la bande, ou un ensemble des sous canaux de 500 MHz ou même un seul canal de 500 MHz sera donc considéré comme un système ULB, à condition qu’il respecte les contraintes réglementaires de mise en service.

1.3.7.2 Réalisation

Les filtres à stub présentés dans le paragraphe 1.3.3 ont été utilisés pour concevoir des filtres à large bande passante [24–27].

Les résonateurs couplés ne permettent pas de concevoir des filtres à bande passante supérieure à 20%. En effet, pour une structure à lignes couplées, un fort couplage est nécessaire pour assurer une large bande passante. Les contraintes de fabrication imposent une largeur de gap minimale et limitent la réalisation d’un couplage élevé. Le couplage peut être renforcé de sorte que la bande passante relative soit de l’ordre de 40% à 70% avec une structure à 3 lignes couplées [28]. Récemment, de nouvelles formules de synthèse de filtres passe-bande à ligne couplées à bande passante de l’ordre de 50 % ont été proposées dans [102]. Un renforcement du couplage capacitif des lignes en technologie microruban se fait aussi en ajoutant des défauts dans le plan de masse au niveau des rubans couplés [103–105]. Ce motif est équivalent à un inverseur d’impédance et la bande passante du filtre à multilignes couplées présente une réduction de 70 %. Un filtre ULB construit avec une technologie microruban sur substrat à pertes absorbant le signal en hautes fréquences est présenté dans [106], avec des performances cependant médiocres. Les mesures montrent de fortes pertes d’insertion de 6 dB dans la bande passante et des pertes par réflexion supérieures à 4,5 dB en dehors de la bande passante.

Formé par un résonateur à saut d’impédance ou à modes multiples MMR et des lignes couplées de longueur $\lambda/4$, un filtre ULB est conçu avec une bande passante de 113 % [107]. L’association du résonateur MMR à des lignes couplées chargées capacitivement a démontré sa capacité de suppression de la première bande passante indésirable et d’amélioration des pertes d’insertion [108]. Un filtre ULB à 5 pôles conçu avec un résonateur multi-mode CPW court-circuité, montre de bonnes performances en terme de pertes d’insertion et temps de groupe [109]. Un résonateur MMR chargé par des stubs montre son intérêt du fait de l’effet d’onde lente dans [110] (Figure 1.22 (a)).

Un résonateur en anneau de longueur λ à la fréquence centrale, chargé par un stub en circuit ouvert, est étudié dans [111]. Il présente une bande passante de 92%. Ce filtre présente de faibles pertes d'insertion mais souffre d'une faible sélectivité. L'accordabilité de ce filtre est assurée par l'insertion d'un varactor à l'extrémité du stub [112]. Une paire de stubs court-circuités peut être ajoutée au résonateur en anneaux pour miniaturiser le filtre [113].

Une structure hybride microruban-CPW a été utilisée pour concevoir un filtre à ULB avec 1, 2 et 3 sections [114, 115]. La section de base est constituée par deux lignes microruban séparées par un gap et couplées à travers le substrat à une ligne CPW en circuit ouvert. Dans [116, 117](Figure 1.22 (b)), les pertes par réflexion dans la bande passante sont améliorées en remplaçant la ligne CPW par un résonateur multimode. Ce type de transition a été modélisée par des éléments localisés pour concevoir le filtre passe-haut, essentiel pour le développement du passe-bande [118]. Des stubs court-circuités sont également ajoutés pour introduire des zéros de transmission qui garantissent une bonne sélectivité et une meilleure réjection. Une bande de rejection plus large est obtenue par la structure duale : transition CPW/ microruban [119]. Un filtre compact utilisant un résonateur CPW quart-d'onde couplé à deux stubs en circuit ouvert en microruban est publié dans [120].

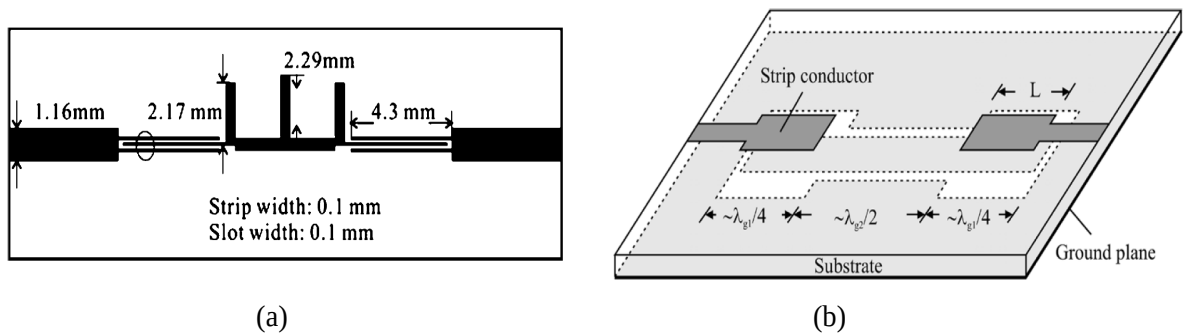


Figure 1.22: Layout de filtres UWB (a) Résonateur MMR [110] (b) Transition Microruban/CPW [117].

La méthode la plus simple de la synthèse d'un filtre passe-bande ULB est la combinaison d'un passe-bas et d'un passe-haut. Le réglage des fréquences de coupure se fait indépendamment [101]. Une méthode analytique de synthèse de ce type de filtre, basée sur un algorithme itératif pour une réponse de Butterworth et de Tchebysheff a été dé-

veloppée dans [121]. Un filtre passe-bas à saut d'impédance et un passe-haut à stub en $\lambda/4$ sont combinés pour former des filtres ULB en microruban [1]. L'étude montre que l'insertion du passe-bas dans le passe-haut assure une plus large bande passante et une meilleure compacité que la cascade directe des deux filtres. En technologie stripline [122], les filtres passe-bandes gardent les mêmes performances.

1.4 Miniaturisation

Pour les applications où la réduction de taille est critique, des filtres plus compacts doivent être développés. Cependant, une miniaturisation des filtres entraîne généralement des pertes d'insertion croissantes et des performances réduites. La miniaturisation des filtres planaires peut être obtenue grâce à l'utilisation de substrats à constante diélectrique élevée ou l'insertion d'éléments localisés, mais une modification de la géométrie est souvent nécessaire. De nombreuses configurations de filtres ont été proposées dans la littérature. Ce paragraphe présente les concepts principaux de filtres miniaturisés :

- géométrie de lignes repliées
- résonateurs à saut d'impédance
- lignes à onde lente.

1.4.1 Géométrie

Dans le but d'utiliser efficacement toute la surface du circuit, surtout pour les basses fréquences, les concepteurs de filtres ont cherché à replier les lignes de transmission. Des stubs en parallèle et en série en CPW miniaturisés sont proposés dans [23, 123] pour la miniaturisation des filtres à stubs. Des filtres à stubs en microruban plus compacts sont obtenus avec des lignes repliées et des stubs court-circuités tordus reliés à la masse par un via commun [24, 26] (Figure 1.23 (a)).

Les résonateurs “Hairpin” ont été introduits par Cristal et Frankel en 1972 afin de répondre aux besoins croissants des systèmes en terme de réduction de taille et de poids. Ces résonateurs offrent à la fois les qualités de simplicité, de flexibilité et de miniaturisation. Plus tard, Sagawa a démontré qu'avec des résonateurs “Hairpin” miniaturisés, la taille d'un filtre à 3 résonateurs couplés en série est réduite de moitié [38]. Il s'agit d'un résonateur à lignes parallèlement couplées aux extrémités du résonateur. Hong et Lancaster

ont combiné les résonateurs en U et les filtres à résonateurs interdigités pour réaliser des filtres pseudo-interdigités [54]. Toujours dans le but de miniaturisation, les résonateurs en U ont été introduits sur des filtres à résonateurs à couplage croisé [48] (Figure 1.23 (b)) et sur les filtres Combliné [52].

La miniaturisation des filtres à résonateurs couplés en série est acquise par le repliement en U de la ligne inductive dans [8]. Un filtre passe-bas à saut d'impédance replié en U est également proposé dans [16].

La taille d'un filtre à 4 résonateurs à couplage croisé est réduite à $\lambda/4 * \lambda/4$ [49] (Figure 1.23 (c)) et celle du DMR est réduite de 80 % par l'intermédiaire de l'introduction d'un résonateur miniaturisé [66].

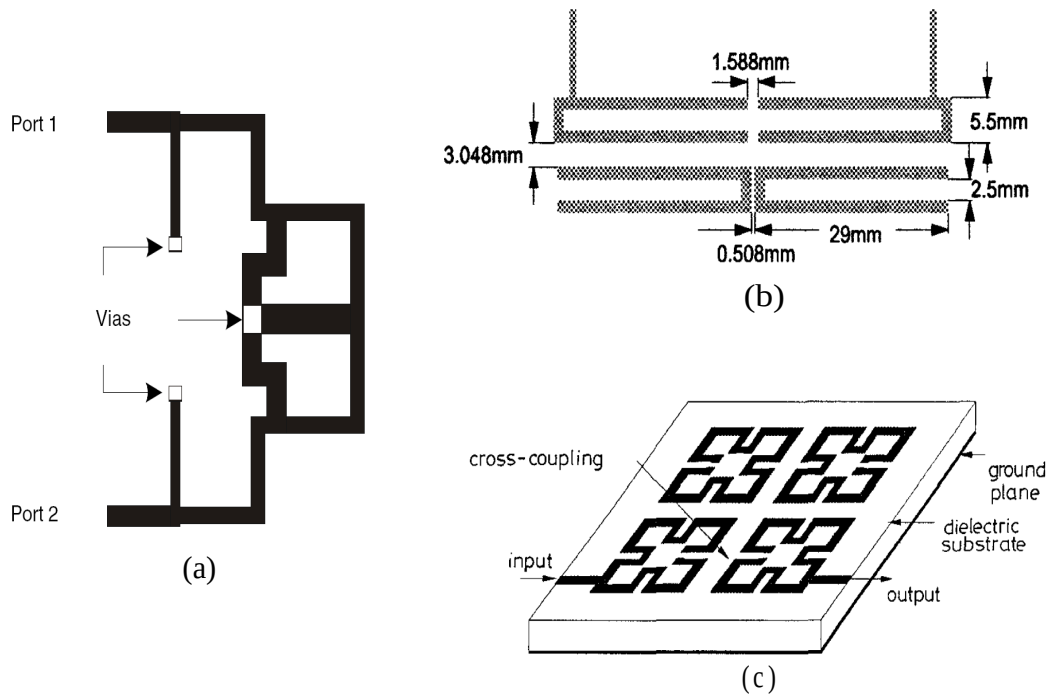


Figure 1.23: Layout de filtres miniaturisés. (a) Passe-bande à stub [26]. (b) Résonateurs repliés en U [48] (c) Résonateurs miniaturisés [49].

1.4.2 Structures à onde lente

En général, la taille des filtres micro-ondes est proportionnelle à la longueur d'onde définie à la fréquence de travail. Comme la longueur d'onde est proportionnelle à la vitesse de propagation v_p , la réduction de v_p obtenue par des lignes à onde lente aboutit à des filtres plus compacts. L'introduction des lignes à onde lente permet non seulement de

miniaturiser le filtre mais également parfois de rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences. les structures à onde lente les plus répandues sont les résonateurs à saut d'impédance (SIR) et les lignes chargées capacitivement.

1.4.2.1 Résonateur à saut d'impédance

La structure d'un résonateur SIR conventionnel est donnée sur la Figure 1.24 (a). Le circuit électrique équivalent se compose d'une ligne de transmission chargée par des capacités en ses extrémités (Figure 1.24 (b)). Alors qu'une ligne non chargée résonne à la fréquence pour laquelle sa longueur fait $\lambda/2$, le circuit de la Figure 1.24 (b) résonne pour des fréquences plus faibles. L'étude de cette structure montre que la fréquence de résonance et la vitesse de propagation diminuent lorsque la capacité de charge augmente. Le résonateur SIR est ainsi plus compact que le résonateur à impédance caractéristique constante.

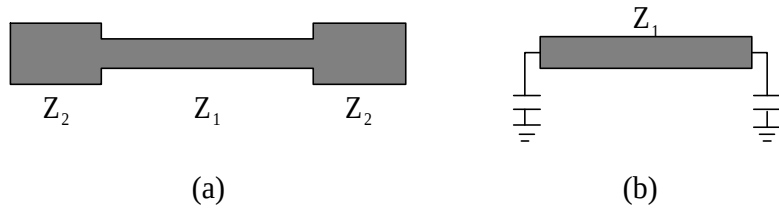


Figure 1.24: Résonateur à saut d'impédance (a) Layout (b) Circuit électrique équivalent.

De plus, l'introduction des stubs à saut d'impédance produit des zéros de transmissions supplémentaires et augmente la sélectivité, comme démontré dans [25], ce qui contribue à élargir la bande de réjection des filtres. En effet, le rapport de la fréquence de la deuxième résonance et de la fréquence du fondamental est plus élevé dans le cas d'une ligne chargée. Les lobes secondaires sont rejetés vers les hautes fréquences [32]. Les caractéristiques de facteur de qualité élevé, de meilleures performances électriques et de compacité des résonateurs SIR de longueur $\lambda/4$, $\lambda/2$ et λ sont étudiées dans [124]. Introduits en 1979 par Makimoto dans des filtres combline [53], les résonateurs SIR ont été transposés aux autres filtres passe-bandes. Citons les filtres à résonateurs couplés en série [29–31, 38], en parallèle [40–42] et à couplage croisé [31, 32, 41, 50] (Figure 1.25) et le Dual behavior resonator [56].



Figure 1.25: Layout de filtres à résonateurs à saut d'impédance présentés dans [32].

1.4.2.2 Ligne capacitivement chargée

Sur le même principe que les résonateurs SIR, les extrémités basse impédance du résonateur SIR peuvent être remplacées par une capacité discrète dans le but de réduire la taille des filtres planaires et d'améliorer leur réponse large bande. Une ligne chargée par une capacité est également une ligne à onde lente. Cette capacité peut être une capacité CMS, une capacité interdigitée ou une capacité patch.

En basse fréquence, les capacités CMS sont plus compactes que les éléments répartis. Ces capacités ont été utilisées pour réduire la taille d'un résonateur en U [38, 39] et de 67 % celle du résonateur à mode double en anneau [10]. Idéalement, les éléments localisés ne possèdent pas de remontées parasites mais souffrent de pertes d'insertion plus élevées. D'où l'avantage de l'insertion des capacités CMS pour élargir la bande de rejection des filtres passe-bas à saut d'impédance [6, 7]. La capacité CMS utilisée dans [9] produit des zéros de transmission assurant ainsi une meilleure sélectivité.

Dans [70], le renforcement du couplage capacitif entre les stubs réduit la taille du filtre grâce à l'effet d'onde lente et a l'avantage d'éloigner les fréquences de résonances du résonateur à mode double. Des stubs à onde lente sont introduits pour réduire la taille du filtre en CPW de 60% dans [28]. De la même manière, le résonateur à modes multiples est miniaturisé par l'insertion de capacités patch au niveau de ses angles droits [72]. En effet, les capacités patch insérées dans les filtres à stubs démontrent les mêmes qualités que les capacités CMS. Les capacités sont alors localisées au niveau des stubs du passe-bas [22] ou au niveau de la ligne principale du passe-bande [27].

Les capacités interdigitées sont également utilisées pour miniaturiser les résonateurs hairpin [39], des résonateurs DMR [71], les filtres à résonateurs couplés en série [8] et des passe-bas à saut d'impédance [15].

1.5 Conclusion

Après une présentation générale du principe de conception d'un filtre micro-onde, nous avons décrit une grande variété de technologies de filtres planaires. Par rapport aux technologies volumiques, les structures planaires sont plus avantageuses en terme de taille, de coût, d'intégration et de flexibilité. Nous avons également présenté les différentes topologies planaires de filtres passe-bas et passe-bande, et nous nous sommes intéressés à l'étude des techniques de miniaturisation et de rejet des lobes secondaires. En effet, les nouvelles normes sur la réglementation des télécommunications, plus sévères en terme de performances électriques, et la course à l'intégration rendent nécessaire le développement de nouvelles technologies. C'est dans ce cadre que nos travaux de recherche s'inscrivent. L'amélioration de la sélectivité et de la planéité, le rejet des lobes secondaires ainsi que le souci de miniaturisation, sont les points critiques auxquels le concepteur est aujourd'hui confronté.

Chapitre 2

Filtres passe-bas à structure périodique

Dans ce chapitre, une topologie de filtre passe-bas à structure périodique est présentée. Cette structure consiste en une ligne de transmission chargée périodiquement par des capacités. Des prototypes de filtres sont réalisés en technologie hybride : capacités CMS localisées et lignes de transmission en technologie CPW. L'étude des structures périodiques met en évidence la présence de bandes permises et de bandes interdites dans la réponse fréquentielle, d'où leurs propriétés intéressantes de filtrage [2, 11, 125]. La mauvaise adaptation des structures périodiques est améliorée par l'addition de cellules de tapérisation à l'entrée et à la sortie de la structure [13]. Ces cellules agissent comme des adaptateurs d'impédance de la structure périodique.

Dans ce chapitre, le paragraphe 2.1 concerne l'étude théorique de la structure périodique basée sur le calcul de la matrice ABCD de la cellule élémentaire. La constante de propagation et l'impédance caractéristique, dérivées de la matrice ABCD, expliquent la présence des bandes interdites dans la réponse de la structure. Le phénomène d'onde lente qui caractérise les structures périodiques et permet de réduire l'encombrement est également mis en évidence.

Le paragraphe 2.2 présente la méthode de conception des filtres passe-bas à structures périodiques. Les critères de conception qui fixent la fréquence de coupure du passe-bas et l'adaptation dans la bande passante sont explicités. L'intérêt de la technique de tapérisation est également prouvé. Enfin, une comparaison avec un filtre de Tchebycheff à éléments localisés montre que les structures périodiques offrent des performances très proches avec l'intérêt de pouvoir utiliser des valeurs normalisées de capacités.

Ensuite dans le paragraphe 2.3, la sensibilité des filtres via différents paramètres comme

la valeur de l'impédance caractéristique, la longueur électrique et les capacités de charge est étudiée avec une analyse de Monte Carlo. L'influence des pertes du substrat et des capacités y est également étudiée.

Les paragraphes 2.4 et 2.5 présentent respectivement les résultats expérimentaux de filtres passe-bas réalisés en technologie CPW autour de 1 GHz et 10 GHz.

2.1 Etude théorique de la structure périodique

L'étude théorique de la cellule élémentaire de la structure périodique permet de retrouver les caractéristiques de bande interdite et de bande permise et la propriété d'onde lente des structures à bande interdite électromagnétique. Le calcul de la matrice ABCD est simplifié par l'adoption du modèle de ligne sans pertes, tout à fait pertinent pour notre étude.

2.1.1 Topologie du filtre passe-bas

La topologie de la structure du passe-bas étudié est présentée sur la Figure 2.1. Un filtre passe-bas de n cellules se compose de $n - 2$ cellules centrales identiques et de deux cellules latérales de tapérisation dont le rôle est d'améliorer l'adaptation dans la bande passante. Toutes les structures ont la même topologie. La différence entre les cellules provient des valeurs différentes des longueurs de lignes ($\theta_{tap} \neq \theta$) et de la capacité de charge ($C_{tap} \neq C_p$).

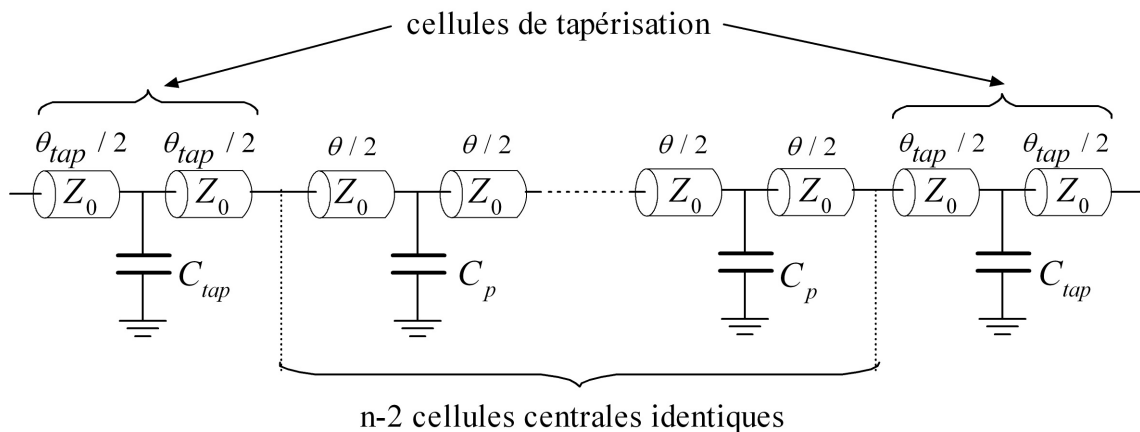


Figure 2.1: Circuit électrique équivalent de la topologie étudiée.

L'analyse de cette structure peut être simplifiée en considérant la structure de la

ligne d'impédance Z_0 chargée périodiquement par n capacités identiques. L'étude de la dispersion fréquentielle des paramètres de propagation d'une structure périodique de n cellules peut être déduite de celle d'une cellule unique grâce au théorème de Floquet. Dans les paragraphes suivants, l'étude de la cellule élémentaire est menée.

2.1.2 Cellule élémentaire

Le circuit électrique de la cellule élémentaire de la structure périodique étudiée se compose d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 , de longueur θ_B à la fréquence de Bragg f_B , chargée en son milieu par une capacité parallèle C_p . Le circuit électrique est donné par la Figure 2.2. A la fréquence f , la longueur électrique θ de la ligne de longueur physique d est donnée par :

$$\theta = \theta_B \frac{f}{f_B} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} d, \quad (2.1)$$

où ϵ_{eff} est la permittivité effective de la ligne et c la célérité de la lumière dans le vide. Les pertes de la ligne et de la capacité sont négligées pour simplifier l'étude de la cellule élémentaire. La prise en compte des pertes augmente uniquement les pertes d'insertion dans la bande passante, sans modifier la réponse du filtre en terme de fréquence de coupure et de pente de réjection.

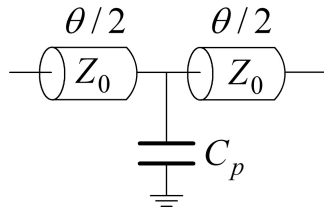


Figure 2.2: Schéma d'une cellule élémentaire.

2.1.3 Calcul de la matrice de transfert de la cellule élémentaire

Les circuits micro-ondes sont formés en général par une cascade d'éléments simples. L'étude d'un circuit complexe est souvent basée sur le calcul de la matrice ABCD qui présente le principal avantage de cascabilité.

La matrice ABCD d'un quadripôle représenté sur la Figure 2.3, relie les courants et les tensions des ondes incidentes et émergentes par la relation :

$$\begin{pmatrix} \overline{V}_1 \\ \overline{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \overline{V}_2 \\ \overline{I}_2 \end{pmatrix}. \quad (2.2)$$

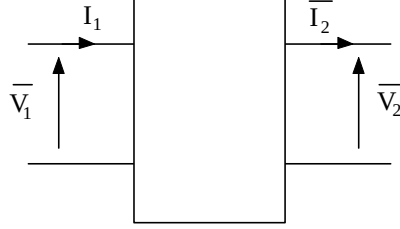


Figure 2.3: Quadripôle.

L'étude de la cellule de base de la Figure 2.2 repose sur le calcul de la matrice ABCD de laquelle se déduit l'expression de la constante de propagation et l'impédance caractéristique d'une ligne artificielle équivalente à une succession de cellules élémentaires. La matrice ABCD cascable de la cellule élémentaire est calculée par le produit des matrices de chacun des trois éléments :

$$T_L = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & jZ_0 \sin(\theta) \\ j \sin(\theta)/Z_0 & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jC_p \omega & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & jZ_0 \sin(\theta) \\ j \sin(\theta)/Z_0 & \cos(\theta) \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Après développement, les éléments de la matrice T_L sont donnés par :

$$A_L = D_L = \cos(\theta) - Z_0 C_p \pi f \sin(\theta) \quad (2.4)$$

$$B_L = j (Z_0 \sin(\theta) - Z_0^2 C_p \pi f (1 - \cos(\theta))) \quad (2.5)$$

$$C_L = j (\sin(\theta)/Z_0 + C_p \pi f (1 + \cos(\theta))). \quad (2.6)$$

Les expressions de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique sont facilement calculées dans les paragraphes 1.1.4 et 1.1.5, à partir des expressions des éléments de la matrice ABCD.

2.1.4 Calcul de la constante de propagation de la ligne équivalente à la cellule élémentaire

La cellule élémentaire peut être assimilée à un tronçon de ligne équivalente d'impédance caractéristique Z_L et de longueur électrique θ_L , ayant la même matrice de transfert T_L . La matrice de transfert de ce tronçon de ligne s'écrit comme :

$$T_L = \begin{pmatrix} \cos(\theta_L) & jZ_L \sin(\theta_L) \\ j \sin(\theta_L)/Z_L & \cos(\theta_L) \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

En établissant l'équivalence avec l'équation 2.4, nous pouvons écrire :

$$A_L = \cos(\theta_L) = \cos(\theta) - Z_0 C_p \pi f \sin(\theta). \quad (2.8)$$

Deux cas sont donc à étudier :

Cas 1 : Le module de A_L est inférieur à 1 :

$$|A_L| = |\cos(\theta_L)| = |\cos(\theta) - Z_0 C_p \pi f \sin(\theta)| < 1. \quad (2.9)$$

Ce cas correspond à un exposant de propagation imaginaire pur $\gamma_L = j\beta_L$. L'onde se propage alors sans pertes dans la structure périodique et définit la bande permise de la structure.

Cas 2 : $\alpha_L \neq 0$, $\beta_L = 0$. Le module de A_L est supérieur à 1 :

$$|A_L| = |\cos(\theta_L)| = |\cos(\theta) - Z_0 C_p \pi f \sin(\theta)| > 1. \quad (2.10)$$

Dans ce cas, l'exposant de propagation est réel pur $\gamma_L = \alpha_L$. L'onde ne peut pas se propager dans la structure, ce qui définit la bande interdite de la structure. Puisque la ligne est sans pertes, la puissance n'est pas dissipée mais elle est réfléchiée à l'entrée de la ligne.

Donc les solutions de l'équation $|A_L| = 1$, constituent les fréquences de transition entre les bandes permises et les bandes interdites de la structure périodique.

La Figure 2.4 représente l'évolution du coefficient A_L de la matrice de transfert en fonction de la fréquence normalisée f/f_B pour une ligne d'impédance caractéristique $Z_0=170 \Omega$ de longueur $\theta_B=38^\circ$ chargée par une capacité C_p de susceptance normalisée $y_C = Z_0 C_p \omega = 6,05$ à la fréquence de Bragg ($C_p=5,66$ pF pour une fréquence de Bragg f_B égale à 1 GHz). Une impédance caractéristique de 170Ω correspond approximativement à l'impédance caractéristique maximum réalisable en technologie CPW, pour un substrat de permittivité comprise entre 3 et 6 environ.

La Figure 2.4 explique le phénomène des bandes interdites lié aux structures périodiques. On trouve une alternance de bandes de fréquence où la propagation est possible lorsque $A_L = \cos(\theta_L) \in [-1, 1]$ et des bandes où la propagation est impossible lorsque $A_L = \cos(\theta_L) \notin [-1, 1]$.

Pour cet exemple, la première bande permise s'étend jusqu'à la première fréquence de Bragg f_B alors que la deuxième plus étroite est comprise entre $4,7f_B$ et $5f_B$. Ce résultat

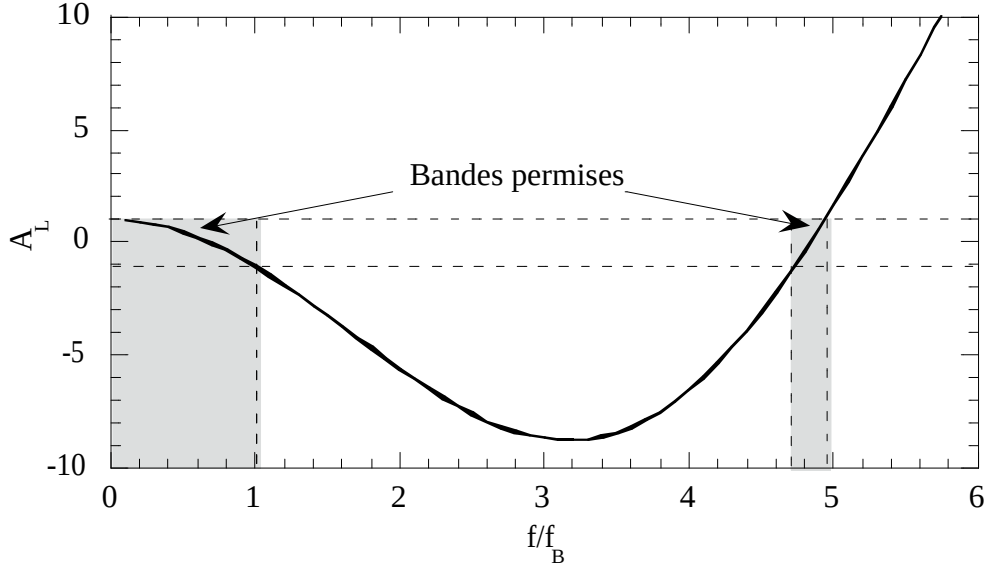


Figure 2.4: Evolution du coefficient A_L d'une cellule élémentaire composée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_0=170 \, \Omega$ de longueur $\theta_B=38^\circ$ chargée par une capacité de susceptance normalisée $y_C=6,05$ en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence de Bragg.

montre que les remontées parasites sont naturellement repoussées à cinq fois la fréquence de coupure.

A l'intérieur des bandes permises, la vitesse de propagation est définie puisque $A_L = \cos(\theta_L) \in [-1, 1]$. La Figure 2.5 représente l'évolution de la constante de phase et de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence, avec l'alternance des bandes permises (où la constante de phase est définie et la constante d'atténuation est nulle) et des bandes interdites.

2.1.5 Calcul de l'impédance caractéristique équivalente de la cellule élémentaire

L'impédance caractéristique équivalente de la structure permet également d'expliquer la présence des bandes permises et des bandes interdites dans la réponse fréquentielle. L'expression de l'impédance caractéristique Z_L est déterminée à partir des coefficients de la matrice ABCD :

$$Z_L = \sqrt{\frac{B_L}{C_L}} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - Z_0 C_p \pi f \tan(\theta/2)}{1 + Z_0 C_p \pi f \cot(\theta/2)}}. \quad (2.11)$$

La Figure 2.6 représente l'évolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique équivalente Z_L pour le même exemple numérique que précédemment. On

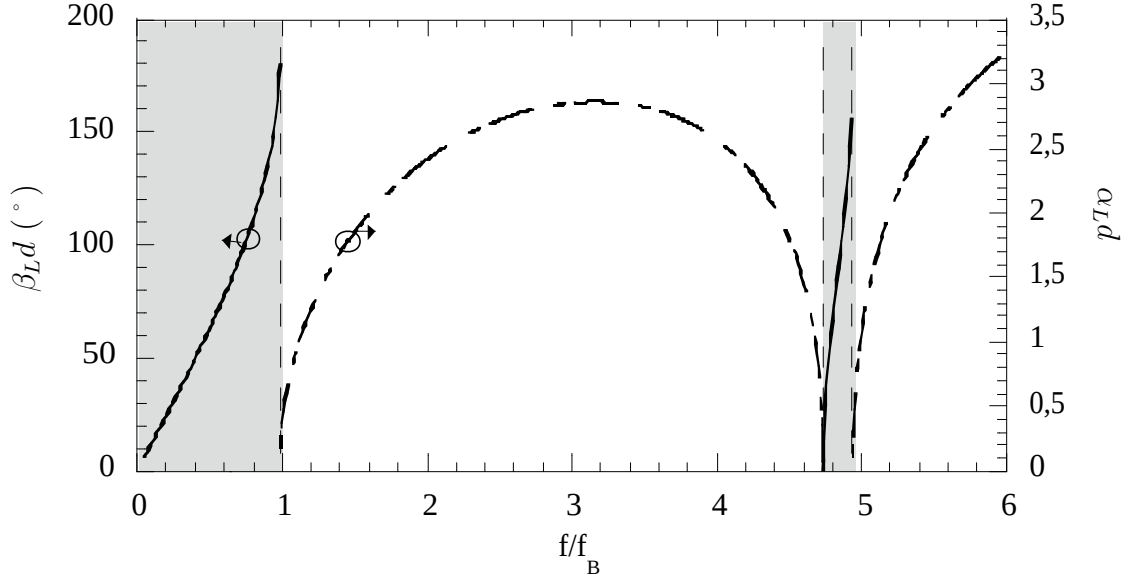


Figure 2.5: Evolution du coefficient A_L d'une cellule élémentaire composée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_0=170 \Omega$ de longueur $\theta_B=38^\circ$ chargée par une capacité de susceptance normalisée $y_C=6,05$ en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence de Bragg.

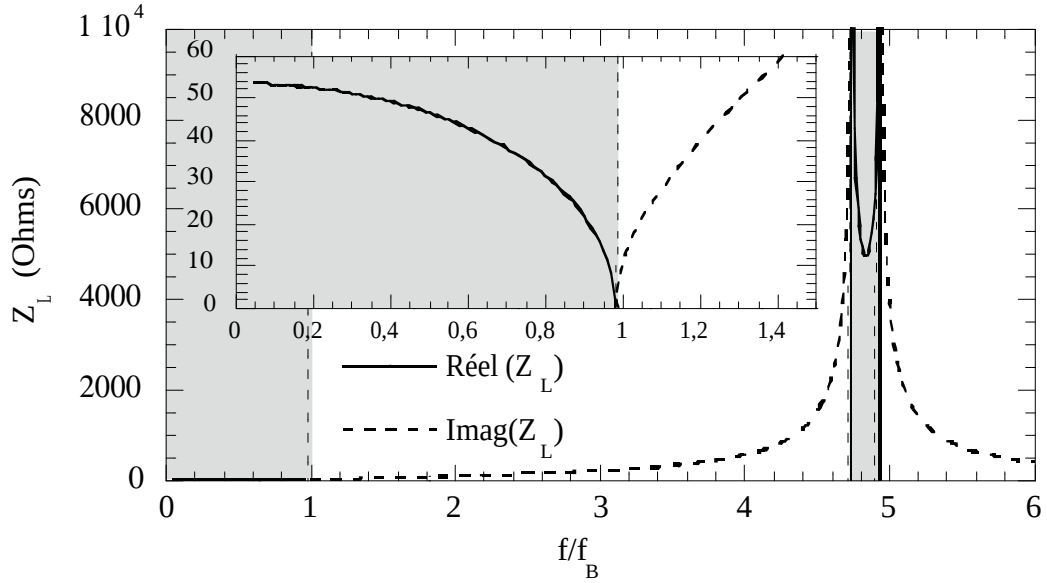


Figure 2.6: Evolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique équivalente Z_L d'une cellule élémentaire composée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_0=170 \Omega$ de longueur $\theta_B=38^\circ$ chargée par une capacité de susceptance normalisée $y_C=6,05$ en fonction de la fréquence normalisée.

voit sur le “zoom” que l'impédance caractéristique de la ligne chargée s'annule pour la fréquence f_B qui marque le début de la bande interdite où l'impédance caractéristique devient imaginaire pure. A l'intérieur des bandes permises Z_L est réelle pure. Les mêmes

bandes permises et interdites de la Figure 2.4 sont retrouvées.

Ainsi l'étude de l'impédance caractéristique équivalente suffit à retrouver l'ensemble des propriétés des structures périodiques.

2.1.6 Effet d'onde lente

Le phénomène d'onde lente de la cellule étudiée est mis en évidence par la valeur du rapport θ_L/θ en fonction de la fréquence. La Figure 2.7 présente l'évolution de ce rapport qui dépasse 3,2 dans la bande passante et montre donc que la vitesse de propagation de l'onde est réduite du même coefficient. En effet, cette cellule qui fait 38° est équivalente à une ligne de 180° à la fréquence de Bragg. Ce phénomène d'onde lente est à l'origine de l'intérêt de cette structure en terme de miniaturisation.

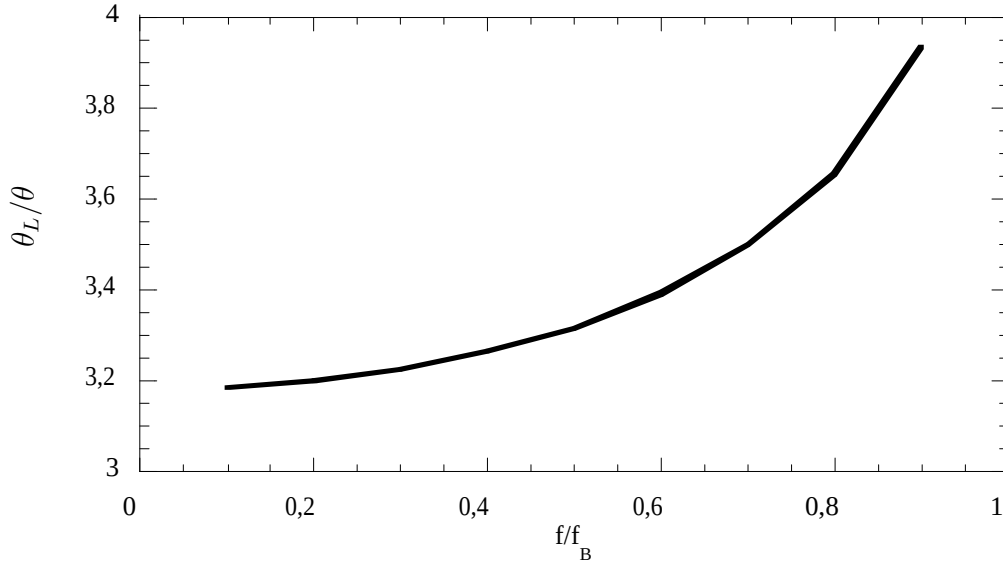


Figure 2.7: Evolution du rapport θ_L/θ d'une cellule élémentaire composée d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_0=170 \Omega$ de longueur $\theta_B=38^\circ$ chargée par une capacité de susceptance normalisée $y_C=6,05$ en fonction de la fréquence normalisée.

2.2 Conception du filtre passe-bas

Dans un premier temps, la conception du filtre passe-bas est simplifiée par la synthèse de la structure avec des cellules toutes identiques. Les critères fixant la fréquence de coupure et forçant l'adaptation dans la bande passante du passe-bas sont convenablement choisis. Des équations de synthèse, assurant une bonne approximation des éléments du filtre ont ainsi été développées. Ensuite, la structure utilisant le modèle complet des lignes

avec les pertes ainsi que des condensateurs, est optimisée avec les cellules de tapérisation pour obtenir la réponse du filtre passe-bas désirée. La comparaison des performances des filtres périodiques avec celles de filtres à éléments localisés de type Tchebysheff est également établie.

2.2.1 Critère pour la fréquence de coupure

La fréquence de Bragg est la limite qui sépare la première bande permise de la première bande interdite [2, 11, 125]. La fréquence de Bragg correspond à la racine de $|S_{21}|=0$. On préfère commencer à travailler avec la fréquence de Bragg f_B plutôt qu'avec la fréquence de coupure f_c car les équations de conception à partir de la fréquence de Bragg sont plus simples et donnent une solution unique contrairement à f_c qui correspond à la racine de l'équation $|S_{21}| = -3$ dB dans une bande passante qui ondule.

Le coefficient de transmission S_{21} de la cellule élémentaire est lié aux coefficients de la matrice ABCD par la relation :

$$S_{21} = \frac{2}{A_L + B_L/Z_r + C_L Z_r + D_L}. \quad (2.12)$$

Dans la bande passante $\alpha_L = 0$, et en utilisant les égalités de l'équation 2.7, le coefficient S_{21} s'écrit comme :

$$S_{21} = \frac{2}{2 \cos(\theta_L) + j \sin(\theta_L) \left(\frac{Z_L}{Z_r} + \frac{Z_r}{Z_L} \right)}. \quad (2.13)$$

Le carré du module de S_{21} est donné par :

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \frac{\sin^2(\theta_L)}{4} \left(\frac{Z_L}{Z_r} - \frac{Z_r}{Z_L} \right)^2}. \quad (2.14)$$

D'après l'équation 2.14, la solution de $|S_{21}|=0$ n'est autre que la racine de $Z_L = 0$ puisque les fonctions trigonométriques sinus et cosinus sont bornées. En utilisant l'expression de Z_L (équation 2.11), le premier critère qui fixe la fréquence de Bragg est donné par la relation :

$$y_C(f_B) = \omega_B C_p Z_0 = \frac{2}{\tan(\theta_B)}. \quad (2.15)$$

Cette relation montre que la valeur de la capacité de charge est une fonction décroissante de la fréquence de coupure de Bragg f_B , de la longueur électrique θ_B et de l'impédance caractéristique Z_0 . L'évolution de la capacité de charge en fonction de la fréquence de Bragg est présentée sur la Figure 2.8.

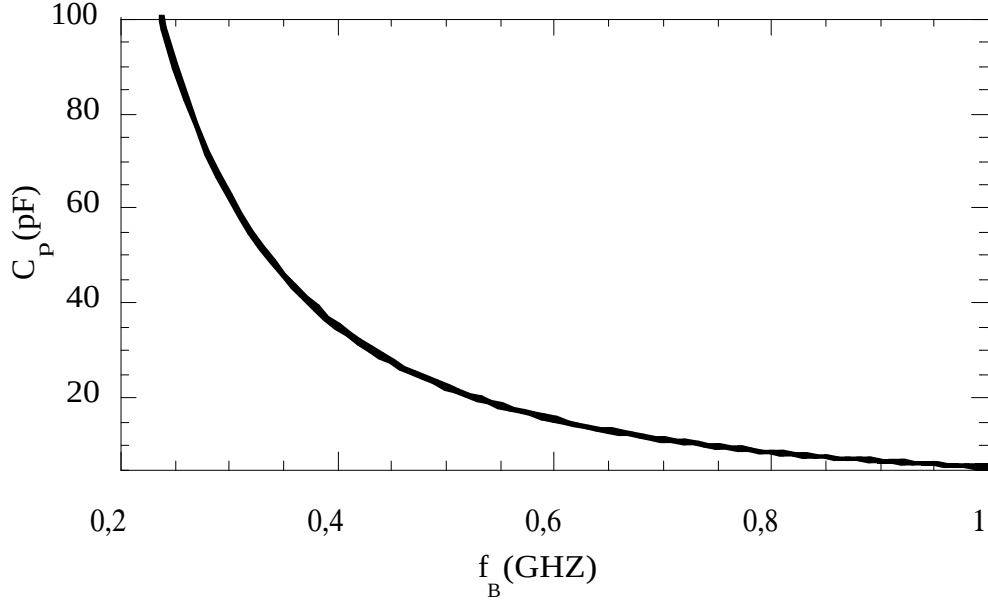


Figure 2.8: Evolution de la valeur de la capacité parallèle C_p en fonction de la fréquence de Bragg f_B .

2.2.2 Critère d'adaptation dans la bande passante

La fréquence de Bragg étant fixée, la seconde étape consiste à gérer l'adaptation dans la bande passante. Un critère simple et efficace revient à imposer un module du paramètre S_{21} égal à 1 au milieu de la bande passante. Dans la bande passante du filtre, on peut écrire :

$$|S_{21}|(f) = 1. \quad (2.16)$$

En utilisant les équations 2.14 et 2.16, l'adaptation dans la bande passante impose une valeur de l'impédance équivalente égale à la charge de référence Z_r :

$$Z_L(f_B/2) = Z_r = 50 \, \Omega. \quad (2.17)$$

En reprenant l'équation 2.11, on obtient en particulier à la fréquence $f_B/2$:

$$Z_r = Z_0 \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{2} Z_0 C_p \pi f_B \tan(\theta_B/4)}{1 + \frac{1}{2} Z_0 C_p \pi f_B \cot(\theta_B/4)}}. \quad (2.18)$$

Pour éliminer le terme $Z_0 C_p \pi f_B$, on utilise l'égalité 2.15, qui fixe la fréquence de Bragg pour obtenir :

$$\frac{2 \tan(\theta_B/2) - \tan(\theta_B/4)}{2 \tan(\theta_B/2) + \cot(\theta_B/4)} = \left(\frac{Z_r}{Z_0} \right)^2. \quad (2.19)$$

En utilisant la formule trigonométrique qui donne la tangente de l'arc double :

$$\tan(2\alpha) = \frac{2 \tan(\alpha)}{1 - \tan(\alpha)^2}, \quad (2.20)$$

on obtient une équation du quatrième degré en $\tan(\theta_B/4)$:

$$\tan^4(\theta_B/4) + 3(1 - z_0^2) \tan^2(\theta_B/4) - z_0^2 = 0 \quad (2.21)$$

avec z_0 l'impédance de la ligne normalisée par rapport à Z_r : $z_0 = Z_0/Z_r$.

La solution de θ_B retenue s'écrit alors :

$$\theta_B = 4 \arctan \left(\sqrt{\frac{-3(1 - z_0^{-2}) + \sqrt{9z_0^{-4} - 14z_0^{-2} + 9}}{2}} \right). \quad (2.22)$$

Les relations 2.15 et 2.22 montrent que lorsque l'impédance caractéristique Z_L croît, les valeurs de la capacité C_p et de la longueur électrique θ_B diminuent. La réduction de la longueur électrique en fonction de l'impédance normalisée z_0 est illustrée par la Figure 2.9. Il est clair que l'utilisation de lignes à haute impédance est plus intéressante pour réduire la longueur de la structure.

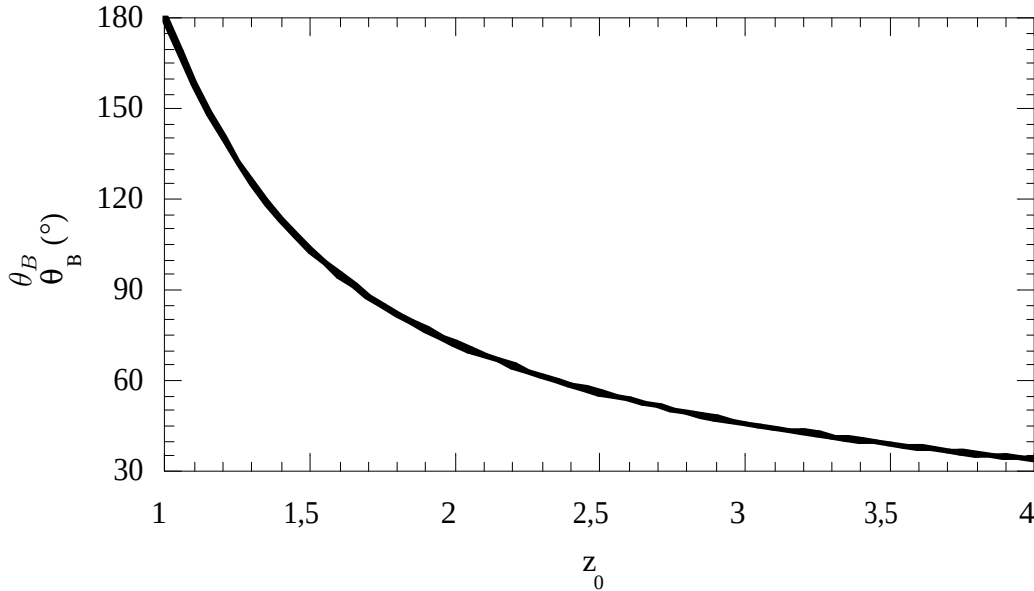


Figure 2.9: Évolution de la longueur électrique θ_B en fonction de l'impédance normalisée z_0 .

Si l'impédance caractéristique est fixée à $170 \, \Omega$, une valeur réalisable en technologie CPW, et pour une fréquence de coupure égale à $1 \, \text{GHz}$, les équations 2.15 et 2.22 donnent une capacité de valeur $5,14 \, \text{pF}$ et une longueur électrique de 40° . La Figure 2.10 montre

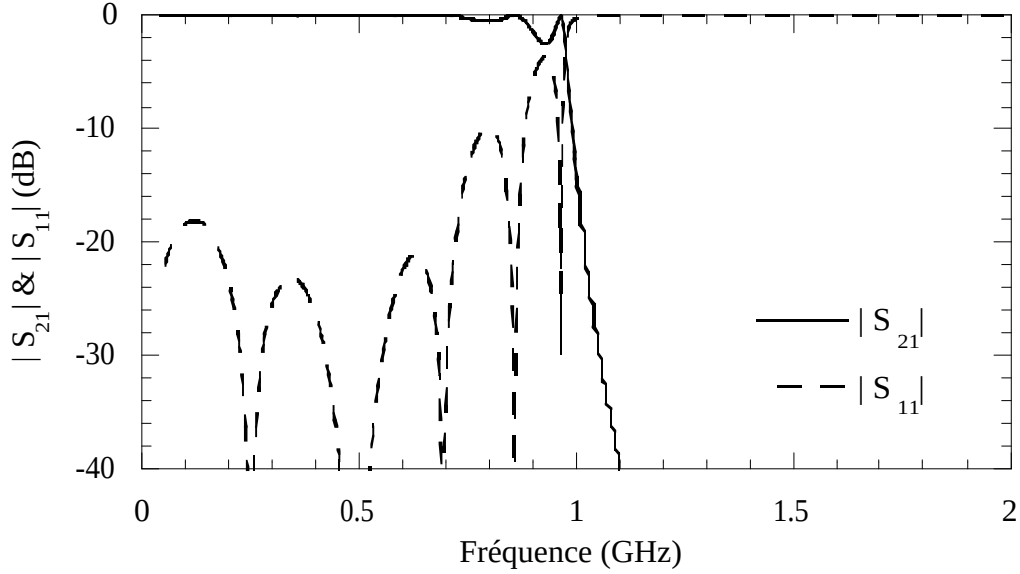


Figure 2.10: Réponse de la structure périodique formée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique 170Ω , avec 6 cellules de longueur $\theta_B=40^\circ$ à la fréquence $f_B=1$ GHz et une capacité de charge $C_p= 5,14$ pF.

la réponse en fréquence de la structure à 6 cellules, chargée par 50Ω . Les simulations et les optimisations ont été réalisées avec le logiciel de simulation micro-onde ADS [126]. La réponse passe-bas est retrouvée avec une fréquence de coupure à -3 dB égale à 0,97 GHz. La pente de réjection, définie entre -3 et -30 dB, est élevée avec une pente de 570 dB/décade mais les pertes par réflexion sont de l'ordre de 5 dB autour de 0,92 GHz. Le filtre souffre d'une mauvaise adaptation dans la bande passante.

Les formules de conception assurent donc une bonne approximation de la longueur électrique θ de la ligne et de la valeur de la capacité de charge C_p , une fois que l'impédance caractéristique Z_0 des lignes et la fréquence de Bragg f_B sont fixées. L'ajustement de la fréquence de coupure se fait par une simple optimisation de la structure périodique autour des valeurs nominales données par les équations de conception.

2.2.3 Intérêt de la rupture de périodicité “Tapérisation”

L'adaptation du filtre est améliorée en utilisant la technique de la tapérisation. Cette technique consiste en une rupture de la périodicité, où les cellules latérales de la structure périodique présentent une longueur électrique θ_{tap} et une capacité de charge C_{tap} différentes des cellules centrales. Ces cellules jouent le rôle d'adaptateurs d'impédance qui ramènent une impédance équivalente de la structure à 50Ω dans la bande passante du

filtre. Avec ce principe, la structure de 6 cellules est optimisée pour une meilleure adaptation dans la bande passante.

On obtient des cellules latérales possédant une longueur électrique $\theta_{tap}=26^\circ$ et une capacité de charge $C_{tap} = 4,4$ pF, alors que les 4 cellules centrales ont une longueur électrique $\theta=32^\circ$ et une capacité de valeur $C_p = 5,66$ pF. Le filtre a donc une longueur électrique totale égale à 180° à la fréquence $f_c=1$ GHz. Comme le montre la Figure 2.11, les pertes par réflexion sont meilleures que -19 dB dans la bande passante, garantissant ainsi une très faible ondulation inférieure à 0,05 dB dans la bande passante. La pente de réjection du filtre est par contre plus faible pour le filtre adapté (540 dB/décade). L'adaptation et la pente de réjection ne peuvent pas être simultanément améliorées pour un ordre de filtre donné.

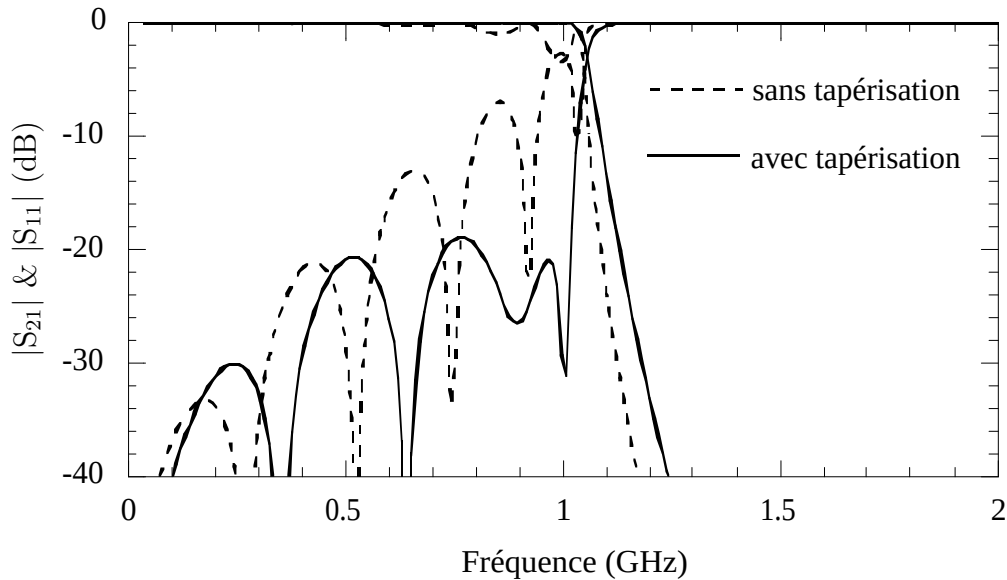


Figure 2.11: Réponse du filtre tapérisé à 6 cellules avec $\theta_{tap}=26^\circ$, $\theta=32^\circ$, $C_{tap} = 4,4$ pF et $C_p = 5,66$ pF.

De bonnes performances électriques sont obtenues avec des valeurs optimisées des variables considérées proches des valeurs données par les équations de conception. L'écart est de 20% sur la valeur de la longueur électrique alors qu'il est égal à 10 % sur la valeur de la capacité parallèle.

La Figure 2.12 présente la réponse large bande du filtre. A l'exception des lobes secondaires qui apparaissent vers 5,8 GHz avec une amplitude de -28 dB pour le filtre tapérisé et -38 dB pour la structure périodique, les remontées parasites suivantes ont des amplitudes

plus faibles pour la structure tapérisée. Les lobes secondaires sont dus aux bandes permises de la structure périodique. En effet, les Figures 2.4 et 2.6 montrent que la deuxième bande passante a lieu autour de 5 GHz pour la structure périodique. En outre, sans la tapérisation, des lobes parasites élevés apparaissent vers 11,3 GHz avec une amplitude de -4 dB. Les cellules de tapérisation permettent de diminuer le niveau des lobes parasites en-dessous de -28 dB. En pratique, comme ces lobes parasites sont fins (fort facteur de qualité), ils seront fortement atténués par les pertes de la structure.

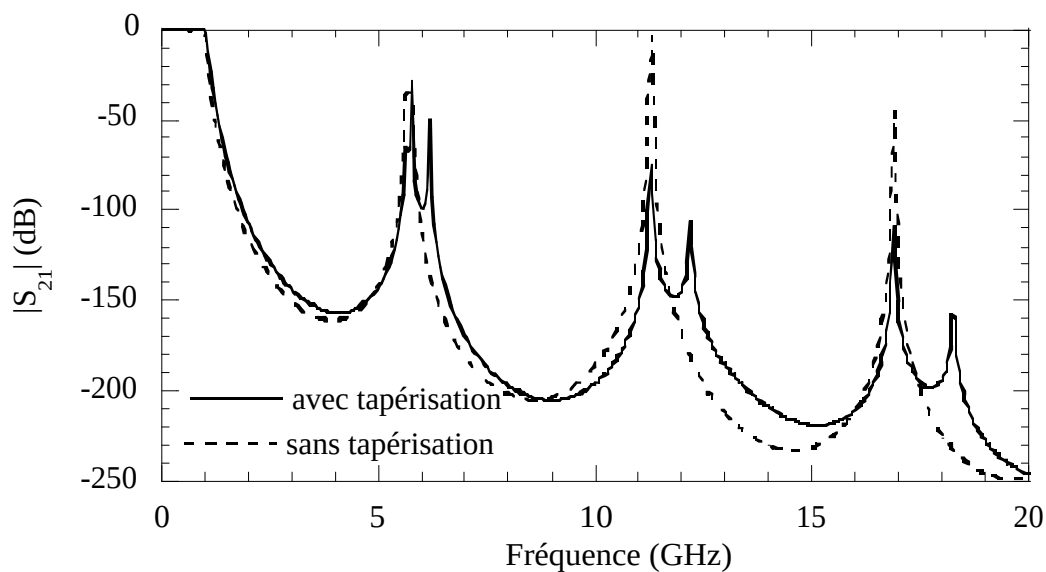


Figure 2.12: Comparaison de la réponse large bande des deux filtres.

Jusqu'à présent, l'optimisation se faisait sans restriction sur le choix des valeurs des capacités. Or la réalisation des filtres passe-bas à structures périodiques se fait en technologie hybride et allie des lignes de transmission et des capacités CMS, avec des valeurs normalisées non continues. Néanmoins ceci ne constitue pas un réel problème car la structure proposée offre une grande flexibilité vis à vis du problème des valeurs des capacités normalisées. En effet, un simple ajustement des longueurs électriques s'avère suffisant pour réaliser le filtre passe-bas avec les capacités normalisées choisies comme les plus proches des valeurs obtenues par optimisation.

2.2.4 Choix du nombre de cellules

Le nombre de cellules impose la pente de réjection du filtre. Lorsque le nombre de cellules augmente, la pente de réjection du filtre croît. La croissance de la pente de réjection

en fonction du nombre de cellules est présentée sur la Figure 2.13. La valeur de la pente de réjection peut être décrite en première approximation par la fonction $12n^2 + 8,9n + 52$.

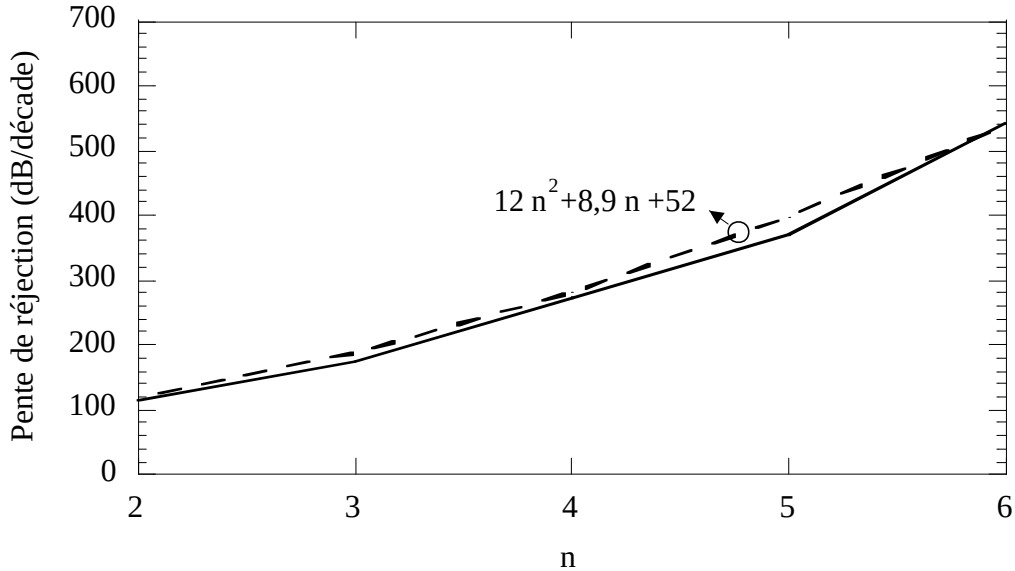


Figure 2.13: Croissance de la pente de réjection en fonction du nombre de cellules.

Une étude similaire basée sur l'étude du coefficient de réflexion en entrée de la structure périodique est présentée dans [127]. Des résultats similaires sont obtenus et des filtres hybrides et MMIC en technologie CPW sont réalisés.

2.2.5 Rappel des étapes de conception

En résumé, la conception du filtre commence par le choix du nombre de cellules, fixé par la pente de réjection du filtre désiré. L'impédance caractéristique des lignes est donnée par les contraintes de fabrication. Ensuite, une première estimation de la longueur électrique θ et de la capacité de charge C_p est obtenue à partir des équations 2.15 et 2.22. La structure périodique souffre par contre d'une mauvaise adaptation dans la bande passante. Ce défaut est corrigé par la technique de tapéristaion qui consiste à casser la périodicité en adoptant deux cellules latérales ayant des paramètres θ_{tap} et C_{tap} différents des paramètres des cellules centrales. Finalement, la structure est optimisée autour des valeurs nominales obtenues à partir des équations de conception.

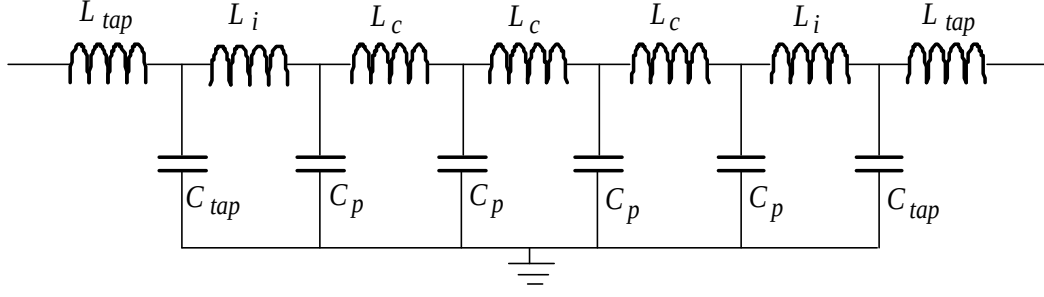


Figure 2.14: Circuit électrique du filtre passe-bas à structure périodique à 6 cellules avec des éléments localisés.

2.2.6 Intérêt de la technologie hybride

Le choix de la technologie hybride combinant des lignes de propagation et des capacités localisées montées en surface est justifié par le degré de liberté supplémentaire qu'offre la technologie hybride semi-répartie par rapport à un filtre à éléments localisés. En effet, l'utilisation de capacités CMS normalisées impose une réoptimisation des longueurs de ligne qui permet le réajustement de la réponse du filtre et l'obtention de la réponse désirée. Par contre, le choix des valeurs des inductances est conditionné par les valeurs normalisées disponibles ce qui rend la réoptimisation de ces valeurs impossible. Dans ce paragraphe, un filtre passe-bas à structure périodique conçu à partir d'éléments localisés à 1 GHz est simulé et le choix de la technologie hybride est validé.

Pour ceci, un filtre à éléments localisés à structure périodique à 6 sections dont le circuit électrique est montré sur la Figure 2.14 est étudié. Les lignes de propagation de forte impédance du filtre présenté dans le paragraphe 2.2.3 sont remplacées par les inductances équivalentes normalisées les plus proches. Les valeurs des inductances équivalentes et normalisées sont données dans le Tableau 2.1.

	L_{tap} (nH)	L_i (nH)	L_c (nH)
équivalente	6,13	13,66	15,08
normalisée	5,6	12	15

Tableau 2.1: Valeurs des inductances du filtre à structure périodique à éléments localisés.

En simulation, les modèles des inductances fournies par AVX sont considérés. La simulation des paramètres S du filtre à 6 cellules à éléments localisés est montrée sur la

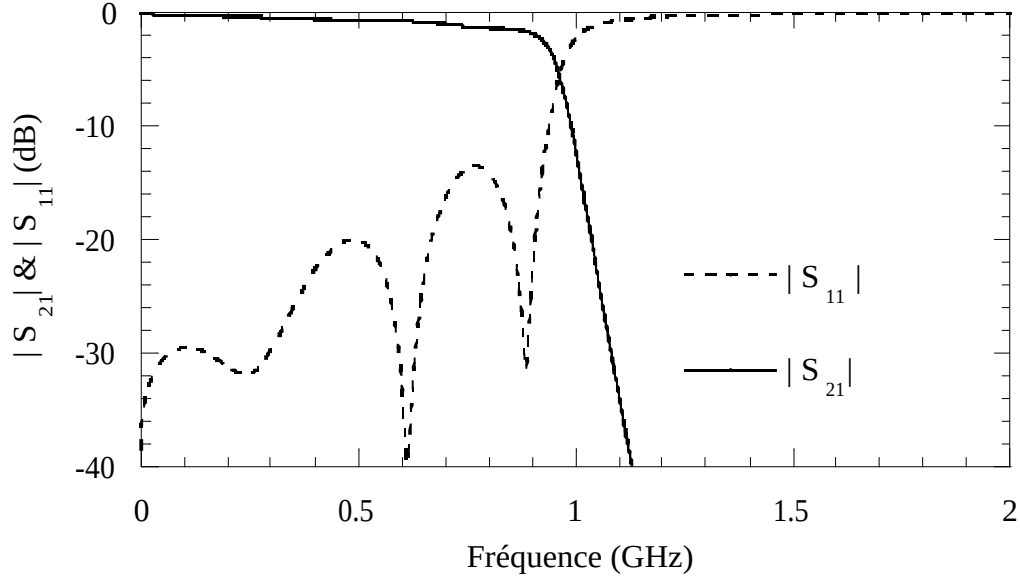


Figure 2.15: Simulation du filtre à éléments localisés à 6 cellules.

Figure 2.15. La fréquence de coupure simulée du filtre passe-bas est de 966 MHz avec une adaptation dégradée qui passe de -19 dB à -14 dB en comparaison avec les simulations du filtre à technologie hybride de la Figure 2.11. Les pertes dans la bande passante sont plus importantes que celles du filtre en technologie semi-répartie. Elles sont dues à la résistance parasite des inductances AVX.

En conclusion, l'utilisation des inductances CMS pose des problèmes pour la conception des filtres passe-bas à structure périodique du fait de leurs valeurs normalisées ce qui rend la structure difficile à adapter au cahier de charge voulu. Les avantages de la topologie hybride alliant des lignes de transmission et des capacités CMS sont liés à sa robustesse et sa flexibilité en ce qui concerne la conception des filtres.

2.2.7 Comparaison du filtre à structures périodiques et d'un filtre passe-bas localisé de type Tchebycheff

Il est intéressant d'établir une comparaison entre les filtres à structures périodiques et des filtres localisés classiques de type de Tchebycheff. Les longueurs et le temps de groupe des filtres de même pente de réjection et ondulation sont comparés. Un filtre de Tchebycheff d'ordre 13 est nécessaire pour établir la comparaison avec le filtre passe-bas à 6 cellules présenté dans le paragraphe 2.2.3. En effet, une structure périodique de n cellules est équivalente à une structure de $2n + 1$ éléments réactifs, si l'on considère deux

demi-lignes de transmission par cellule, et donc à un filtre d'ordre $2n + 1$.

Les valeurs des éléments réactifs du filtre de Tchebycheff d'ordre 13 sont données dans le Tableau 2.2, pour une ondulation résiduelle de 0,04 dB. La Figure 2.16 compare les paramètres S des deux filtres simulés. Les pertes par réflexion du filtre de Tchebycheff sont de -20 dB dans la bande passante (conformément à l'ondulation de 0,04 dB choisie). Le filtre à structure périodique présente un temps de groupe plus plat que celui du filtre

$L_{1,7}$ (nH)	$L_{2,6}$ (nH)	$L_{3,5}$ (nH)	L_4 (nH)	$C_{1,6}$ (pF)	$C_{2,5}$ (pF)	$C_{3,4}$ (pF)
7,8	15,46	16,32	16,47	4,62	5,37	5,49

Tableau 2.2: Valeurs des éléments réactifs du filtre de Tchebycheff.

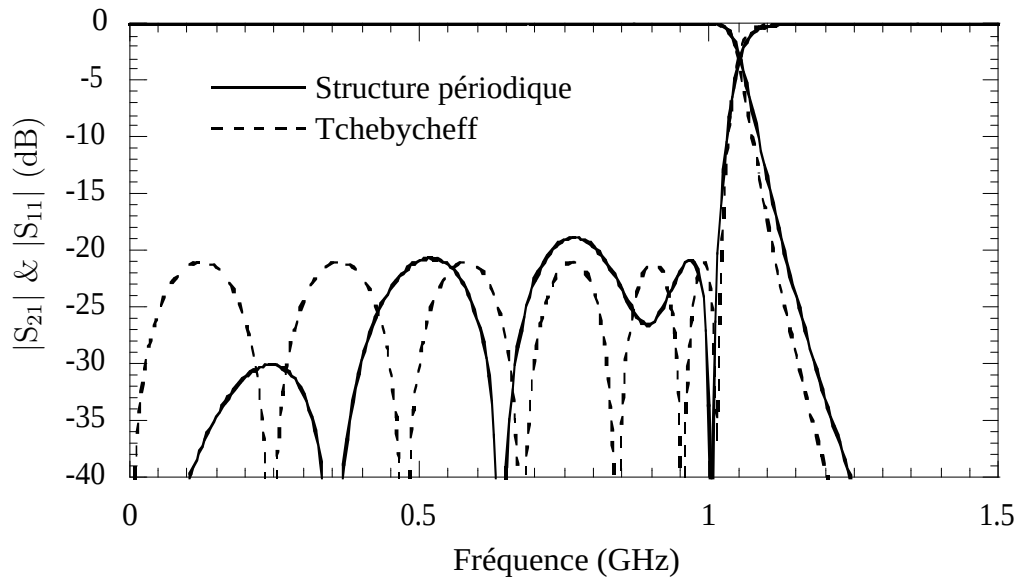


Figure 2.16: Comparaison de la réponse du filtre passe-bas à 6 cellules et du filtre Tchebycheff d'ordre 13.

de Tchebycheff. La variation est de 6 ns pour la structure périodique alors qu'il est de 7,5 ns pour le filtre de Tchebycheff (Figure 2.17).

Afin de comparer la compacité des deux filtres, on calcule les longueurs électriques des lignes d'impédance 170Ω équivalentes aux valeurs des inductances du Tableau 2.2 en utilisant :

$$\theta_i = \arcsin(L_i \omega / Z) . \quad (2.23)$$

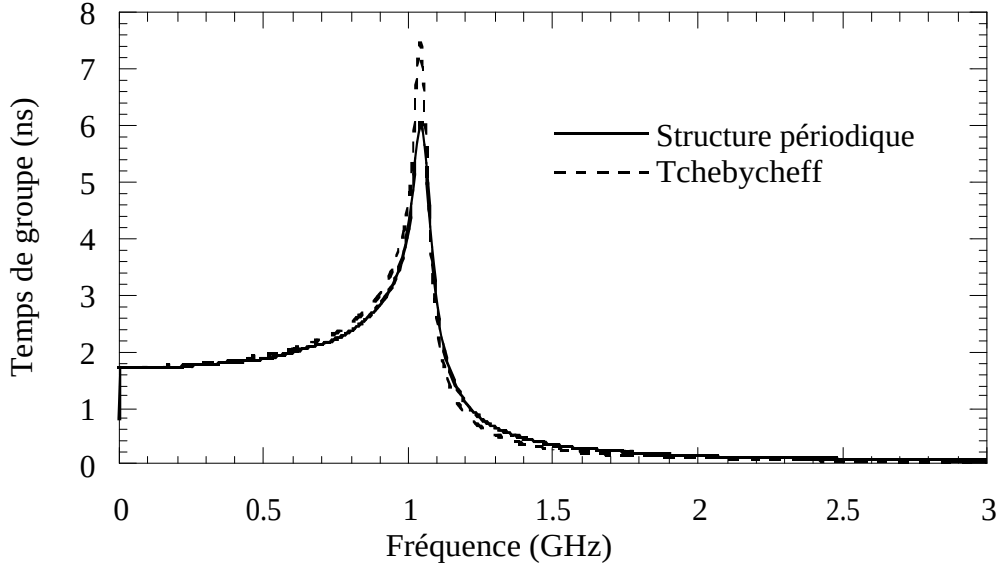


Figure 2.17: Comparaison du temps de groupe du passe-bas à 6 cellules et du Tchebycheff d'ordre 13.

Les valeurs des longueurs électriques calculées à 1 GHz sont données dans le Tableau 2.3. La longueur du filtre est réduite de 12% pour la structure périodique qui fait 180° au lieu de 202° pour le filtre de Tchebycheff.

$\theta_{1,7} (^\circ)$	$\theta_{2,6} (^\circ)$	$\theta_{3,5} (^\circ)$	$\theta_4 (^\circ)$	$\theta_{tot} (^\circ)$
16,53	32,74	34,58	34,9	202,6

Tableau 2.3: Longueurs électriques du filtre de Tchebycheff.

En conclusion, le filtre à structure périodique présente une longueur électrique et un temps de groupe légèrement inférieurs à celui du filtre de Tchebycheff. On peut déduire que ces filtres sont quasiment équivalents. Par contre, les valeurs des éléments réactifs nécessaires pour le filtre Tchebycheff ne sont pas toutes égales : une légère différence existe entre les différentes valeurs de capacités. Ceci n'est pas le cas pour le filtre à structure périodique qui nécessite seulement deux valeurs différentes C_p et C_{tap} et qui, par conséquent, est plus simple à réaliser. En outre, les filtres de Tchebycheff imposent des valeurs non normalisées des capacités de charge. La structure périodique offre une bonne flexibilité vis-à-vis du choix des valeurs des capacités. En effet, les longueurs des lignes peuvent être réajustées avec les valeurs normalisées des capacités les plus proches des valeurs opti-

misées. On peut conclure que le filtre à structure périodique se comporte comme un filtre Tchebycheff en terme de performances, mais qu'il est plus simple à réaliser en technologie hybride du fait de la possibilité d'ajuster la longueur des lignes de propagation aux valeurs normalisées utilisables pour les capacités.

2.3 Etude de sensibilité de la réponse du passe-bas

Les différents paramètres étudiés (l'impédance caractéristique Z_0 , la longueur électrique des lignes θ et la valeur des capacités de charge C_p) influent sur la réponse du filtre. Il est important de réaliser une étude de sensibilité de la réponse du filtre en fonction de ces paramètres afin d'avoir une idée sur la précision que l'on doit avoir sur chacun de ces paramètres pour ne pas perturber la réponse du filtre. L'étude de sensibilité effectuée se base sur le principe d'une analyse de Monte Carlo qui est une méthode numérique utilisant un tirage aléatoire et des techniques probabilistes des variables étudiées.

2.3.1 Impédance caractéristique

L'étude de sensibilité effectuée sur l'impédance caractéristique se fait avec une variation uniforme de 5% autour de la valeur de Z_0 . La variation de 5% autour de la valeur moyenne de Z_0 est une erreur réaliste pouvant être due aux erreurs de gravures ou à une mauvaise maîtrise des paramètres du substrat. La Figure 2.18 montre les résultats de l'analyse de Monte Carlo sur les paramètres S_{21} et S_{11} pour la variation uniforme de 5% sur l'impédance caractéristique. La fréquence de coupure du filtre est modifiée de 5%, soit $\frac{\partial f_B}{f_B} / \frac{\partial Z_0}{Z_0} = 1$. L'adaptation n'est que légèrement dégradée. On peut donc dire que la variation de l'impédance caractéristique a un impact fort sur la fréquence de coupure du filtre. Cette forte dépendance est attendue à partir de l'équation 2.15.

2.3.2 Longueur des lignes

Nous considérons une variation uniforme de la longueur électrique de chaque tronçon est de $\pm 1\%$ autour de la valeur nominale. L'adaptation se dégrade légèrement dans la bande passante et passe à -18 dB au lieu de -20 dB, la fréquence de coupure est également modifiée de 2,8% autour de sa valeur initiale soit $\frac{\partial f_B}{f_B} / \frac{\partial \theta}{\theta} = 2,8$ (équation 2.15).

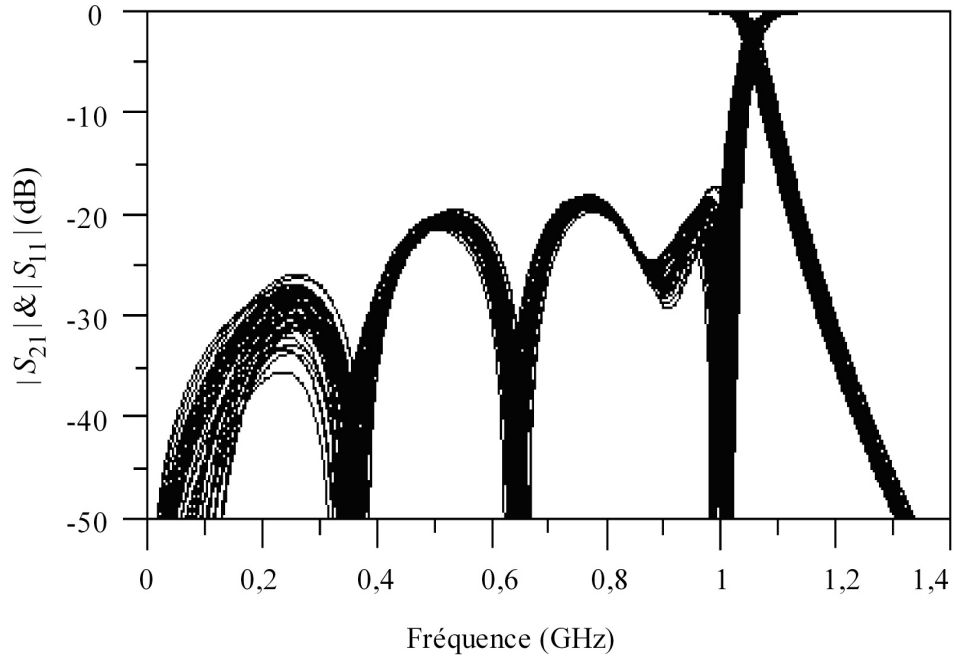


Figure 2.18: Etude de sensibilité des paramètres S_{21} et S_{11} avec une variation de $\pm 5\%$ autour de la valeur nominale de l'impédance caractéristique.

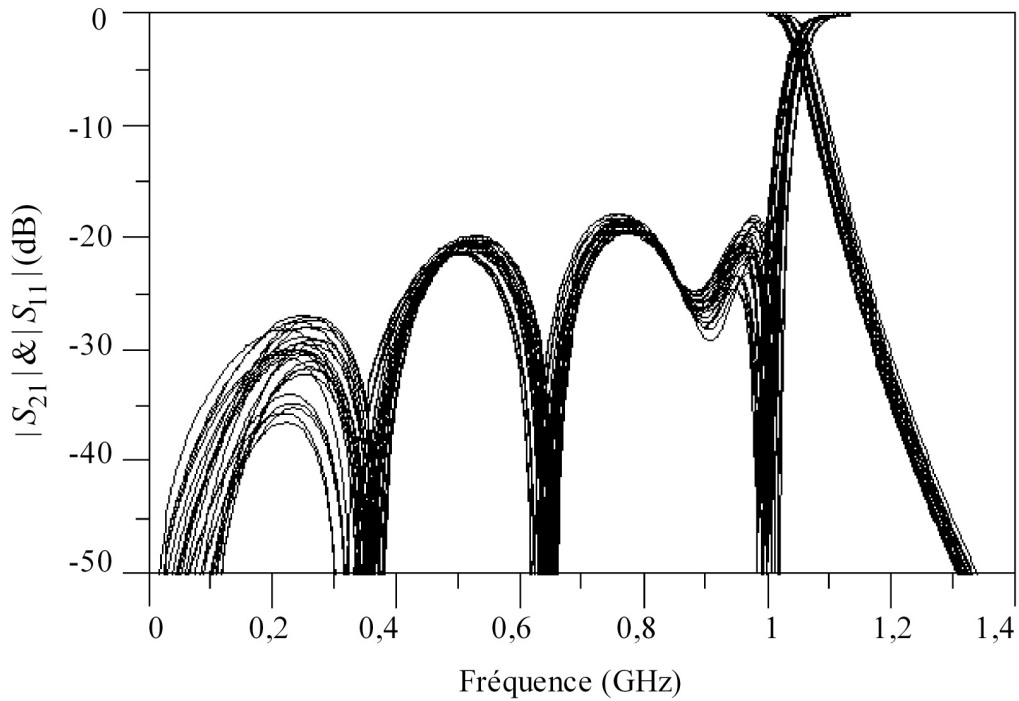


Figure 2.19: Etude de sensibilité des paramètres S_{21} et S_{11} avec une variation de $\pm 1\%$ autour de la valeur nominale de la longueur électrique.

2.3.3 Valeurs des capacités

Lorsque la valeur nominale des capacités est modifiée de 5%, la fréquence de coupure est également modifiée de 5% et les pertes par reflexion atteignent -15 dB dans la bande

passante. L'égalité entre la variation relative de la fréquence de coupure et celle de la capacité de charge est facilement déduite de l'équation 2.15. Une simple dérivation permet d'obtenir :

$$\frac{\Delta(f_B)}{f_B} = \frac{\Delta(C_p)}{C_p}. \quad (2.24)$$

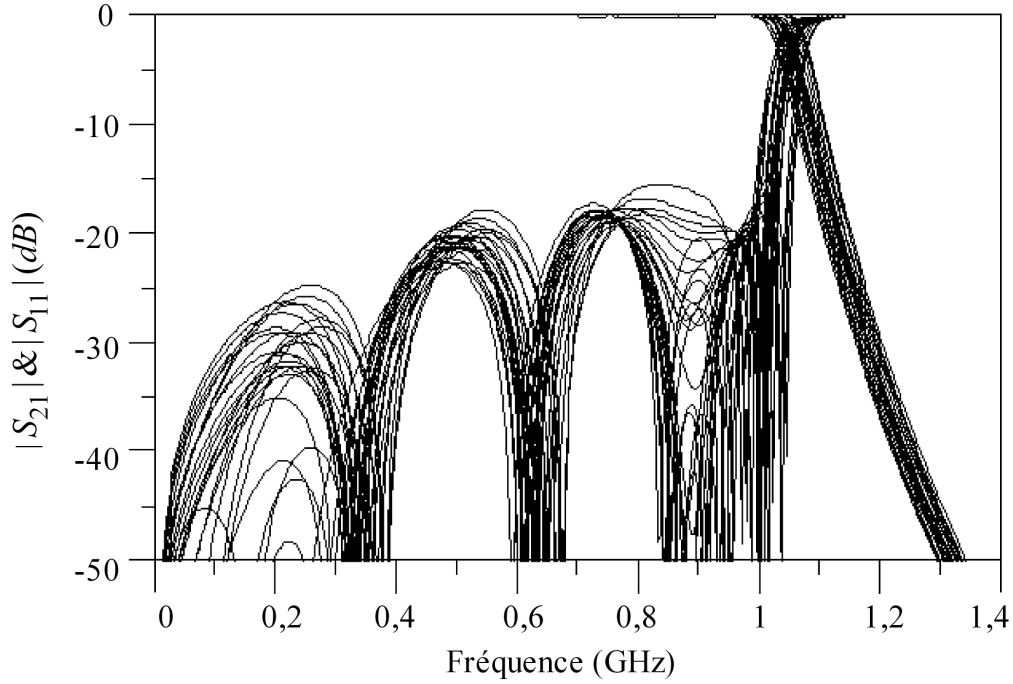


Figure 2.20: Etude de sensibilité des paramètres S_{21} et S_{11} avec une variation de 5% autour de la valeur nominale de la capacité de charge.

2.3.4 Etude des pertes

La sensibilité de la réponse du filtre à 6 cellules en fonction des pertes de la structure est étudiée dans ce paragraphe.

2.3.4.1 Pertes des capacités CMS

Les pertes des capacités ont été négligées dans l'étude précédente. Nous étudions à présent leur influence sur la réponse du filtre passe-bas. Les pertes d'une capacité peuvent être modélisées, comme le montre la Figure 2.21, par une résistance R_p parallèle la capacité C tenant compte des pertes diélectriques et une résistance série R_s qui exprime les pertes conductrices.

a- Pertes diélectriques

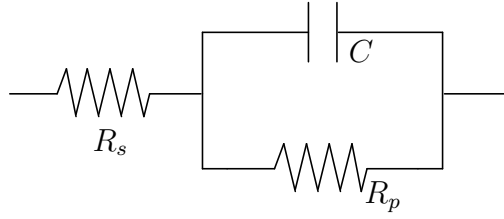


Figure 2.21: Circuit électrique d'une capacité avec pertes.

Le facteur de qualité Q_d qui exprime les pertes diélectriques de la capacité est défini par :

$$Q_d = R_p C \omega. \quad (2.25)$$

Afin de simplifier l'étude, toutes les capacités sont supposées avoir le même facteur de qualité. La Figure 2.22 montre l'effet du facteur de qualité des capacités ($Q_d=10, 50, 100$ et ∞ @ 1 GHz) sur les pertes d'insertion du filtre à 6 cellules. Les pertes d'insertion augmentent d'une façon constante dans la bande passante lorsque le facteur de qualité est dégradé. Lorsque le facteur de qualité diminue, la courbure au niveau de la fréquence de coupure devient aussi moins raide, la bande passante devient plus étroite ce qui entraîne une diminution de la pente de réjection.

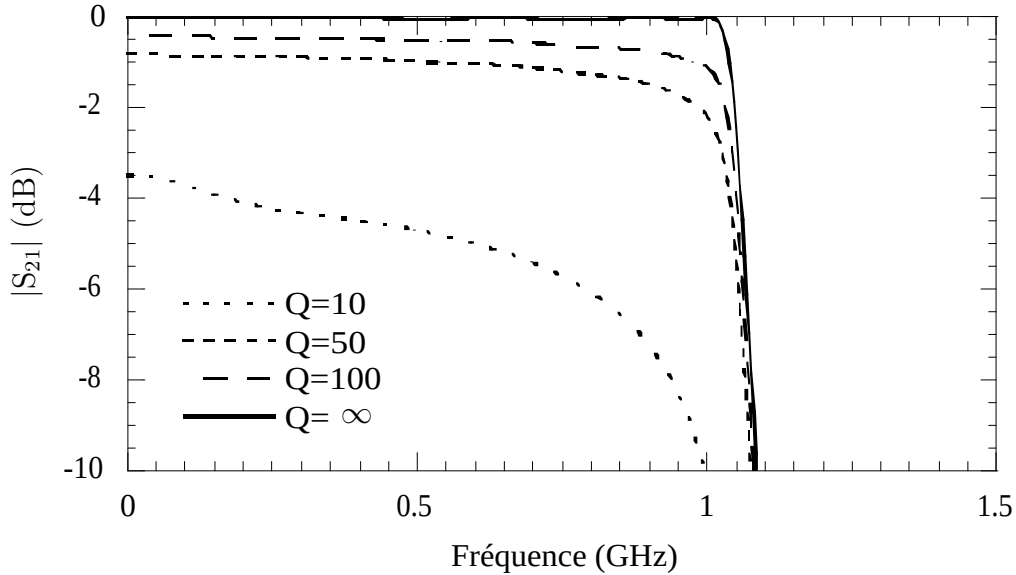


Figure 2.22: Effet du facteur de qualité de la capacité sur les pertes d'insertion du filtre passe-bas à 6 cellules.

b- Pertes conductrices

Le facteur de qualité Q_c qui exprime les pertes conductrices de la capacité est défini

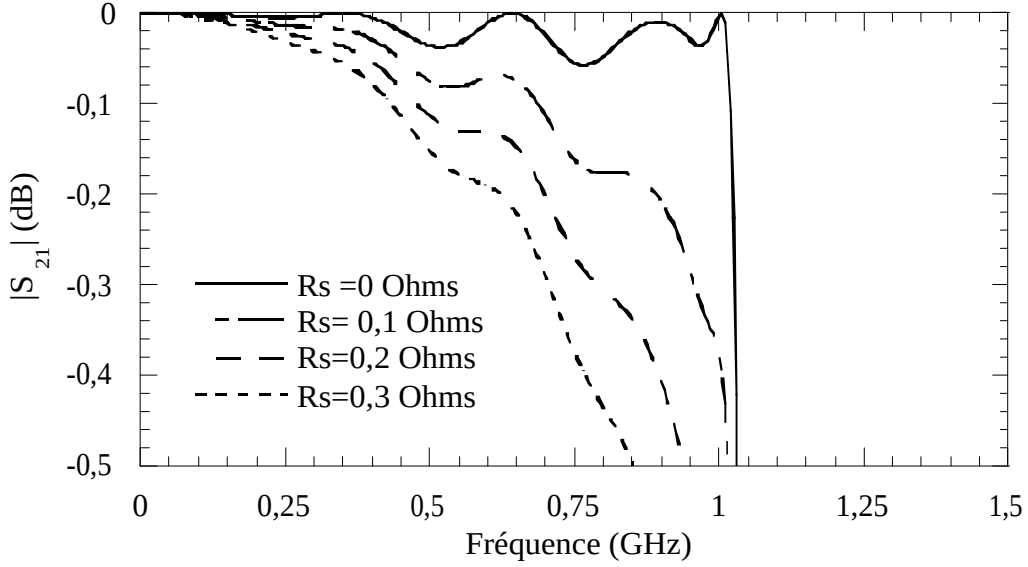


Figure 2.23: Effet de la résistance série de la capacité sur les pertes d'insertion du filtre passe-bas à 6 cellules.

par :

$$Q_c = \frac{1}{R_s C \omega}. \quad (2.26)$$

La Figure 2.23 montre les simulations du module du paramètre S_{21} pour des valeurs de la résistance série parasite R_s allant de 0 à 0,3 Ω ce qui correspond à une valeur réaliste du facteur de qualité Q_c allant de 93 à l' ∞ . Les pertes d'insertion s'élèvent à 0,2 dB au milieu de la bande passante du filtre passe-bas pour une résistance série parasite égale à 0,3 Ω . L'augmentation des pertes d'insertion n'est pas monotone en fonction de la fréquence. L'impact lié à R_s est plus important autour de la fréquence de coupure. Son effet n'est pas visible pour les basses fréquences, ce qui est le cas contraire pour les pertes diélectriques. Pour les capacités CMS, la valeur de la résistance série est plus gênante que les pertes diélectriques, ce qui est l'inverse pour les capacités MIM.

2.3.4.2 Pertes du substrat

La Figure 2.24 étudie la sensibilité du filtre vis à vis des pertes du substrat. Un substrat de constante diélectrique égale à 3,36 est étudié pour différentes valeurs de $\tan(\delta)$ allant de 0 à 0,05. La Figure 2.24 montre que les pertes d'insertion atteignent au maximum 0,26 dB au milieu de la bande passante pour $\tan(\delta) = 0,05$. D'après ces résultats, on déduit que l'impact des pertes du substrat est négligeable devant celles dues à la capacité.

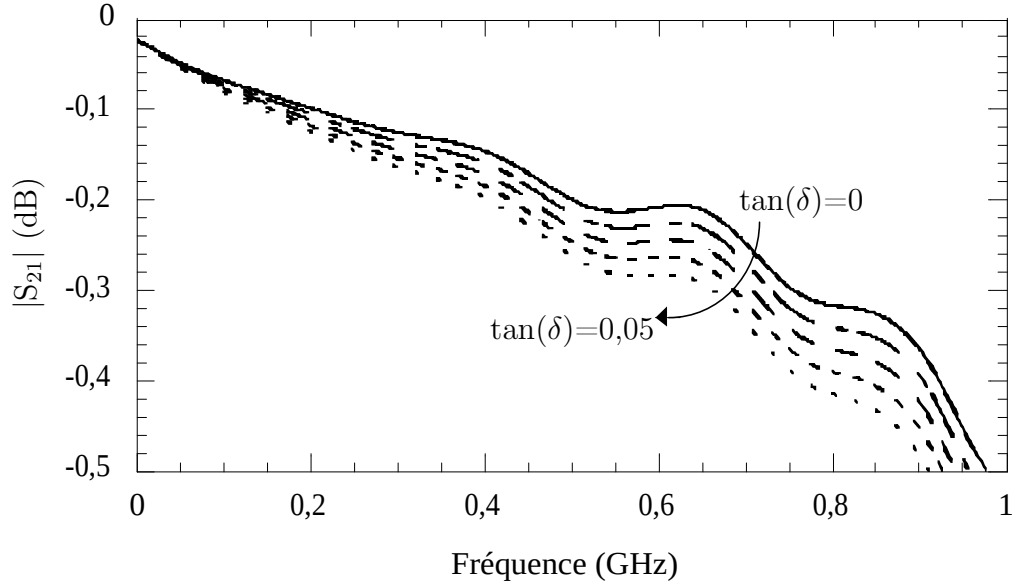


Figure 2.24: Simulations des pertes d'insertion du filtre à 6 cellules avec des pertes diélectriques pour $\tan(\delta)=0$ à $0,05$.

2.4 Filtres réalisés à 1 GHz

Deux séries de filtres ayant une fréquence de coupure égale à 1 GHz ont été réalisés en technologie CPW sur deux substrats différents : FR4 et RO4003. Le FR4 est un substrat faible coût possédant une tangente de pertes diélectriques médiocre ($\tan(\delta)=0,015$) alors que le Rogers RO4003 est un substrat de bonne qualité avec $\tan(\delta)=0,0027$. Cela permettra de valider l'utilisation d'un substrat faible coût pour des fréquences de l'ordre du GHz.

Chaque série comprend cinq filtres passe-bas avec un nombre de cellules allant de 2 à 6. Les résultats des filtres présentés dans cette partie ont donné lieu à plusieurs publications dans des revues avec comité de lecture [128, 129] et des conférences internationales [130, 131] et nationale [132].

2.4.1 Présentation des dispositifs

Les filtres sont réalisés sur 2 substrats différents. Les paramètres du substrat bas coût FR4 et du substrat RO4003 sont donnés dans le Tableau 2.4.

Pour chaque substrat, cinq filtres (2 à 6 cellules) en technologie CPW ont été optimisés pour une fréquence de coupure de 1 GHz. Le choix de l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne de transmission repose sur un compromis entre les pertes de la structure

	FR4	RO4003
Permittivité relative ϵ_r	4	3,38
Pertes diélectriques ($\tan(\delta)$)	0,015	0,00027
Épaisseur h du substrat (mm)	1,6	0,813
Épaisseur t de la métallisation (μ m)	35	35

Tableau 2.4: Paramètres des substrats FR4 et RO4003.

et la compacité du dispositif tout en respectant les contraintes de fabrication. Une forte impédance caractéristique assure une meilleure compacité puisque la longueur électrique décroît lorsque l'impédance caractéristique augmente. Par ailleurs, la réalisation de fortes impédances caractéristiques en technologie CPW impose de faibles largeurs de ruban central, ce qui entraîne des pertes conductrices plus importantes. L'impédance caractéristique choisie est fixée à 170Ω . Les paramètres géométriques des lignes de 170Ω comprenant la largeur de la ligne centrale W , des fentes S et des plans de masse G des lignes FR4 et RO4003 sont donnés dans le Tableau 2.5.

	FR4	RO4003
Largeur du ruban central W	0,2 mm	0,22 mm
Largeur des fentes S	2,15 mm	1,6 mm
Largeur du plan de masse G	7 mm	5 mm

Tableau 2.5: Dimensions géométriques des lignes FR4 et RO4003.

Du fait que l'impédance caractéristique est la même pour les filtres sur FR4 et sur RO4003, les valeurs des capacités sont les mêmes pour les différents filtres : 4,4 pF ($2 \times 2,2$ pF) pour les capacités des cellules de tapérisation et 5,66 pF ($2 \times 2,83$ pF) pour les capacités centrales. Ces valeurs correspondent respectivement aux valeurs mesurées des capacités normalisées de 2,2 et 2,7 pF. Les longueurs électriques des cellules et les longueurs des filtres sont données par le Tableau 2.6.

Les filtres ont été gravés mécaniquement avec une machine à graver LPFK, et des capacités Murata CMS en boîtier 0603 ont été utilisées. Les filtres ont été mesurés avec

Nombre de cellules	2	3	4	5	6
Longueur électrique des cellules de tapérisation (°)	18	13	14	14	14
Longueur électrique des cellules centrales (°)	17	16	16	17	16
Longueur totale/ λ	0,2	0,23	0,33	0,44	0,51
Longueur totale du filtre sur FR4 (mm)	40	47	67	87	102
Longueur totale du filtre sur RO4003 (mm)	44	50	72	96	112

Tableau 2.6: Longueurs électriques des filtres FR4 et RO4003.

un analyseur vectoriel 8510C en utilisant une méthode de calibrage de type TRL. Une photographie du filtre optimisé à 1GHz réalisé sur RO4003 à 4 cellules est présentée sur la Figure 2.25.

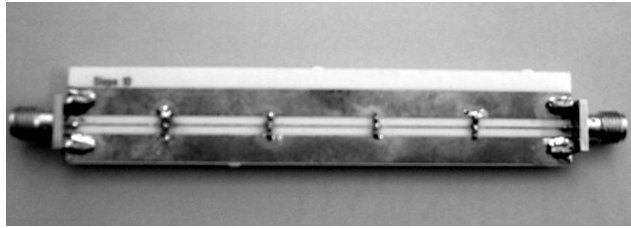


Figure 2.25: Photographie du filtre passe-bas à 4 cellules réalisé sur RO4003.

2.4.2 Mesures des filtres FR4

Les Figures 2.26 et 2.27 montrent les résultats de mesures jusqu'à 10 GHz des cinq filtres réalisés sur FR4. La Figure 2.26 montre le module du paramètre S_{21} . L'augmentation de la pente de réjection en fonction du nombre de cellules est bien mise en évidence. Les lobes secondaires sont atténués mieux que -35 dB jusqu'à 10 GHz, soit 10 fois la fréquence de coupure du filtre passe-bas, sauf pour le filtre à 2 cellules dont la remontée parasite est prévue par la simulation. Les pertes dans la bande passante sont de l'ordre de 0,15 dB par cellule, soit des pertes inférieures à 1 dB pour le filtre à 6 cellules. La Figure 2.27 montre que l'adaptation est meilleure que -15 dB dans la bande passante.

Les caractéristiques des filtres (atténuation, pertes par réflexion, ondulation dans la bande passante, pente de réjection et lobes secondaires) sont reportées dans le Tableau 2.7.

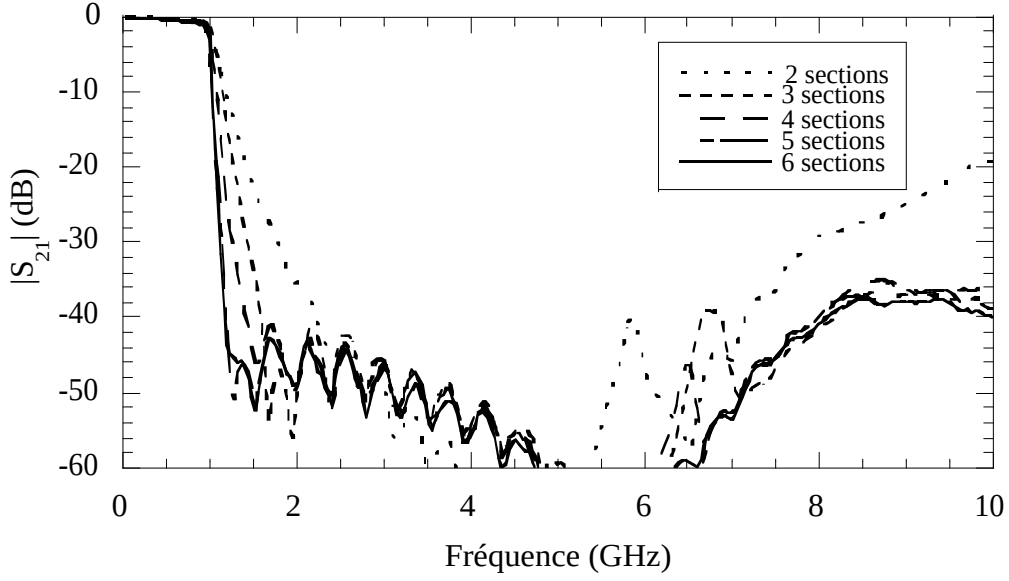


Figure 2.26: Paramètres $|S_{21}|$ mesurés des filtres FR4 jusqu'à 10 GHz.

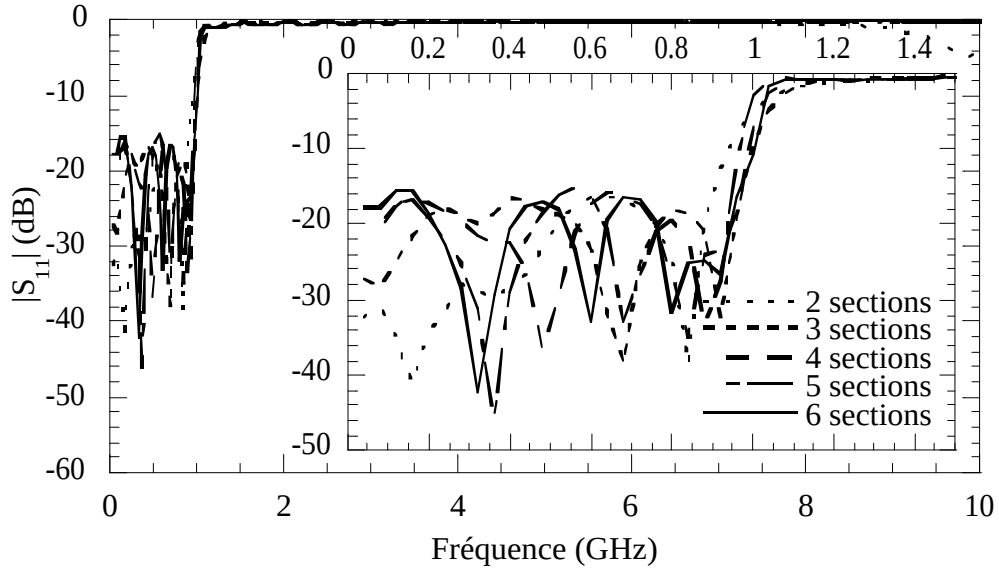


Figure 2.27: Paramètres $|S_{11}|$ mesurés des filtres FR4 jusqu'à 10 GHz.

2.4.3 Mesures des filtres RO4003

Les Figures 2.28 et 2.29 présentent les résultats de mesures des 5 filtres réalisés sur RO4003. Les caractéristiques des filtres sont résumées dans le Tableau 2.8. La meilleure adaptation est obtenue avec le filtre à quatre cellules avec des pertes par réflexion $|S_{11}| = -23$ dB dans la bande passante. Les résultats des filtres sur RO4003 sont similaires à ceux des filtres sur FR4, à l'exception d'une adaptation meilleure qui conduit à une ondulation

Nombre de cellules	2	3	4	5	6
Atténuation à 0.9 GHz (dB)	-0,28	-0,4	-0,55	-0,79	-0,95
Ondulation dans la bande passante (dB)	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
Pertes par réflexion (dB)	-16,1	-16,5	-15,8	-15,1	-15,5
Pente de réjection (dB/décade) entre -3 dB et -30 dB	-114	-196	-273	-395	-582
Lobes secondaires jusqu'à 10 GHz	-20 dB vers 9,7 GHz	<-35 dB	<-35 dB	<-35 dB	<-35 dB

Tableau 2.7: Caractéristiques électriques des filtres FR4.

plus faible dans la bande passante. On peut déduire que l'utilisation du substrat FR4 faible coût est tout à fait pertinente.

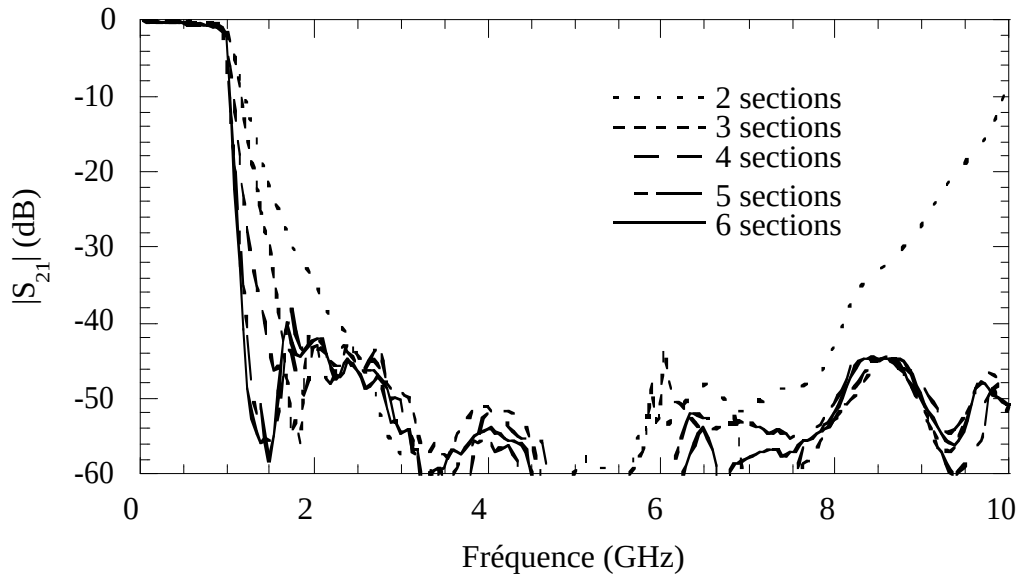


Figure 2.28: Paramètres $|S_{21}|$ mesurés des filtres RO4003 jusqu'à 10 GHz.

La Figure 2.30 montre les pentes de réjection des deux familles de filtres. Les pentes de réjection, calculées entre -3 dB et -30 dB, sont très proches indépendamment du type de substrat. La Figure 2.31 compare les performances des filtres à 6 cellules FR4 et RO4003. L'ondulation dans la bande passante est de 0,15 dB pour les filtres FR4 alors qu'elle est négligeable pour les filtres sur RO4003 grâce aux faibles pertes par réflexion. Les pertes

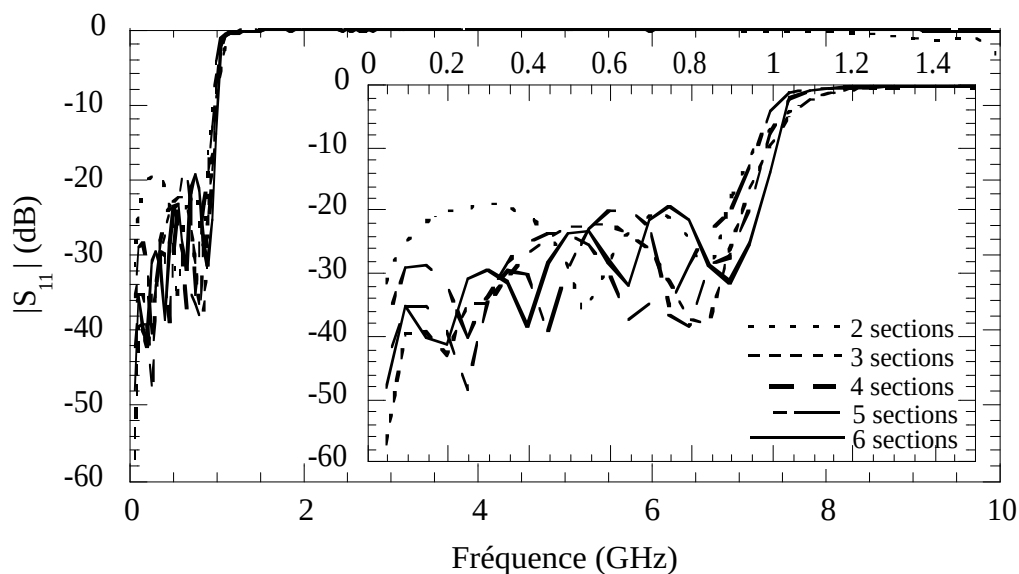


Figure 2.29: Paramètres $|S_{11}|$ mesurés des filtres RO4003 jusqu'à 10 GHz.

Nombre de cellules	2	3	4	5	6
Atténuation à 0,9 GHz (dB)	-0,35	-0,4	-0,54	-0,85	-0,94
Ondulation dans la bande passante (dB)	<0,1 dB	<0,1 dB	<0,1 dB	<0,1 dB	<0,1 dB
Pertes par réflexion (dB)	-18,8	-22,2	-23,7	-19,6	-19,2
Pente de réjection (dB/décade) entre -3 dB et -30 dB	-120	-172	-260	-391	-560
Lobes secondaires jusqu'à 10 GHz	-20 dB vers 9,4 GHz	<-40 dB	<-40 dB	<-40 dB	<-40 dB

Tableau 2.8: Caractéristiques électriques des filtres RO4003.

dans la bande passante sont dues aux pertes conductrices des lignes et au facteur de qualité des capacités CMS. La Figure 2.32 montre les résultats de mesures des cinq filtres réalisés sur RO4003 jusqu'à 20 GHz. Au delà de 10 GHz, des remontées parasites apparaissent pour tous les filtres. L'amplitude des lobes secondaires augmente et leur fréquence augmente lorsque l'ordre du filtre augmente. Les fréquences des lobes secondaires et leurs niveaux sont résumés dans le Tableau 2.8. L'amplitude des lobes secondaires reste inférieure à -22 dB pour le filtre à 6 cellules jusqu'à 20 GHz.

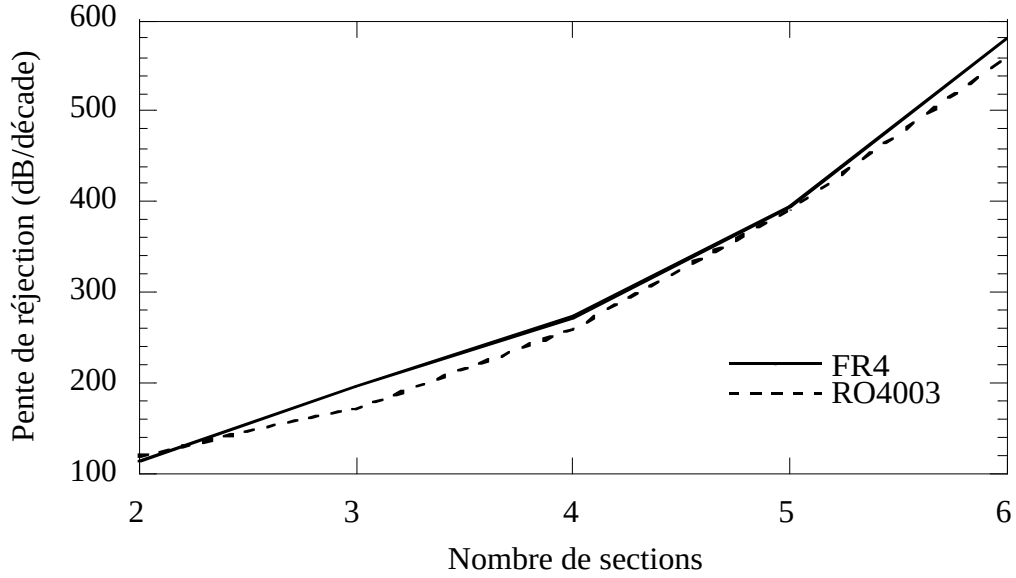


Figure 2.30: Pentés de réjection des filtres FR4 et RO4003.

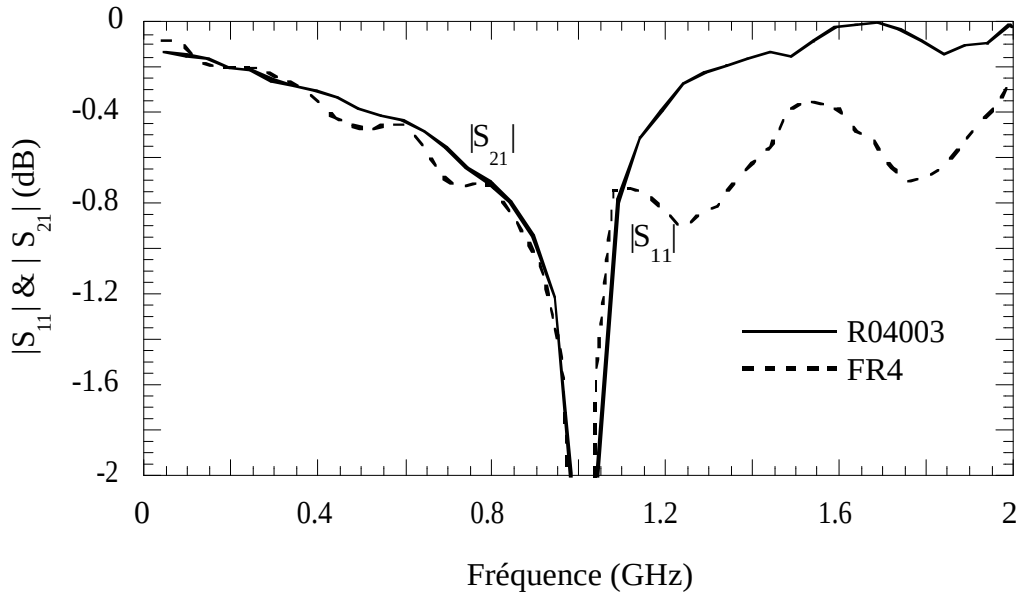


Figure 2.31: Ondulation des filtres FR4 et RO4003.

2.4.4 Simulations et mesures

Les mesures du filtre à 2 cellules réalisé sur RO4003 sont comparées avec les simulations sur la Figure 2.33. Un décalage de 200 MHz, soit 5% de la valeur de la fréquence de coupure, est observé. C'est le cas pour toute la série de filtres réalisés. La remontée parasite mesurée à 10 GHz n'est pas prévue non plus par la simulation de la Figure 2.34. La simulation prévoit un lobe secondaire dû à la deuxième bande permise vers 5,8 GHz.

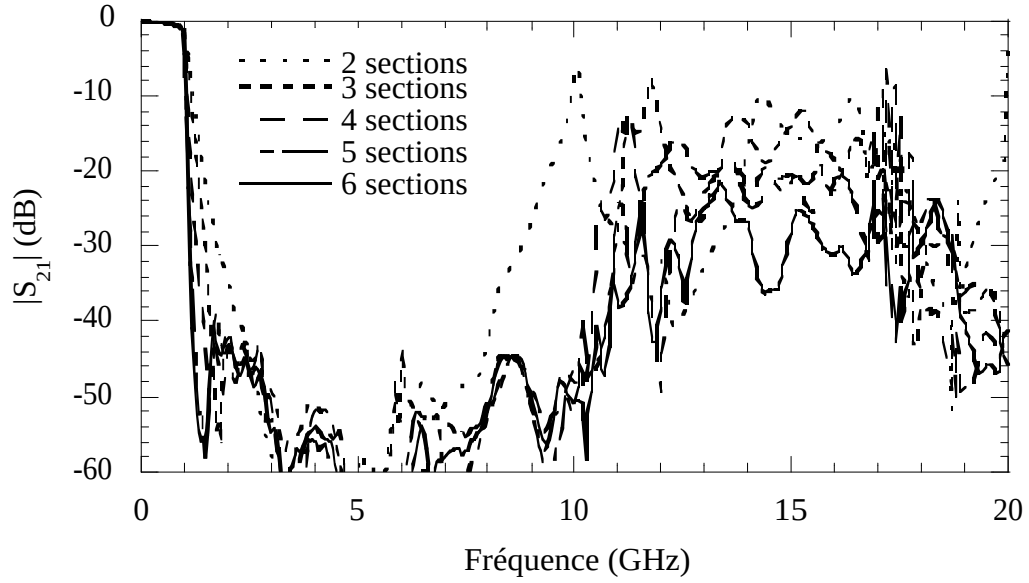


Figure 2.32: Lobes secondaires des filtres sur RO4003 jusqu'à 20 GHz.

Comme ce lobe est très étroit, il est atténué par les pertes de la ligne du fait de son fort facteur de qualité.

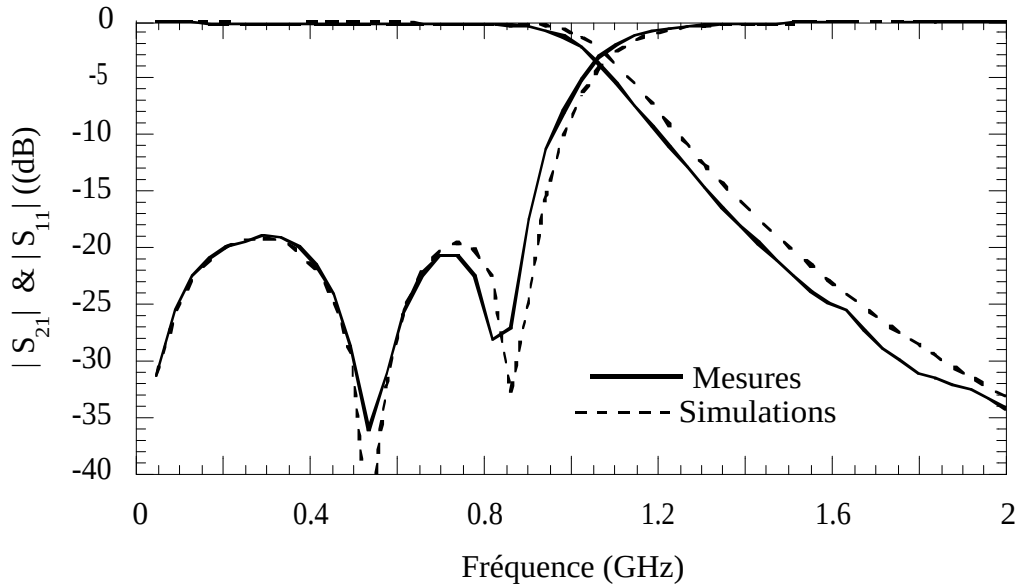


Figure 2.33: Comparaison des mesures et des simulations du filtre à 2 cellules sur RO4003.

Le décalage sur la fréquence de coupure est lié à l'utilisation d'un modèle idéal des capacités. Avec le modèle complet de la capacité de charge, ce décalage de fréquence est compensé. Les simulations montrent qu'une inductance parasite de 0,25 nH est suffisante pour avoir un bon accord entre les mesures et les simulations (Figure 2.35)). Cette

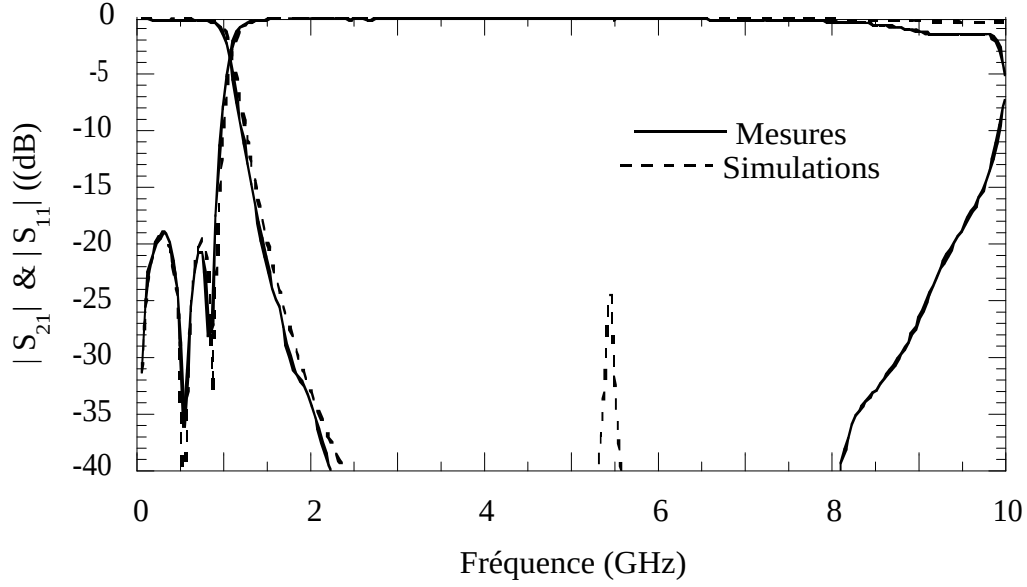


Figure 2.34: Comparaison des mesures et des simulations du filtre à 2 cellules sur RO4003.

inductance parasite est responsable de l'apparition du lobe secondaire vers 10 GHz (Figure 2.36).

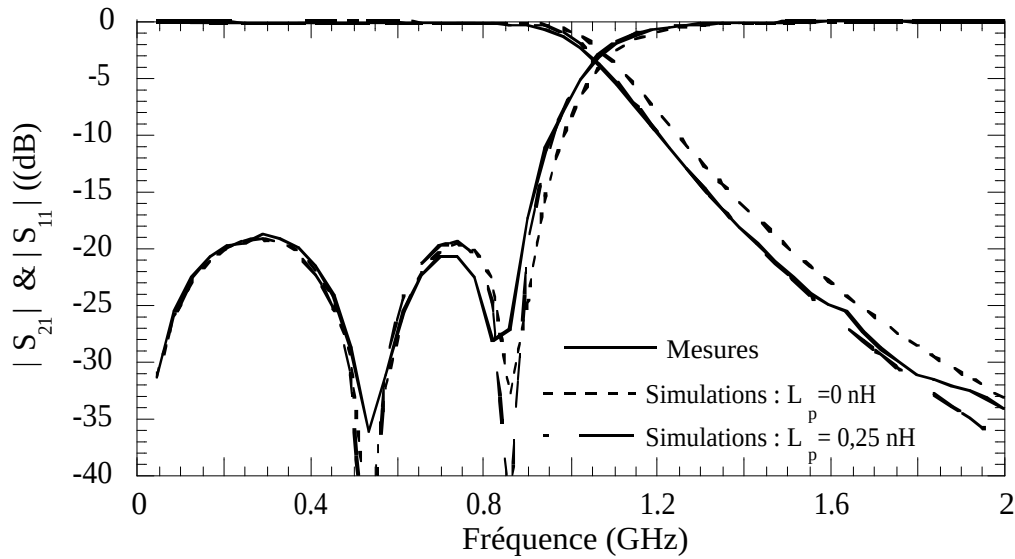


Figure 2.35: Comparaison des mesures et des simulations avec et sans inductance parasite du filtre 2 cellules sur RO4003.

La même inductance parasite est observée pour l'ensemble des filtres mesurés. Cette inductance est due à l'inductance parasite des capacités CMS utilisés et à l'inductance des plots de soudure. Cette étude montre l'utilité de la modélisation de l'élément parasite avant de passer à l'optimisation du dispositif. Le travail d'extraction du modèle de la

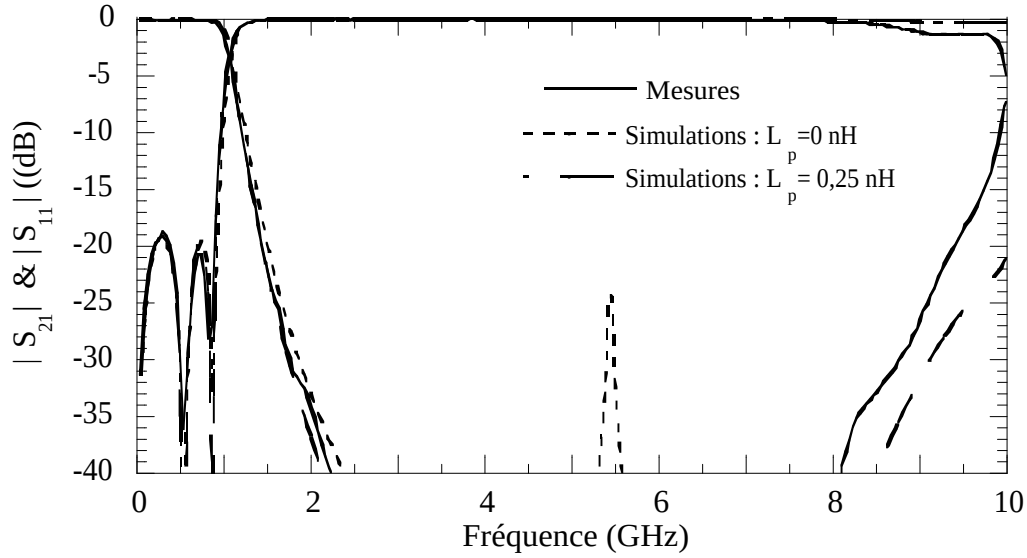


Figure 2.36: Comparaison des mesures et des simulations avec et sans inductance parasite du filtre 2 cellules sur RO4003.

capacité CMS est développé dans le Chapitre 3.

2.5 Filtre en bande X réalisé

La topologie ayant été validée pour des filtres autour de 1 GHz, le défi a été de pouvoir transposer les résultats vers les fréquences plus élevées en utilisant toujours une technologie hybride à l'aide des composants CMS. Pour ceci, un filtre à structure périodique a été conçu pour avoir les mêmes performances qu'un filtre fourni par K&L [133]. Les caractéristiques du filtre K&L de référence sont données par le Tableau 2.9.

f_c (GHz)	f_{1dB} (GHz)	VSWR	Facteur de forme	Dimensions (mm)		
				L	W	H
12	10,8	2,1 :1	1,3 :1	25,4	16,5	12,7

Tableau 2.9: Caractéristiques du filtre K&L.

Le nombre de cellules du filtre passe-bas est spécifié par le facteur de forme désiré. Le facteur de forme de 1,3 correspond à une pente de réjection de 237 dB/décade. D'après la Figure 2.13, un nombre de cellules égal à 4 est suffisant pour dépasser le facteur de forme cherché. Afin d'améliorer la pente de réjection du filtre, une structure à 6 cellules

a néanmoins été adoptée.

Le nombre de cellules étant fixé, le choix de l'impédance caractéristique repose sur le compromis entre la compacité et les pertes du filtre. Dans le souci d'avoir des pertes acceptables dans la bande passante, l'impédance des lignes a été fixée à $92\ \Omega$. Sur un substrat RO4003, une impédance de $92\ \Omega$ est réalisé avec une largeur de ruban central $W=0,3\text{ mm}$ et une fente de largeur $S=1,3\text{ mm}$. Les capacités CMS utilisées sont en boîtier 0402 ($1\text{ mm} \times 0,5\text{ mm}$). Des plots de soudure de longueur $0,6\text{ mm}$ sont nécessaires pour faciliter la soudure et le repérage de la position exacte de la capacité.

L'optimisation du filtre passe-bas à 6 cellules tenant compte du modèle complet des lignes à pertes, des plots de soudure et des Tés de jonction, aboutit aux valeurs des capacités $C_{tap} = C_p = 0,2\text{ pF}$ et des longueurs de lignes $L_{tap} = 1,7\text{ mm}$ et $L_c = 2,4\text{ mm}$.

La réponse simulée est présentée sur la Figure 2.37. L'adaptation est de 15 dB dans la bande passante alors que la pente de réjection atteint 590 dB/décade . La comparaison avec le filtre K&L est établie dans le Tableau 2.10. L'adaptation, la pente de réjection et la compacité sont améliorées.

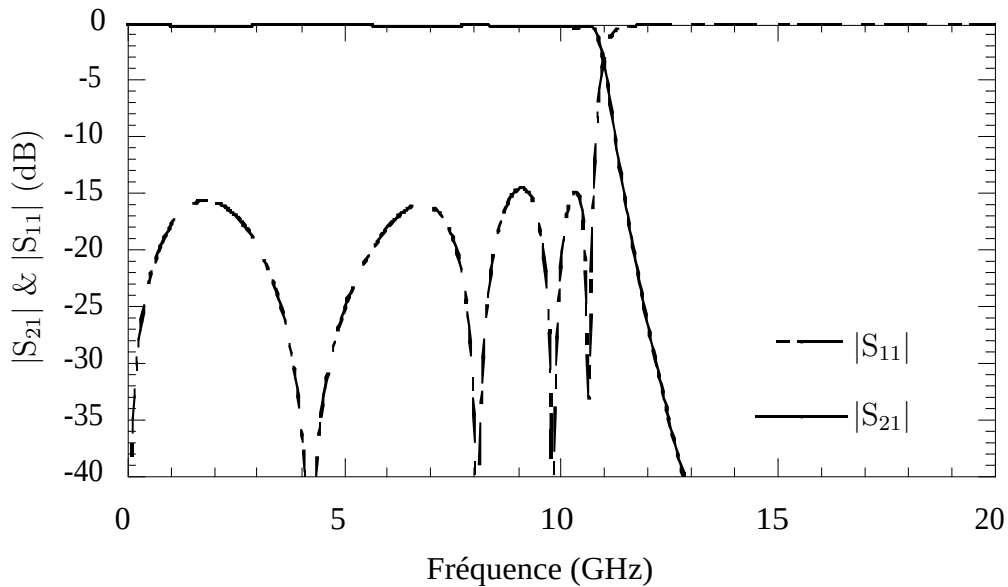


Figure 2.37: Simulations du filtre à 6 cellules avec $C_{tap} = C_p = 0,2\text{ pF}$, $L_{tap} = 1,7\text{ mm}$ et $L_c = 2,4\text{ mm}$.

La photographie du filtre réalisé est donnée sur la Figure 2.38.

La Figure 2.39 montre un désaccord entre les résultats de mesures et les simulations. La fréquence de coupure est décalée d'environ 2 GHz vers les basses fréquences, l'adaptation

f_c (GHz)	f_{1dB} (GHz)	VSWR	Facteur de forme	Dimensions (mm)		
				L	W	H
11,2	10,8	1,5 :1	1,1 :1	14,2	10,85	10

Tableau 2.10: Caractéristiques du filtre à 6 cellules avec $C_{tap} = 0,2$ pF, $L_{tap} = 1,7$ mm et $L_c = 2,4$ mm.

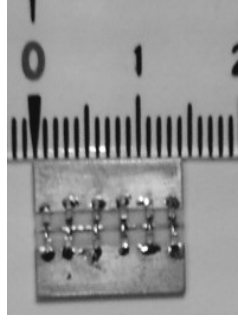


Figure 2.38: Photographie du filtre à 6 cellules réalisé.

est également dégradée (9 dB au lieu de 15 dB). Les pertes d'insertion sont de 1,5 dB dans la bande passante. Par contre la pente de réjection mesurée est meilleure que celle simulée (770 dB/décade au lieu de 590 dB/décade). L'origine de ce désaccord entre les simulations et les mesures provient comme dans le cas du prototype 1 GHz à des éléments parasites négligés lors de l'optimisation.

Le décalage de la fréquence de coupure et la croissance de la pente de réjection est due à l'inductance parasite du plot et de la capacité CMS. Afin de retrouver par simulation les pertes mesurées, la résistance parasite de la capacité et de la soudure doivent être prises en considération. Les rétro-simulations présentées sur la Figure 2.40 montrent qu'une inductance parasite de 0,54 nH et une résistance de 0,4 Ω sont nécessaires pour retrouver un bon accord entre les simulations et la mesure. Ces résultats montrent que la réalisation d'une réponse désirée est impossible sans la maîtrise des éléments parasites, d'où l'importance de la modélisation des capacités et des plots avant de passer à l'optimisation. Ce travail fait l'objet de l'étude menée dans le Chapitre 3.

Une réoptimisation tenant compte cette fois-ci des éléments parasites extraits à partir de la mesure du filtre précédent a été réalisée pour recalibrer la fréquence de coupure. Les valeurs optimisées des longueurs sont $L_{tap} = 1,52$ mm et $L_c = 2,22$ mm avec des capacités

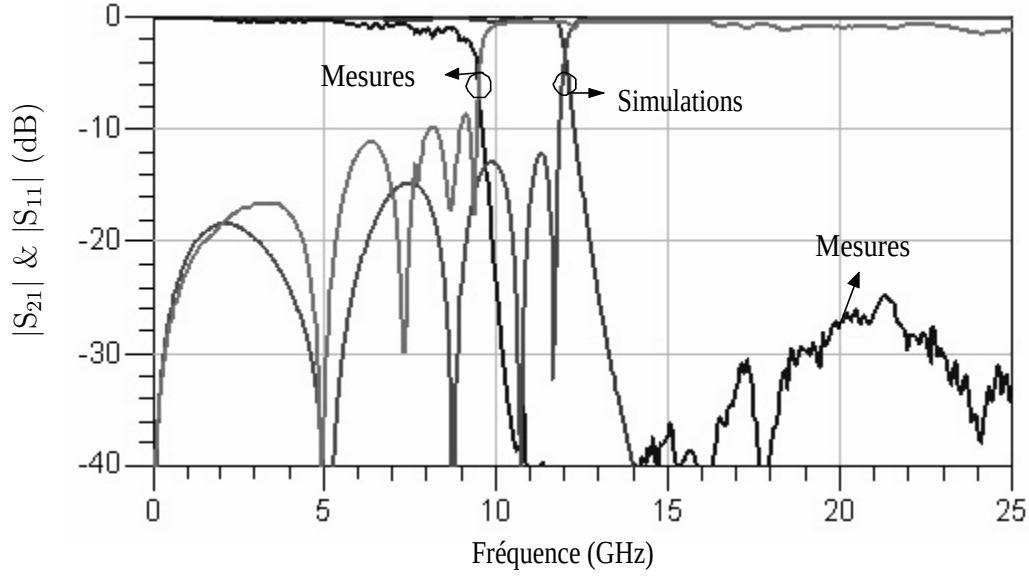


Figure 2.39: Comparaison des mesures et des simulations du filtre passe-bas en bande X.

de 0,15 pF. La réponse obtenue est présentée sur la Figure 2.41.

Les performances des filtres mesuré et ré-optimisé comparées dans le Tableau 2.11.

Filtre	f_{1dB} (GHz)	VSWR	Shape factor	Pertes (dB)	Dimensions (mm)		
					L	W	H
mesuré	8,85	2,1 :1	1,08 :1	1,2	14,2	10,85	10
réoptimisé	10,8	1,67 :1	1,06 :1	1	11,9	10,85	10

Tableau 2.11: Caractéristiques du filtre mesuré et réoptimisé.

Les performances des filtres potentiellement réalisables à l'aide des structures périodiques sont meilleures en termes de pente de réjection, d'adaptation et de compacité. Par contre les pertes d'insertion sont supérieures à 1 dB. Mais compte tenu de l'importance de la pente de réjection simulée, un nombre inférieur à 6 cellules peut être envisagé pour diminuer les pertes du dispositif. Je n'ai malheureusement pas eu le temps de réaliser ce nouveau filtre. Concernant les filtres avec des fréquences de coupure autour de 10 GHz, on peut néanmoins conclure que la synthèse s'avère très délicate du fait de l'influence d'éléments parasites difficilement contrôlables avec une technologie bas coût.

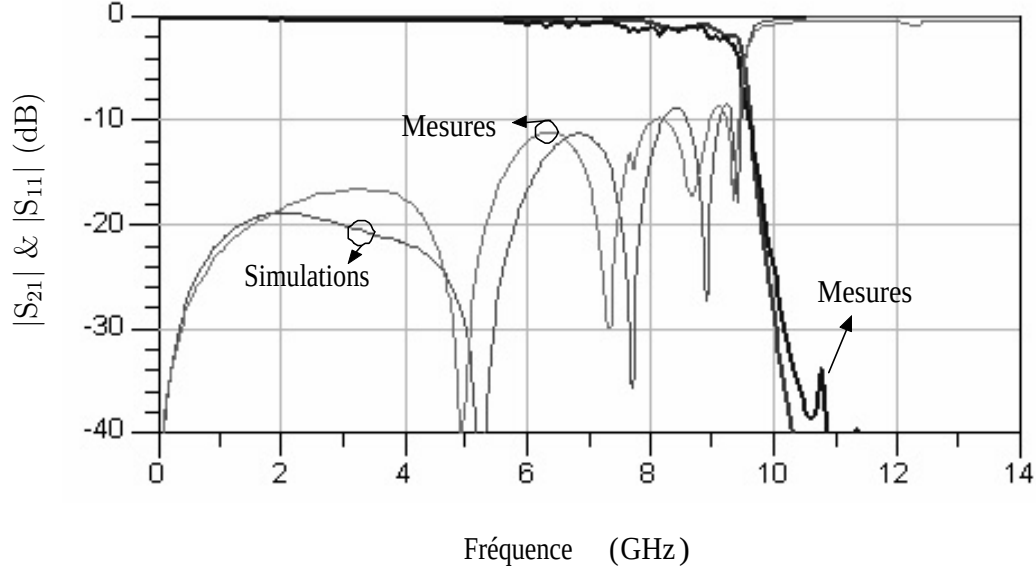


Figure 2.40: Rétro-simulations et mesures du filtre passe-bas en bande X.

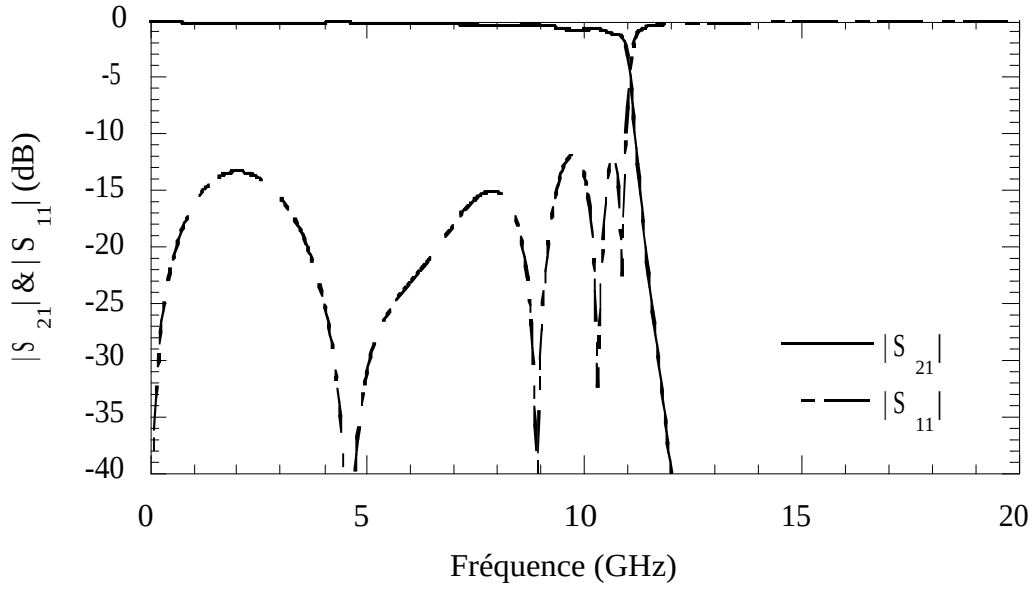


Figure 2.41: Simulations du filtre à 6 cellules avec $C_{tap} = 0,15$ pF, $L_{tap} = 1,52$ mm et $L_c = 2,22$ mm.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle topologie de filtre passe-bas à base de structures périodiques a été développée et validée de manière expérimentale. Une méthode simple de conception a été développée. L'utilisation des structures à bande interdite électromagnétique permet d'obtenir des filtres compacts et sélectifs. La tapérisation de la structure qui consiste en une rupture de la périodicité aux deux extrémités permet d'améliorer l'adapta-

tion dans la bande passante. Une série de prototypes optimisés à une fréquence de coupure égale à 1 GHz a été réalisé en technologie hybride, combinant des lignes CPW et des capacités CMS, sur deux substrats différents. Les résultats de mesures, en bon accord avec les simulations allient des caractéristiques intéressantes en terme de compacité, de pente de réjection, de faible ondulation dans la bande passante, de rejet des lobes secondaires et d'adaptation dans la bande passante meilleure que 17 dB pour les filtres sur substrat FR4 et 19 dB pour les filtres réalisés sur substrat RO4003. Les résultats présentés ont été également publiés dans [128–132]. La possibilité de la montée en fréquence en utilisant toujours une technologie hybride basée sur des capacités CMS a été également explorée. Un filtre passe-bas en bande X a été conçu et mesuré. Malgré un décalage de 2 GHz sur la fréquence de coupure (9,2 GHz au lieu de 11,2 GHz attendus), la possibilité de réalisation de filtres passe-bas jusqu'à 10 GHz en technologie hybride à l'aide des structures périodiques est peut-être envisageable. Pour l'ensemble des filtres réalisés, un décalage sur la fréquence de coupure a été observé. Les rétro-simulations ont montré que ce décalage est lié à l'inductance parasite des capacités CMS et des plots de soudure, non prise en compte lors de la conception. L'obtention de la réponse de filtrage désirée est donc conditionnée par la maîtrise des éléments parasites présents dans le dispositif. L'importance d'avoir un modèle fiable des capacités CMS est donc inévitable. La caractérisation et la modélisation des capacités CMS fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3

Caractérisation et modélisation des capacités

Si l'on considère une technologie de circuit imprimé ou PCB pour "Printed Circuit Board", les éléments localisés présentent un facteur de qualité plus faible que celui des éléments distribués. Ils ont par contre l'avantage d'être compacts, avec des dimensions plus courtes que la longueur d'onde, et donc des effets de couplage entre éléments adjacents plus faibles.

La conception de nombreux filtres RF repose ainsi sur l'utilisation d'éléments localisés. Les capacités localisées du type CMS, "patch", interdigités ou MIM sont fréquemment utilisées dans la réalisation des filtres micro-ondes [6–11].

Des modèles précis sont nécessaires pour la conception de filtres performants. L'établissement de ces modèles nécessite un recours à la caractérisation expérimentale. C'est l'objet de ce chapitre.

Dans un premier temps, l'étude théorique du modèle complet d'une capacité tenant compte des tous les éléments parasites est abordée. Ensuite, la faible sensibilité en basses fréquences de l'impédance équivalente par rapport à l'inductance et la résistance série parasites est confirmée par des mesures de capacités CMS sous l'impédancemètre HP4294A.

Par la suite, nous passons à la caractérisation en hautes fréquences où deux approches différentes sont utilisées. Alors que la mesure directe d'une capacité s'avère insuffisante pour l'obtention d'un modèle précis, l'insertion des capacités dans un filtre passe-bas à structure périodique offre les avantages de simplicité et d'une excellente précision. En effet, la fréquence de coupure et la sélectivité du filtre passe-bas assurent respectivement l'extraction des valeurs de la capacité équivalente et de l'inductance parasite avec une très

bonne précision. En outre, par rapport à la mesure directe de la capacité qui ne permet pas l'extraction de la résistance parasite du fait d'une très faible sensibilité, les pertes d'insertion dans la bande passante permettent de déterminer sa valeur avec une bonne précision.

Enfin, et dans le but de caractériser les pertes diélectriques du Titanate de Strontium (SrTiO_3 ou STO) dans le cadre d'une collaboration avec le LTM et le CEA-LETI, des filtres passe-bas à capacités MIM sont étudiés. L'étude montre que la sensibilité sur les pertes diélectriques peut être suffisante malgré la présence de pertes conductrices élevées. Des techniques de réduction des pertes conductrices sont proposées et une série de filtres en technologie CPW et CPS sont optimisés. Ces filtres sont en cours de réalisation au CEA-LETI.

3.1 Généralités

3.1.1 Propriétés des condensateurs

Le rôle principal d'un condensateur est d'emmagasiner une charge électrique pendant la phase de charge et de fournir de l'énergie électrique à la décharge. Quand une différence de tension est appliquée entre les deux armatures d'un condensateur, l'énergie stockée dépend de la charge et de la capacité. La capacité est définie comme le pouvoir de stockage du champ électrique entre les deux électrodes ou l'efficacité de la structure à emmagasiner de l'énergie électrique quand une différence de potentiel est appliquée entre les deux armatures. La valeur de la capacité dépend de la surface des électrodes, de la distance entre les électrodes et du diélectrique utilisé.

La valeur de la capacité C d'un condensateur formé par deux conducteurs est exprimée par :

$$C = Q / V. \quad (3.1)$$

avec Q la charge totale en Coulombs emmagasinée entre les électrodes et V la différence de tension entre les deux électrodes en Volts. Les lignes de champ vont de l'armature positive vers l'armature négative. La structure de base d'une capacité montrée dans la Figure 3.1, consiste en deux armatures chacune de surface A , séparées par un isolant ou un diélectrique d'épaisseur d et de permittivité relative ϵ_r . La Loi de Gauss donne la charge

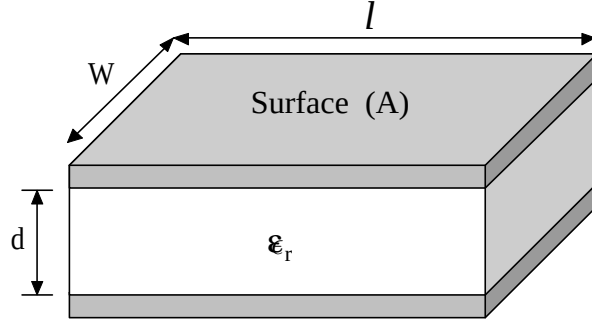


Figure 3.1: Configuration d'un condensateur plan.

totale de chaque armature :

$$Q = \oint_S \epsilon_0 \epsilon_r E_x \cdot ds = \epsilon_0 \epsilon_r E_x A \quad (3.2)$$

avec E_x (V/d) le champ électrique produit par la différence de tension V et ϵ_0 la permittivité de l'air. La capacité est alors donnée par :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W \ell}{d} \quad (3.3)$$

où W et ℓ sont respectivement la longueur et la largeur de chacune des armatures. Cette équation ne tient pas compte de la capacité de bord.

Le diélectrique idéal présente des faibles pertes pour un facteur de qualité à vide maximal, une forte constante diélectrique relative pour une faible taille physique du condensateur, une excellente stabilité en fonction de la température et une tension de claquage élevée. Les premiers diélectriques de bonne qualité sont le mica et le quartz. Les condensateurs au tantale de forte constante diélectrique sont utilisés, mais leur stabilité en fonction de la température est médiocre et les pertes diélectriques sont trop élevées pour des applications RF. Les condensateurs céramiques présentent une excellente stabilité et des constantes diélectriques élevées, ils sont de ce fait privilégiés en RF [134].

3.1.2 Eléments parasites

Le modèle simple et pratique d'un condensateur est donné sur la Figure 3.2. Le modèle comprend une résistance et une inductance en série, dues aux interconnexions et une résistance parallèle provenant du boîtier et des pertes diélectriques. On pourrait ajouter une capacité parallèle correspondant au boîtier, mais dans le cas de notre étude son influence est faible et nous l'avons négligée.

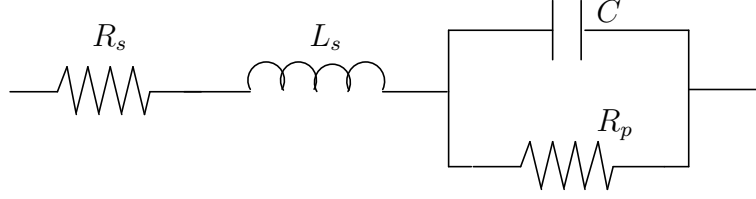


Figure 3.2: Circuit équivalent d'une capacité.

3.1.3 Paramètres d'une capacité

Le choix d'un condensateur particulier dépend de l'application choisie. Lors de la sélection du condensateur, différents paramètres comme la capacité, la tolérance, la stabilité thermique ou le coefficient de température, le facteur de qualité, la résistance série, la fréquence de résonance, le facteur de dissipation, la tension de claquage, la résistance d'insolation, la constante de temps, les dimensions physiques et le coût, sont étudiés. Ces différents paramètres sont définis dans ce paragraphe.

a- Capacité

Une large gamme de valeurs de capacités est disponible pour les condensateurs en boîtier CMS. Ces valeurs s'étendent de 0,1 pF à 1 μ F pour les applications RF et micro-ondes. En technologie monolithique, les valeurs vont de 0,05 à 100 pF.

b - Capacité équivalente

La capacité effective C_{eq} , différente de la valeur intrinsèque C , est la capacité globale du composant considéré, à une fréquence donnée. Elle est calculée à partir de la partie imaginaire de l'impédance équivalente Z_{eq} :

$$C_{eq} = -\frac{1}{Im[Z_{eq}]\omega}. \quad (3.4)$$

En général, la capacité équivalente dépend de la fréquence et des valeurs des éléments parasites.

c - Tolérance

La tolérance absolue ΔC est définie comme l'écart maximal admis entre la valeur nominale C_n figurant au catalogue et la valeur réelle C . La tolérance relative $\Delta C/C_n$ exprimée en pourcentage est utilisée. Des condensateurs avec des tolérances de $\pm 1\%$, $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ et $\pm 20\%$ sont disponibles. Alors que les circuits d'adaptation nécessitent une faible tolérance de la capacité, une tolérance de $\pm 20\%$ est acceptable pour la construction

des blocs DC. La tolérance typique des capacités monolithiques est meilleure que $\pm 10\%$.

d - Fréquence de résonance

La fréquence de résonance est définie comme la fréquence pour laquelle le comportement de la capacité passe de capacitif à inductif. La partie imaginaire de l'impédance équivalente passe de négatif à positif et un saut de phase est observé sur la phase de l'impédance équivalente.

e - Résistance série équivalente

Tous les condensateurs présentent une inductance parasite due aux connections et armatures et une résistance série due aux contacts et aux connections des armatures. La résistance série, connue sous le nom de ESR ("Equivalent Series Resistance"), est un paramètre important dans la conception des capacités. Des condensateurs avec de très faibles valeurs de ESR sont disponibles. La Figure 3.3 montre les valeurs de ESR mesurées pour des capacités AVX Accu-P 0402. Pour le condensateur de capacité 4,7 pF, la valeur de ESR est de 0,125 Ω à 1 GHz.

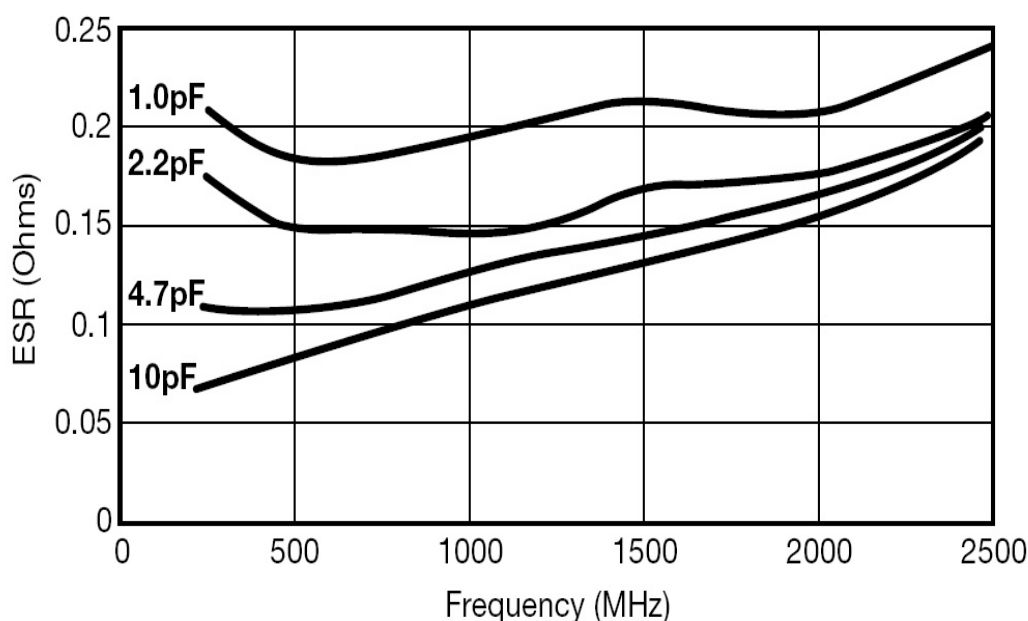


Figure 3.3: Variation typique de la résistance série équivalente des capacités AVX Accu-P 0402 en fonction de la fréquence.

f- Facteur de qualité

Le facteur de qualité d'un circuit est défini comme le rapport entre l'énergie maximum

stockée E_s dans le circuit et l'énergie dissipée E_d , multiplié par le facteur 2π :

$$Q = 2\pi \frac{E_s}{E_d}. \quad (3.5)$$

Lorsqu'un condensateur est représenté par la configuration de la Figure 3.2, on peut définir les facteurs de qualité série Q_c tenant compte de la résistance série R_s et parallèle Q_d correspondant aux pertes diélectriques exprimées par la résistance parallèle R_p . Les facteurs de qualités Q_c et Q_d sont donnés par les expressions suivantes :

$$Q_c = \frac{1}{R_s C \omega} \quad (3.6)$$

et

$$Q_d = R_p C \omega. \quad (3.7)$$

Le facteur de qualité de la capacité de la Figure 3.2 est donné par le rapport entre la partie imaginaire de l'impédance équivalente et de la partie réelle :

$$Q = \left| \frac{Im(Z_{eq})}{Re(Z_{eq})} \right| = \frac{R_p^2 C \omega}{R_s + R_p + R_s (R_p C \omega)^2}. \quad (3.8)$$

En utilisant les expressions 3.6 et 3.7, l'expression du facteur de qualité de la capacité se réduit à :

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_d} \left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right) + \frac{1}{Q_c}}. \quad (3.9)$$

La Figure 3.4 montre les valeurs de Q des capacités AVX Accu-P 0402. Pour 10 pF, Q est meilleur que 100 à 1 GHz.

En considérant la condition arbitraire $Z = 1/C\omega \Omega$, on constate que le facteur de qualité Q diminue avec la fréquence pour une impédance constante égale à 50Ω . On obtient $Q \approx 500$ pour 10 pF à 318 MHz, $Q \approx 450$ pour 4,7 pF à 677 MHz et $Q \approx 250$ pour 2,2 pF à 1,45 GHz. Cela est dû à l'augmentation de la résistance série avec la fréquence, du fait du phénomène d'effet de peau.

g - Constante de temps

Dans un circuit où une capacité idéale C est connectée en série à une résistance R_s , et une tension DC est appliquée, un temps τ est nécessaire pour charger le condensateur à la tension appliquée. La constante de temps est exprimée par :

$$\tau = R_s C. \quad (3.10)$$

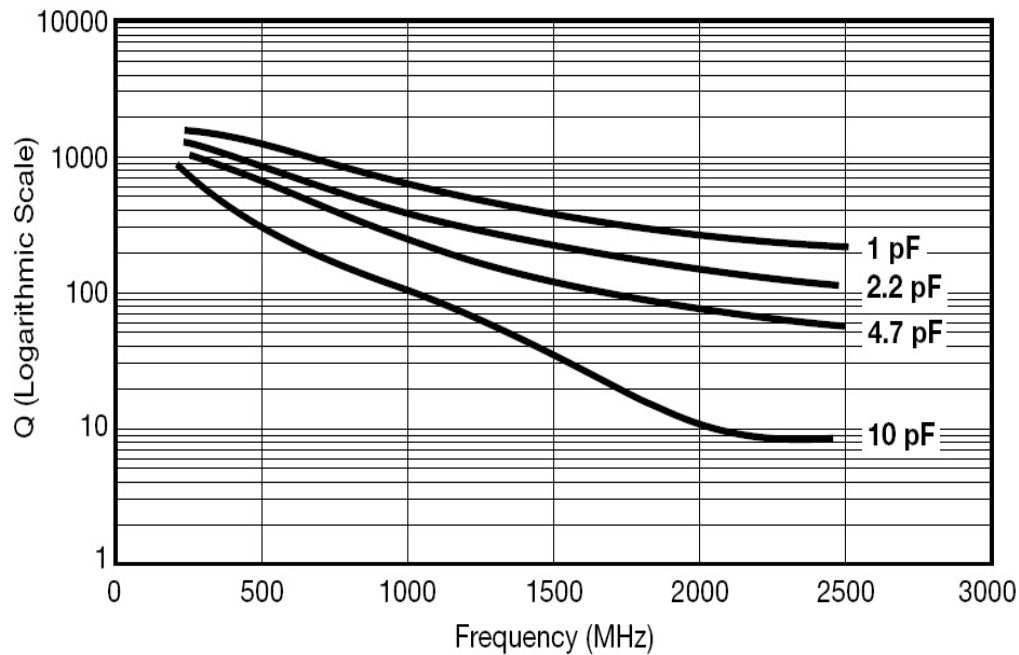


Figure 3.4: Variation typique du facteur de qualité des capacités AVX Accu-P 0402 en fonction de la fréquence.

h - Tension de claquage

La tension nominale indiquée sur un condensateur est la tension maximum que ce dernier pourra supporter en permanence. En cas de dépassement de la tension maximale, un claquage du diélectrique peut se produire. Certains diélectriques solides sont auto cicatrisants, c'est à dire qu'ils ne mettent pas les armatures du condensateur en court-circuit après un claquage et celui-ci peut encore être utilisé. Cette tension, qui dépend de la distance entre les armatures et de la nature du diélectrique, définit le type d'application du condensateur.

La résistance aux surtensions est liée à la rigidité diélectrique de l'isolant et à son épaisseur. Pour certains matériaux la rigidité diélectrique varie fortement avec la température, la fréquence, l'hygrométrie et l'épaisseur de l'isolant.

i - Coefficient de température

Le taux de variation de la capacité en fonction de la température est connu sous le nom de *coefficient de température* (TC) exprimé en particules par million par degré Celsius (ppm/°C). Une faible valeur de TC est désirable pour la plupart des applications où la stabilité du circuit en fonction de la température est importante. La valeur de TC peut être négative ou positive. Les condensateurs à faible valeur de capacité ont une valeur de

TC inférieure à ± 50 ppm / ° C. La valeur de TC des condensateurs métalliques utilisant le Nitrure de Silicium comme isolant est de l'ordre de $+30$ ppm/ ° C.

3.2 Etude théorique

Cette partie est consacrée à l'étude théorique du modèle complet d'une capacité avec tous ses éléments parasites. Les parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique équivalente sont explicitées. La capacité effective et la fréquence de résonance sont calculées. Une méthode d'extraction des différents éléments à partir de l'impédance équivalente basée sur un calcul matriciel est également proposée.

3.2.1 Impédance équivalente

L'impédance équivalente du circuit présenté sur la Figure 3.2 est donnée par :

$$Z = R_s + \frac{R_p}{1 + R_p^2 C^2 \omega^2} + j \left(L_s \omega - \frac{R_p^2 C \omega}{1 + R_p^2 C^2 \omega^2} \right). \quad (3.11)$$

La partie réelle de l'impédance équivalente s'écrit :

$$Re[Z] = R_s + \frac{R_p}{1 + R_p^2 C^2 \omega^2}. \quad (3.12)$$

D'après l'égalité 3.12, la résistance parallèle a une influence sur la partie réelle de l'impédance uniquement pour les basses fréquences. Par contre la résistance série R_s est masquée vers les basses fréquences par la valeur importante de R_p et ne peut être vue qu'en hautes fréquences. En effet, on a :

$$Re[Z]_{\omega \rightarrow 0} = R_s + R_p \quad (3.13)$$

et

$$Re[Z]_{\omega \rightarrow \infty} = R_s. \quad (3.14)$$

La partie imaginaire de l'impédance équivalente s'écrit :

$$Im[Z] = \left(L_s \omega - \frac{R_p^2 C \omega}{1 + R_p^2 C^2 \omega^2} \right). \quad (3.15)$$

L'effet de l'inductance est important pour les hautes fréquences quand L_s n'est pas négligeable.

La Figure 3.5 compare le module de l'impédance d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH, $R_s=0,2$ Ω , $R_p=15$ K Ω en comparaison avec celle de la capacité idéale. Le module de l'impédance équivalente s'annule à la fréquence de résonance pour laquelle une variation de phase brutale de -90° à $+90^\circ$ est observée. En effet, la fréquence de résonance qui a lieu autour de 7 GHz, marque la transition du comportement capacitif marqué par la phase de -90° au comportement inductif exprimé par la phase positive. L'écart entre les impédances est croissant pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance.

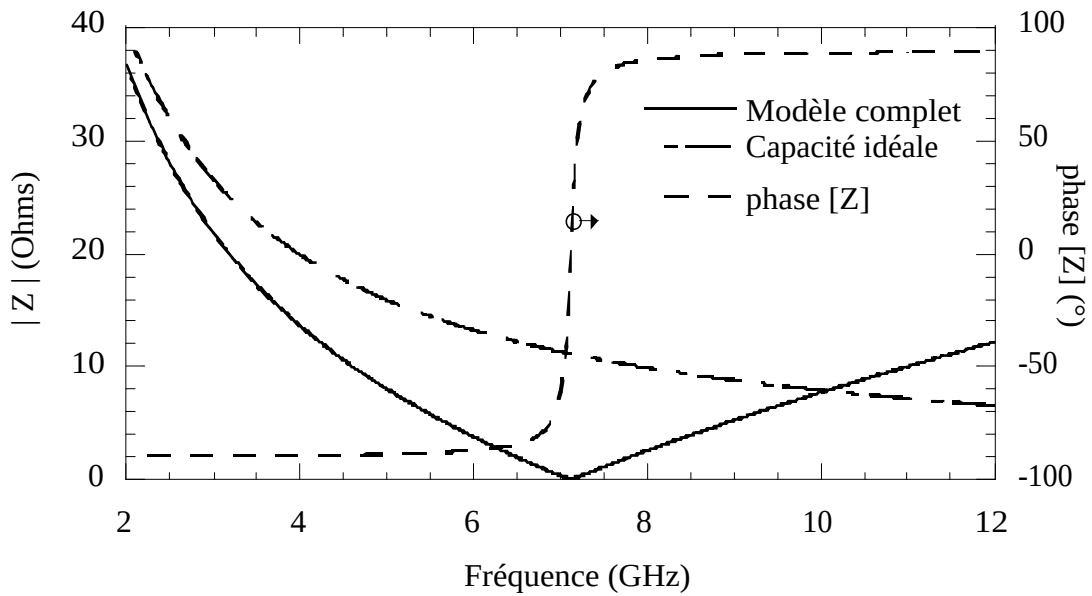


Figure 3.5: Evolution du module de l'impédance et de l'angle θ d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH, $R_s=0,2$ Ω , et $R_p=15$ K Ω en comparaison avec l'impédance de la capacité idéale.

La fréquence de résonance, solution de l'équation $Im[Z] = 0$, est donnée par :

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_p^2 C - L_s}{L_s R_p^2 C^2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 - \frac{L_s}{R_p^2 C}}{L_s C}}. \quad (3.16)$$

Lorsque la valeur de la résistance R_p est importante, la fréquence de résonance du circuit résonnant LC égale à $1/\sqrt{L_s C}$ est retrouvée. La résonance d'une capacité de valeur $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH et $R_p=15$ K Ω , a lieu à la fréquence de 7,1 GHz. Cette fréquence de résonance est retrouvée sur la Figure 3.5, comme la fréquence qui annule le module de l'impédance équivalente.

3.2.2 Capacité équivalente

La capacité équivalente est donnée par :

$$C_{eq} = \frac{-1}{\omega \text{Im}[Z]} = \frac{-1 - \omega^2 R_p^2 C}{L \omega^2 - R_p^2 C \omega^2 + L R_p^2 C^2 \omega^4} = \frac{C + \frac{1}{R_p^2 C \omega^2}}{1 - \frac{L}{R_p^2 C} - L C \omega^2}. \quad (3.17)$$

Si l'on considère très grande la résistance parallèle, l'impédance de la capacité s'écrit comme :

$$C_{eq} = \frac{C}{1 - L_s C \omega^2} = \frac{C}{1 - (\omega/\omega_s)^2} \quad (3.18)$$

avec $\omega_s = (1/\sqrt{L_s C})$ la fréquence de résonance. Au dessous de la fréquence de résonance, la valeur de la capacité équivalente C_{eq} est supérieure à la valeur intrinsèque C . La Figure 3.6 illustre la croissance rapide de la capacité équivalente en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence de résonance. Ce phénomène explique l'importance d'une faible valeur de l'inductance parasite. Par exemple, une inductance parasite de 0,5 nH augmente de 10 % la valeur d'une capacité de 6,8 pF à 800 MHz pour une fréquence de résonance est de 2,7 GHz.

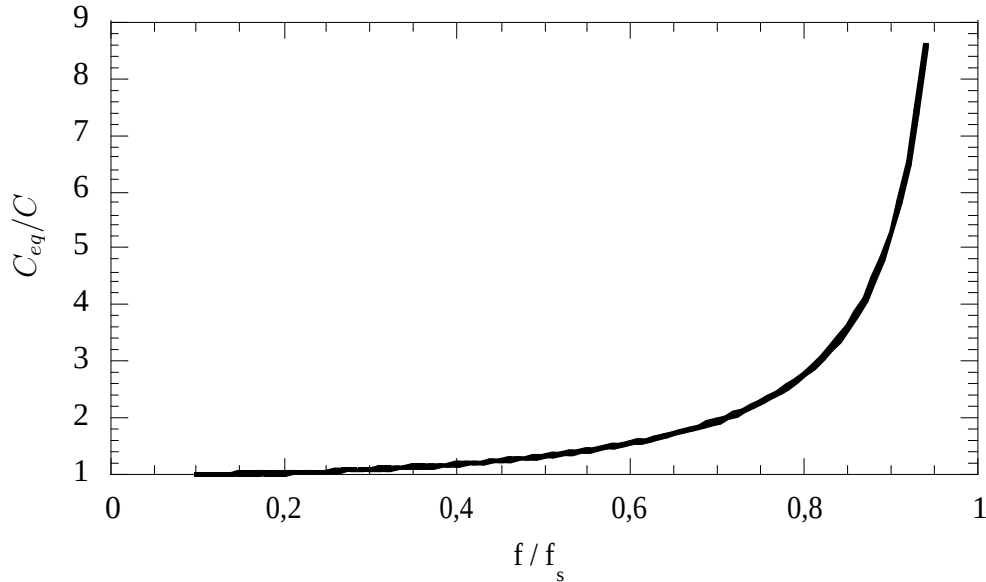


Figure 3.6: Evolution du rapport de la capacité équivalente sur sa valeur intrinsèque d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH, $R_s=0,2$ Ω , et $R_p=15$ K Ω en fonction de la fréquence normalisée par rapport à la fréquence de résonance.

3.2.3 Extraction des éléments de la capacité à partir de la mesure de l'impédance équivalente

Les impédancemètres permettent une mesure directe de l'impédance équivalente du circuit testé. Une méthode d'extraction des valeurs des éléments C , L_s , R_s et R_p à partir des parties réelles et imaginaire de l'impédance équivalente de la capacité est présentée dans ce paragraphe.

En considérant dans un premier temps la partie réelle de l'impédance équivalente, l'équation 3.12 peut se mettre sous la forme :

$$Re[Z] = -R_p^2 C^2 \omega^2 Re[Z] + R_s R_p^2 C^2 \omega^2 + R_s + R_p. \quad (3.19)$$

Cette équation se transforme en :

$$Re[Z] = a_1 \omega^2 Re[Z] + a_2 \omega^2 + a_3. \quad (3.20)$$

avec $a_1 = -R_p^2 C^2$, $a_2 = R_s R_p^2 C^2$, et $a_3 = R_s + R_p$. Afin d'extraire les variables a_1 , a_2 , et a_3 à partir de la mesure directe de la partie réelle de l'impédance, il faut au moins trois mesures différentes de $Re[Z]$. Pour trois points de mesures correspondant à trois fréquences différentes, cette égalité se traduit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} \omega_1^2 Re[Z]_1 & \omega_1^2 & 1 \\ \omega_2^2 Re[Z]_2 & \omega_2^2 & 1 \\ \omega_3^2 Re[Z]_3 & \omega_3^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Re[Z]_1 \\ Re[Z]_2 \\ Re[Z]_3 \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

Donc la matrice a est calculée par :

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Re[Z]_1 \\ Re[Z]_2 \\ Re[Z]_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_1^2 Re[Z]_1 & \omega_1^2 & 1 \\ \omega_2^2 Re[Z]_2 & \omega_2^2 & 1 \\ \omega_3^2 Re[Z]_3 & \omega_3^2 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \quad (3.22)$$

A partir des coefficients a_1 , a_2 et a_3 , les paramètres R_s , R_p et C sont facilement calculés :

$$R_s = -\frac{a_2}{a_1} \quad (3.23)$$

$$R_p = a_3 - R_s = a_3 + \frac{a_2}{a_1} \quad (3.24)$$

$$C = \sqrt{-\frac{a_1}{R_p}} = \sqrt{-\frac{a_1}{a_3 + \frac{a_2}{a_1}}}. \quad (3.25)$$

D'une façon similaire la partie imaginaire de Z se met sous la forme :

$$Im(Z) = b_1\omega + b_2\omega^3 + b_3\omega^2 Im[Z] \quad (3.26)$$

avec $b_1 = L - R_p^2 C$, $b_2 = LR_p^2 C^2$, et $b_3 = -R_p^2 C^2$.

Sous forme matricielle, l'égalité se réduit à :

$$\begin{pmatrix} \omega_1 & \omega_1^3 & \omega_1^2 Im[Z]_1 \\ \omega_2 & \omega_2^3 & \omega_2^2 Im[Z]_2 \\ \omega_3 & \omega_3^3 & \omega_3^2 Im[Z]_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Im[Z]_1 \\ Im[Z]_2 \\ Im[Z]_3 \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

La matrice b est égale à :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Im[Z]_1 \\ Im[Z]_2 \\ Im[Z]_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_1 & \omega_1^3 & \omega_1^2 Im[Z]_1 \\ \omega_2 & \omega_2^3 & \omega_2^2 Im[Z]_2 \\ \omega_3 & \omega_3^3 & \omega_3^2 Im[Z]_3 \end{pmatrix}^{-1} \quad (3.28)$$

Les coefficients b_1 , b_2 et b_3 étant calculés, l'extraction de L_s , R_p et C devient possible :

$$L_s = \frac{b_3}{b_2} \quad (3.29)$$

$$C = \frac{b_3}{b_1 - L_s} = \frac{b_3}{b_1 - \frac{b_3}{b_2}} \quad (3.30)$$

$$R_p = \frac{\sqrt{-b_3}}{C} = \frac{\sqrt{-b_3}}{\frac{b_3}{b_1 - \frac{b_3}{b_2}}}. \quad (3.31)$$

3.3 Extraction en Basse Fréquence

Dans cette partie, la mesure d'une série de capacités CMS de boîtier 0603 effectuée jusqu'à 1 MHz à l'aide de l'impédancemètre HP4294, est présentée. Les valeurs de la capacité et de la résistance parallèle sont extraites avec une bonne précision. L'absence de sensibilité sur la partie imaginaire de l'impédance par rapport à l'inductance parasite est observée expérimentalement et confirmée par une étude de sensibilité.

3.3.1 Mesures

Une série de condensateurs fournis par DLI et Murata de boîtier 0603 est caractérisée jusqu'à 1 MHz avec l'impédancemètre HP4294. Les valeurs des capacités sont 1,5 - 1,8 - 2 et 2,2 pF pour les capacités DLI et 1,5 - 1,8 - 2 et 3 pF pour les capacités Murata.

Les mesures de la partie réelle de Z ne sont pas suffisamment reproductibles, pour permettre une extraction fiable de R_s , par manque de sensibilité. Seule la partie imaginaire de Z est donc exploitable. Pour ces faibles fréquences, l'extraction de la valeur de l'inductance parasite L_s est cependant difficile du fait d'une sensibilité également trop faible. Ceci sera démontré plus loin par l'étude de sensibilité présentée dans le paragraphe 3.3.2. La Figure 3.7 montre la partie imaginaire mesurée de la capacité de valeur 1,8 pF avec la partie imaginaire d'une capacité de 1,73 pF et une résistance parallèle de valeur égale à 5 M Ω .

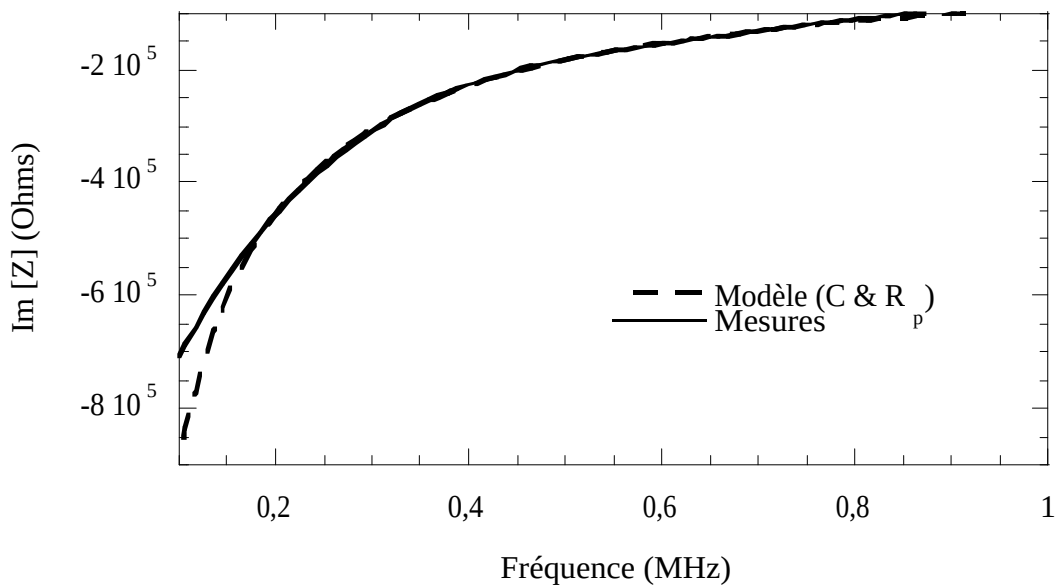


Figure 3.7: Partie imaginaire mesurée de la capacité DLI de valeur 1,8 pF

Les Tableaux 3.1 et 3.2 résument les valeurs mesurées de la capacité réelle, de la résistance parallèle et de la tolérance des condensateurs mesurés. La tolérance varie de 3 à 5% pour les capacités DLI alors qu'elle passe de 5 à 6% pour les capacités Murata. La résistance parallèle R_p est de 5 M Ω et de 8 M Ω pour les capacités Murata à l'exception de la capacité de valeur 1,8 pF qui présente une résistance parallèle de valeur de 4,2 M Ω .

3.3.2 Etude de sensibilité

Une étude de sensibilité pour l'extraction de la capacité C , la résistance parallèle R_p et l'inductance série L_s à partir de la partie imaginaire de l'impédance utilisant l'analyse de Monte Carlo est menée. Les dérivées partielles de la partie imaginaire de l'impédance

Valeur nominale (pF)	Valeur mesurée (pF)	R_p (M Ω)	Tolérance (%)
1,5	1,55	5	3
1,8	1,73	5	4
2	1,94	5	3
2,2	2,08	5	5

Tableau 3.1: Mesures des capacités DLI.

Valeur nominale (pF)	Valeur mesurée (pF)	R_p (M Ω)	Tolérance (%)
1,5	1,58	9,8	5
1,8	1,81	4,2	5
2	2,1	9,9	5
3	2,82	8,8	6

Tableau 3.2: Mesures des capacités Murata

équivalente par rapport à ces trois éléments sont également calculées. Le cas traité est celui d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH , $R_s=0,2$ Ω , et $R_p=15$ K Ω . Cette étude confirme les résultats de mesure.

3.3.2.1 Capacité

La Figure 3.8 montre la simulation pour une analyse de Monte Carlo de la partie imaginaire de l'impédance pour une variation relative de la capacité égale à 5% autour de la valeur nominale.

La dérivée partielle de la partie imaginaire de l'impédance caractéristique $Im[Z]$ par rapport à la valeur de la capacité C est donnée par :

$$\frac{\partial Im[Z]}{\partial C} = \frac{R_p^2 \omega (-1 + R_p^2 C^2 \omega^2)}{(1 + R_p^2 C^2 \omega^2)^2}. \quad (3.32)$$

La Figure 3.9 présente la variation relative $\frac{\Delta Im[Z]}{Im[Z]} / \frac{\Delta C}{C}$ pour un modèle d'une capacité avec tous ses parasites. La Figure 3.9 montre que la variation relative de la partie imaginaire est proche de 90% de la variation relative de la capacité pour les faibles fréquences et pour les fréquences supérieures à 21 MHz. La variation relative de la partie imaginaire de l'impédance équivalente est plus faible que 50 % de la variation relative de la capacité pour des fréquences comprise entre 3 MHz et 10 MHz.

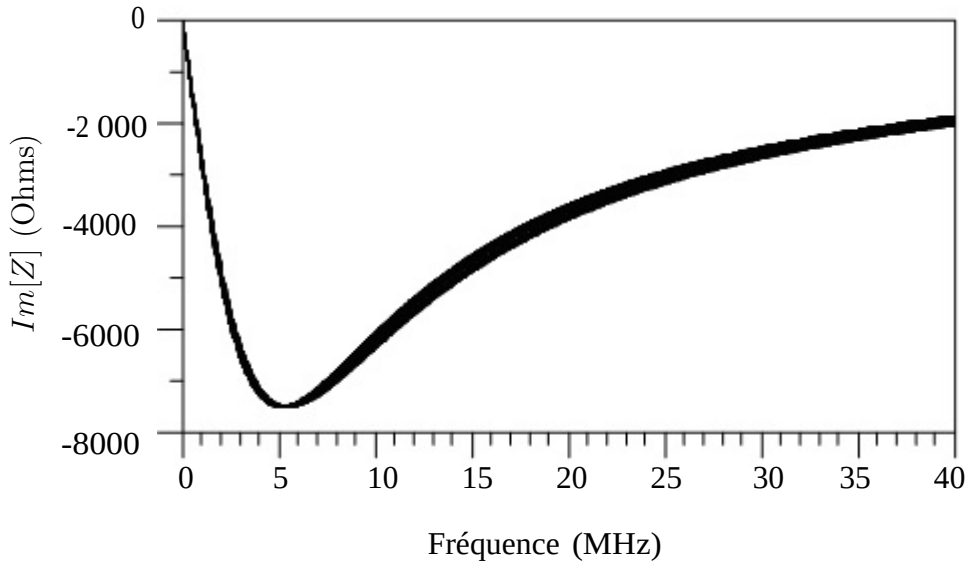


Figure 3.8: Etude de sensibilité sur la partie imaginaire de Z pour un modèle d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH, $R_s=0,2$ Ω , $R_p=15$ K Ω pour une variation de 5% de la capacité.

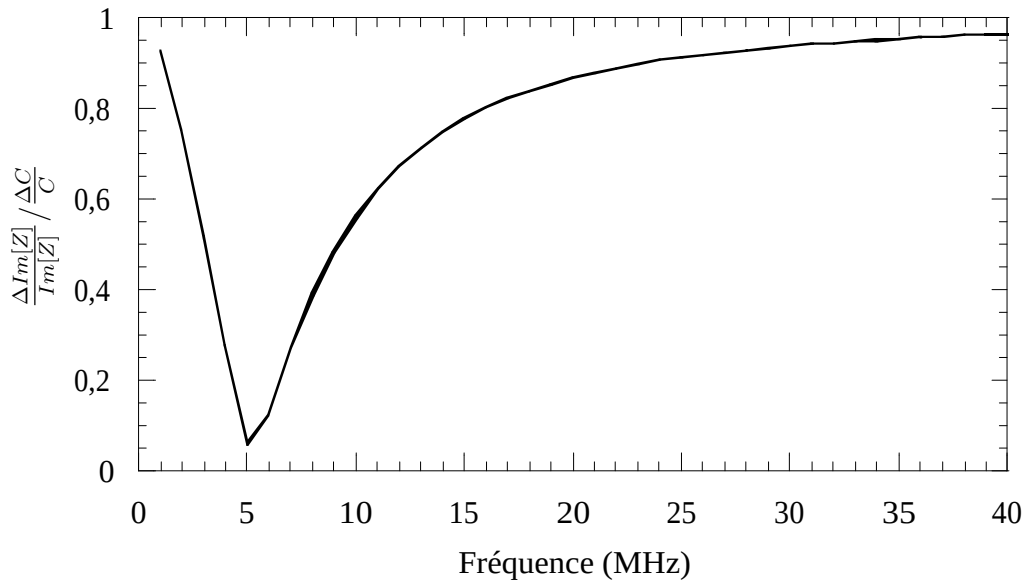


Figure 3.9: Evolution de la variation relative de la partie imaginaire de l'impédance équivalente $\frac{\Delta Im[Z]}{Im[Z]} / \frac{\Delta C}{C}$ par rapport à la fréquence pour un modèle d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH, $R_s=0,2$ Ω , $R_p=15$ K Ω .

3.3.2.2 Résistance parallèle

L'analyse de Monte Carlo de la partie imaginaire de l'impédance pour une variation relative de 5% autour de la valeur nominale de la résistance parallèle est montrée sur la Figure 3.10.

La dérivée partielle de la partie imaginaire de l'impédance équivalente par rapport à

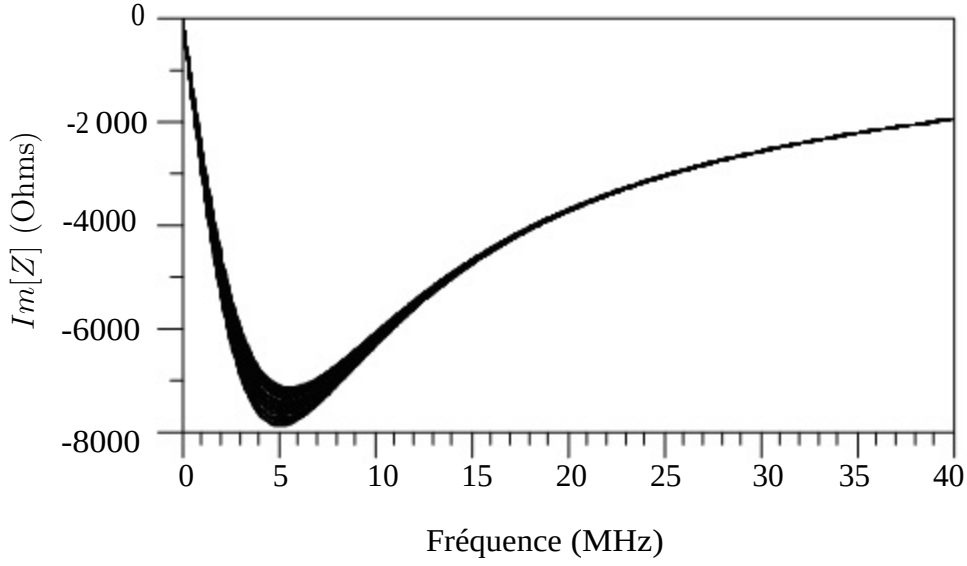


Figure 3.10: Etude de sensibilité sur la partie imaginaire de Z pour un modèle d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH, $R_s=0,2$ Ω , $R_p=15$ K Ω pour une variation de 5% de la résistance parallèle parasite.

la résistance parallèle R_p est donnée par :

$$\frac{\partial \text{Im}[Z]}{\partial R_p} = -\frac{2 R_p C \omega}{(1 + R_p^2 C^2 \omega^2)^2} \quad (3.33)$$

La Figure 3.11 montre que la variation relative de la partie imaginaire $\Delta \text{Im}[Z] / \text{Im}[Z]$ dépasse 100% de la variation relative de la résistance parallèle parasite $\Delta R_p / R_p$ pour les basses fréquences inférieures à 5 MHz. La sensibilité de la partie imaginaire de l'impédance caractéristique par rapport à la valeur de la résistance parasite est importante pour les faibles fréquences.

3.3.2.3 Inductance série

La Figure 3.12 montre qu'une variation de 10% autour d'une valeur de 0,25 nH de l'inductance parasite ne présente aucun effet sur la partie imaginaire de l'impédance équivalente du circuit étudié. Il est donc clairement irréaliste de vouloir extraire la valeur de l'inductance parasite à partir de la mesure de l'impédance pour les faibles fréquences.

En effet la dérivée partielle de la partie imaginaire de l'impédance équivalente est égale à :

$$\frac{\partial \text{Im}[Z]}{\partial L_s} = \omega. \quad (3.34)$$

La sensibilité de la partie imaginaire par rapport à la valeur de l'inductance parasite L_s est très faible pour les basses fréquences. La Figure 3.13 montre que la variation relative

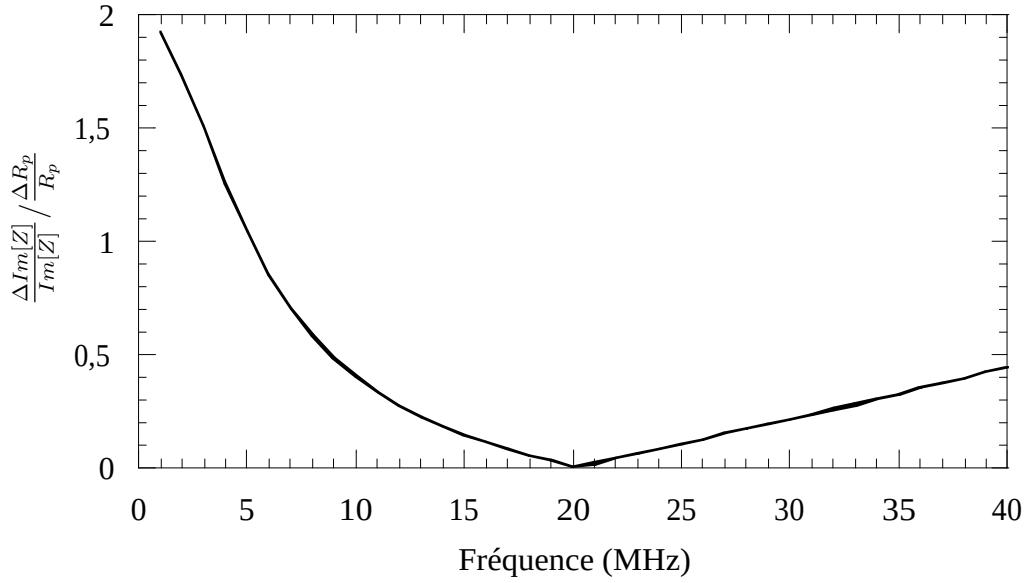


Figure 3.11: Evolution de la variation relative de la partie imaginaire de l'impédance équivalente $\frac{\Delta Im[Z]}{Im[Z]} / \frac{\Delta R_p}{R_p}$ par rapport à la fréquence pour un modèle d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH , $R_s=0,2$ Ω , $R_p=15$ K Ω .

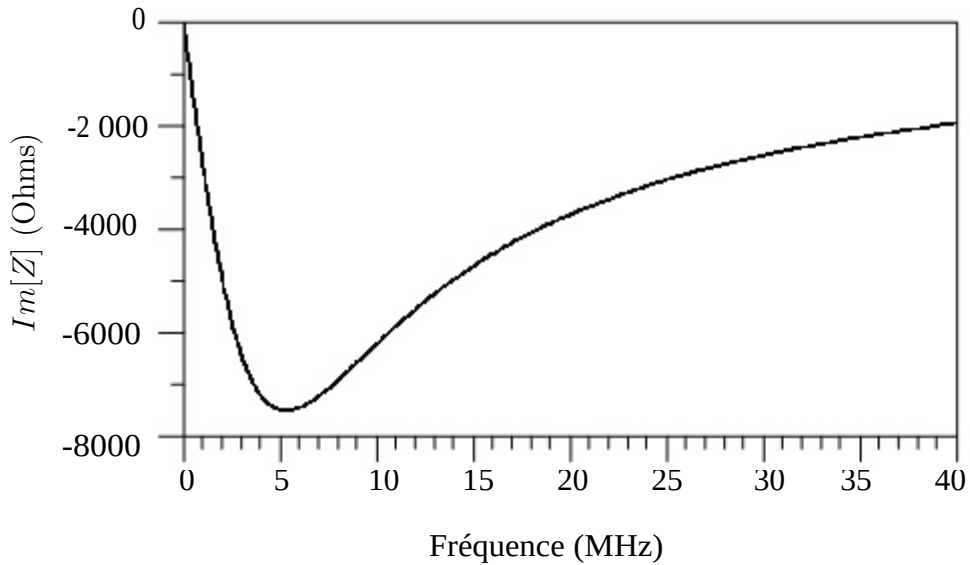


Figure 3.12: Etude de sensibilité sur la partie imaginaire de Z pour un modèle d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH, $R_s=0,2$ Ω , $R_p=15$ K Ω pour une variation de 10% sur l'inductance parasite.

de la partie imaginaire de l'impédance équivalente $Im[Z]$ est plus faible que 0,003% de la variation relative de la valeur de l'inductance L_s ($\frac{\Delta Im[Z]}{Im[Z]} < 0,003 \frac{\Delta L_s}{L_s}$) pour les fréquences inférieures à 40 MHz.

Alors que la mesure en basse fréquence assure une bonne précision sur la valeur de la capacité C et la résistance parasite parallèle R_p , l'extraction de la résistance série R_s et de

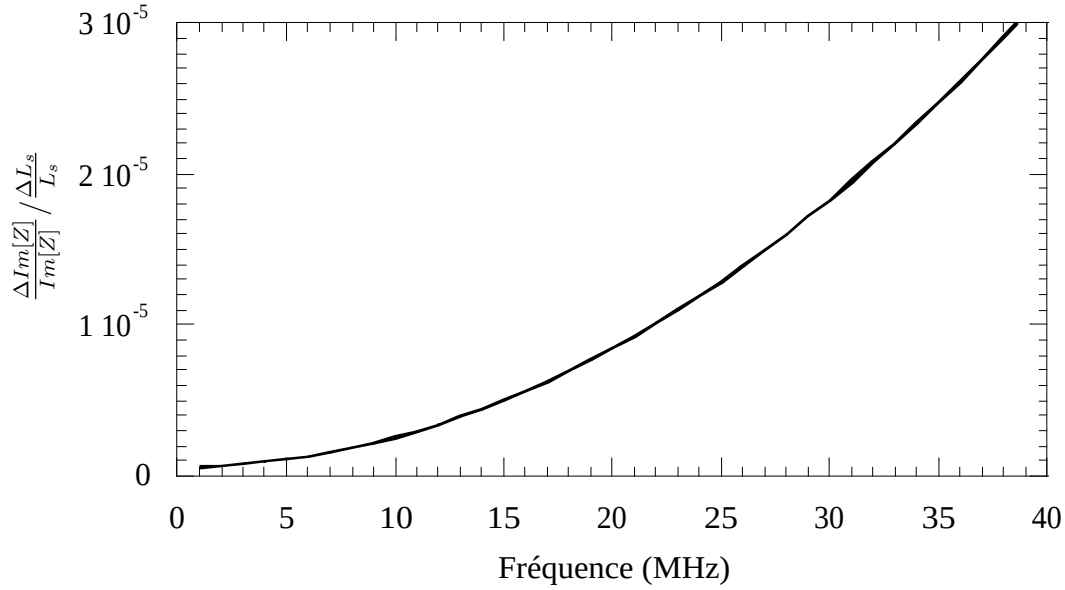


Figure 3.13: Evolution de la variation relative de la partie imaginaire de l'impédance équivalente $\frac{\Delta Im[Z]}{Im[Z]} / \frac{\Delta L_s}{L_s}$ par rapport à la fréquence pour un modèle d'une capacité $C=2$ pF avec les parasites $L_s=0,25$ nH , $R_s=0,2$ Ω , $R_p=15$ K Ω .

l'inductance parasite L_s est impossible en basse fréquence. Le paragraphe suivant présente une méthode d'extraction de ces deux éléments à l'aide de mesures Haute Fréquence HF.

3.4 Extraction en Haute Fréquence

Comme l'extraction de tous les éléments du modèle complet est impossible en BF, les capacités sont mesurées en HF avec deux approches différentes. La première consiste en une mesure directe des paramètres S de la capacité branchée en série, alors que la deuxième mesure les capacités insérées dans un filtre passe-bas à structure périodique similaire à la topologie présentée dans le Chapitre 2. L'étude montre que la précision d'extraction est meilleure avec l'insertion de la capacité dans le filtre passe-bas qu'avec une simple capacité.

3.4.1 Capacité simple

Des capacités simples AVX 0402 insérées en parallèle sur des lignes microruban sur un substrat RO4003 ($\epsilon_r = 3,38$, $h = 813$ μm) ont été mesurées avec un analyseur vectoriel HP8510C. Nous avons utilisé un calibrage TRL avec deux standards Line 40 MHz-3 GHz et 3 GHz-30 GHz. La Figure 3.14 montre le dispositif utilisé pour la mesure de la capacité

connectée à un via de $600\text{ }\mu\text{m}$ en parallèle. Des plots de soudure de $0,6\text{ mm} \times 0,6\text{ mm}$ ont été ajoutés pour souder les capacités. Deux valeurs ont été testées : $2,7\text{ pF}$ et $1,5\text{ pF}$.

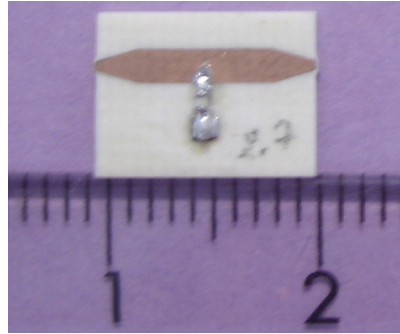


Figure 3.14: Photographie du dispositif utilisé pour mesurer la capacité CMS.

3.4.1.1 Capacité $2,7\text{ pF}$

Les paramètres S mesurés sont comparés avec la simulation d'une capacité idéale de $2,7\text{ pF}$ sur la Figure 3.15. Un désaccord entre les mesures et les simulations est observé. La fréquence de résonance mesurée ($2,5\text{ GHz}$) est inférieure à la fréquence simulée (3 GHz). Le pic sur les mesures à 3 GHz provient du calibrage TRL : cette fréquence constitue la fréquence de chevauchement entre les deux standards Line utilisés pour la mesure. Un modèle complet composé de la capacité en série avec l'inductance et la résistance doit être adopté pour rétablir l'accord entre les mesures et les simulations.

Un bon accord est obtenu avec une capacité de valeur $2,64\text{ pF}$ en série avec une inductance de $0,54\text{ nH}$ (Figure 3.16), sauf pour les fréquences supérieures à 5 GHz . L'inductance parasite est due à la capacité et au via. La résistance parasite ne peut pas être extraite avec une précision acceptable à partir de cette mesure.

3.4.1.2 Capacité $1,5\text{ pF}$

La Figure 3.17 compare les résultats de mesures de la capacité en shunt de $1,5\text{ pF}$ avec les simulations pour deux couples différents de valeurs de L_s et C [$(C=1,5\text{ pF} ; L_s=0,6\text{ nH})$ et $(C=1,56\text{ pF} (4\%) ; L_s=0,52\text{ nH})$]. On remarque que pour les basses fréquences, un bon accord est assuré dans les deux cas. Cela signifie qu'il existe une ambiguïté dans l'extraction de C et L_s avec pour conséquence une divergence pour le modèle large bande lorsque la fréquence augmente. Nous verrons que la mesure indirecte des capacités insérées au sein d'un filtre permet de lever cette ambiguïté.

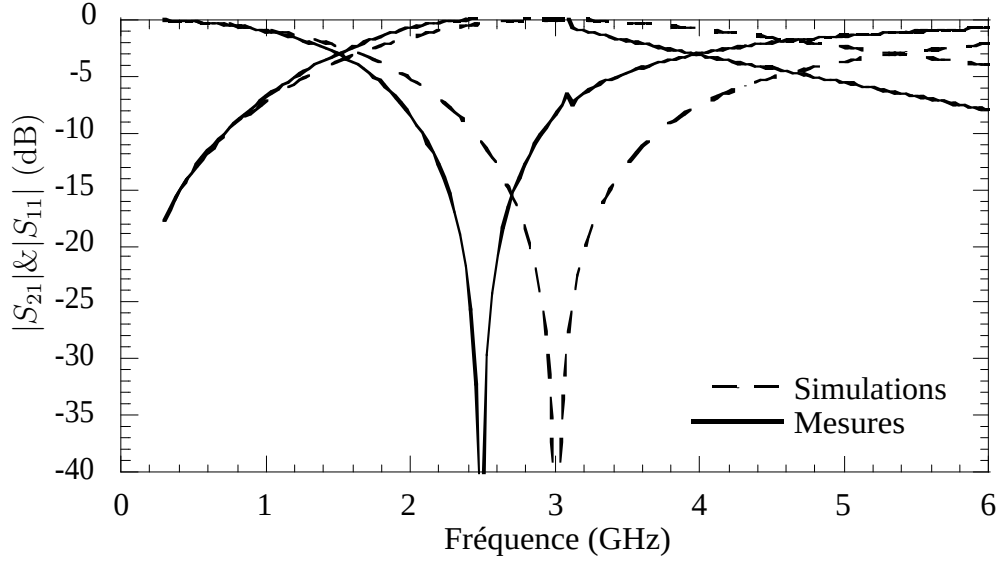


Figure 3.15: Comparaison des paramètres S de la capacité de 2,7 pF avec les simulations d'une capacité idéale.

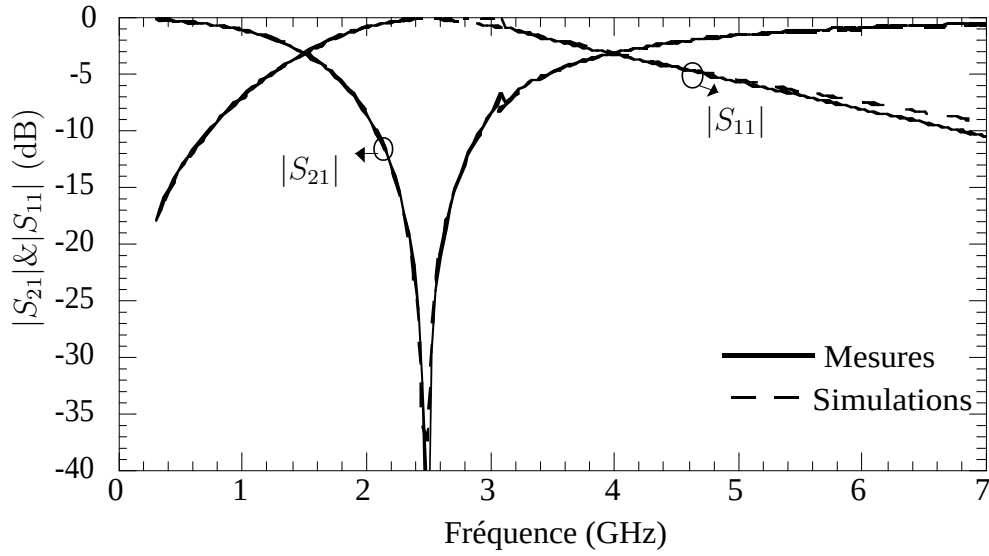


Figure 3.16: Comparaison des paramètres S de la capacité de 2,7 pF avec les simulations d'une capacité $C=2,64$ pF et $L=0,54$ nH.

3.4.2 Capacité insérée dans un filtre passe-bas

Dans le Chapitre 2, la forte sensibilité de la fréquence de coupure du filtre passe-bas envers la valeur de la capacité a été démontrée. Le filtre passe-bas constitue donc un dispositif précis de caractérisation de la capacité. Dans ce paragraphe, une structure périodique de trois cellules est utilisée pour extraire le modèle de la capacité. La structure est constituée d'une ligne d'impédance caractéristique égale à 120Ω chargée par les capa-

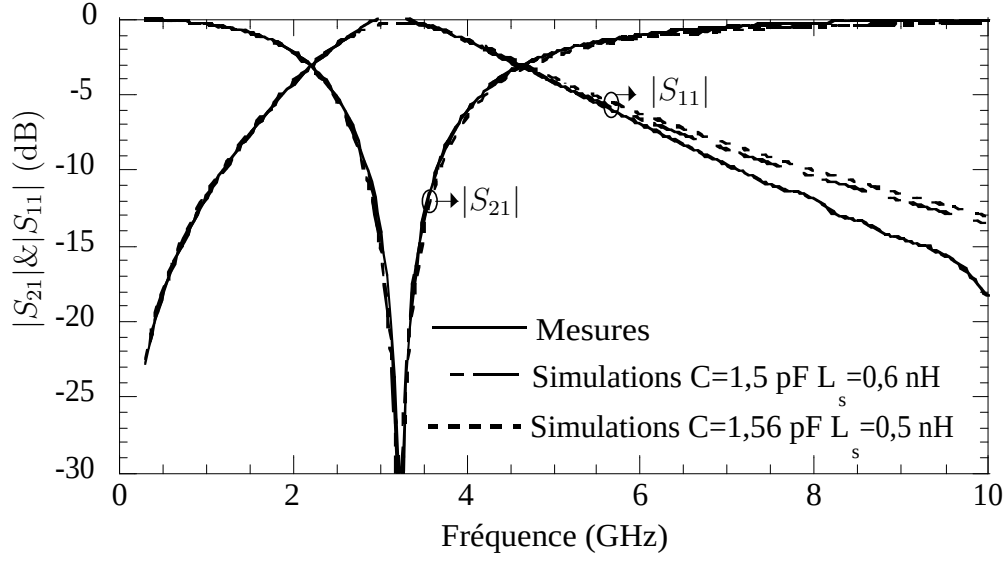


Figure 3.17: Comparaison des paramètres S de la capacité de 1,5 pF avec les simulations avec ($C=1,5$ pF ; $L_s=0,6$ nH) et ($C=1,56$ pF ; $L_s=0,52$ nH).

cités à caractériser. Une ligne de largeur $250 \mu\text{m}$ permet de réaliser une ligne microruban d'impédance 120Ω sur un substrat RO4003 ($\epsilon_r = 3,38, h = 813 \mu\text{m}$). Quatre valeurs de capacités ont été insérées dans des filtres passe-bas et caractérisées. Les capacités, les fréquences de coupure et les longueurs électriques des lignes sont résumées dans le Tableau 3.3. La Figure 3.18 montre la photographie du filtre passe-bas à 3 réalisé à partir

Valeur nominale (pF)	fréquence de coupure f_c (GHz)	$\theta(^{\circ}) @f_c$
0,4	6	50
1,8	1,7	62
3,9	1,1	44
6,8	0,7	50

Tableau 3.3: Valeurs des capacitances et des longueurs électriques des filtres passe-bas.

des capacités de valeur 3,9 pF.

La réponse en fréquence du filtre passe-bas réalisé avec les capacités de 6,8 pF est comparée avec les simulations en utilisant dans un premier temps un modèle idéal de la capacité sur les Figures 3.19 et 3.20. La Figure 3.20, qui représente un zoom entre 0,2 GHz et 1,2 GHz, montre que la fréquence de coupure mesurée (0,65 GHz) est plus faible que prévu. L'écart observé sur la fréquence de coupure montre que la valeur de la capacité

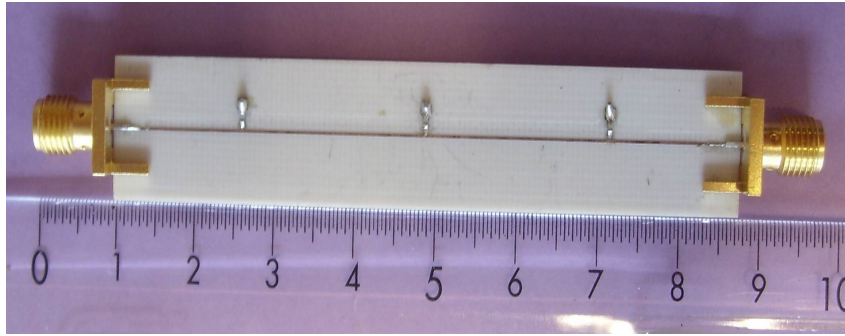


Figure 3.18: Photographie du filtre passe-bas à 3 réalisé à partir des capacités de valeur 3,9 pF.

effective est supérieure à la valeur nominale de 6,8 pF.

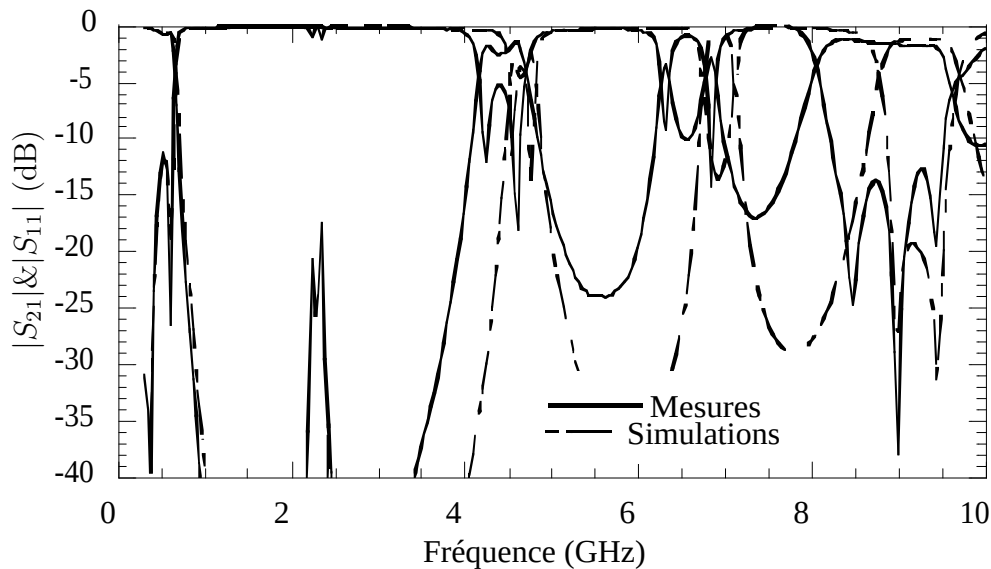


Figure 3.19: Comparaison des paramètres S mesurés du filtre passe-bas réalisé avec des capacités de 6,8 pF, avec les simulations pour une capacité idéale.

Les Figures 3.21 et 3.22 comparent les mesures du filtre passe-bas à trois cellules avec les simulations avec une valeur de capacité idéale de 7,2 pF. Cette valeur permet de retrouver la fréquence de coupure de 0,65 GHz sans retrouver la pente du filtre mesuré ni les fréquences des lobes secondaires. On conclut donc clairement que le modèle de la capacité idéale n'est pas suffisant pour accorder les simulations aux mesures. En effet, il faut adopter comme on l'a vu un modèle avec une inductance parasite dont la capacité équivalente est égale à 7,2pF à 0,65 GHz qui permettra d'augmenter la sélectivité du filtre. Lorsque la valeur de l'inductance parasite augmente, la sélectivité du filtre augmente puisque le zéro de transmission créé à la résonance du circuit LC se décale vers les basses

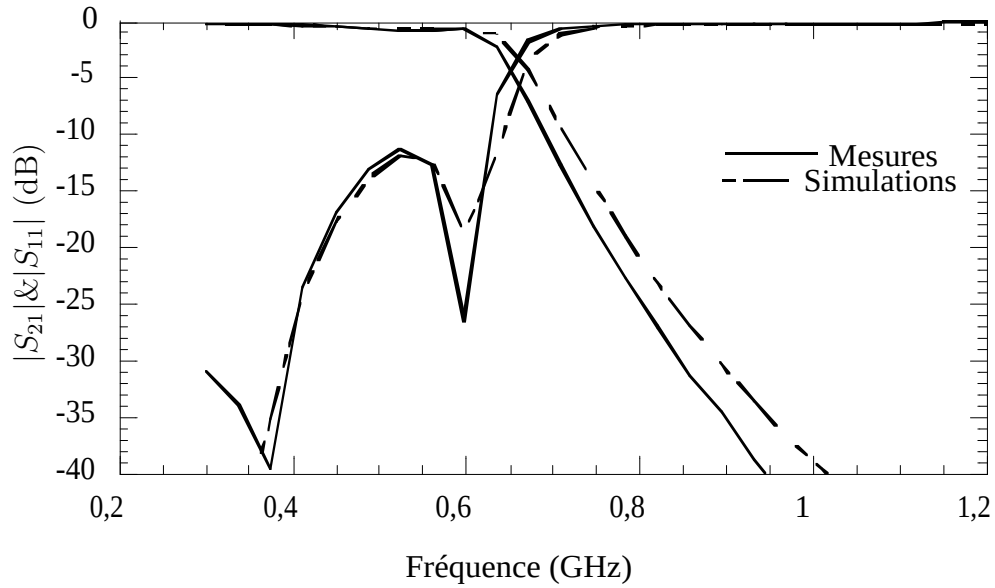


Figure 3.20: Comparaison des paramètres S mesurés du filtre passe-bas réalisé avec des capacités de 6,8 pF, avec les simulations pour une capacité idéale, jusqu'à 1,2 GHz.

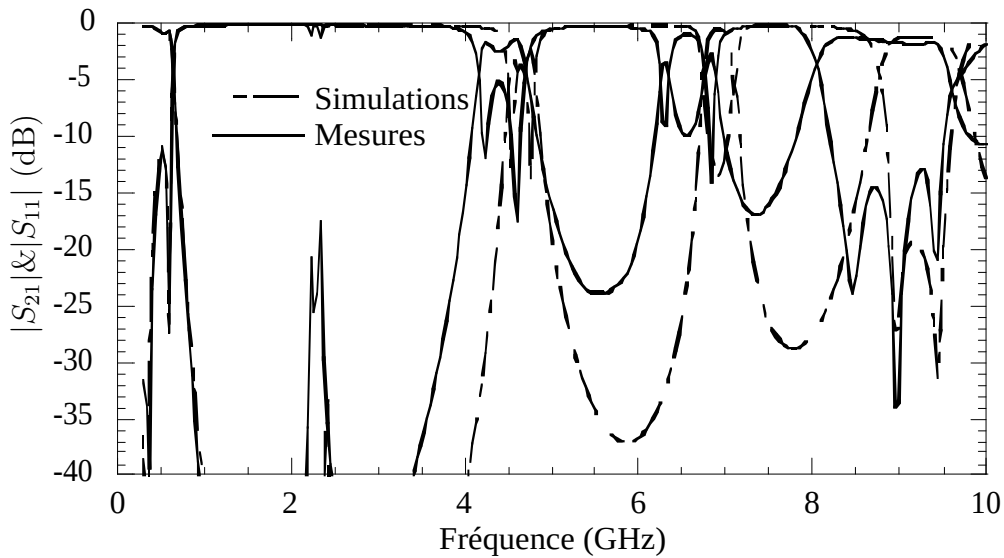


Figure 3.21: Comparaison des paramètres S mesurés du filtre passe-bas réalisé avec des capacités de 6,8 pF, avec les simulations pour une capacité idéale de 7,2 pF jusqu'à 10 GHz.

fréquences.

La Figure 3.23 illustre la réponse fréquentielle mesurée et simulée avec le modèle complet de la capacité. La capacité effective égale à 7,2 pF à 0,65 GHz est déterminée par la mesure de la fréquence de coupure du filtre passe-bas alors que la pente de réjection permet d'ajuster avec une bonne précision la valeur de l'inductance parasite. Comme le montre la Figure 3.23, un bon accord entre la simulation et la mesure est obtenu en

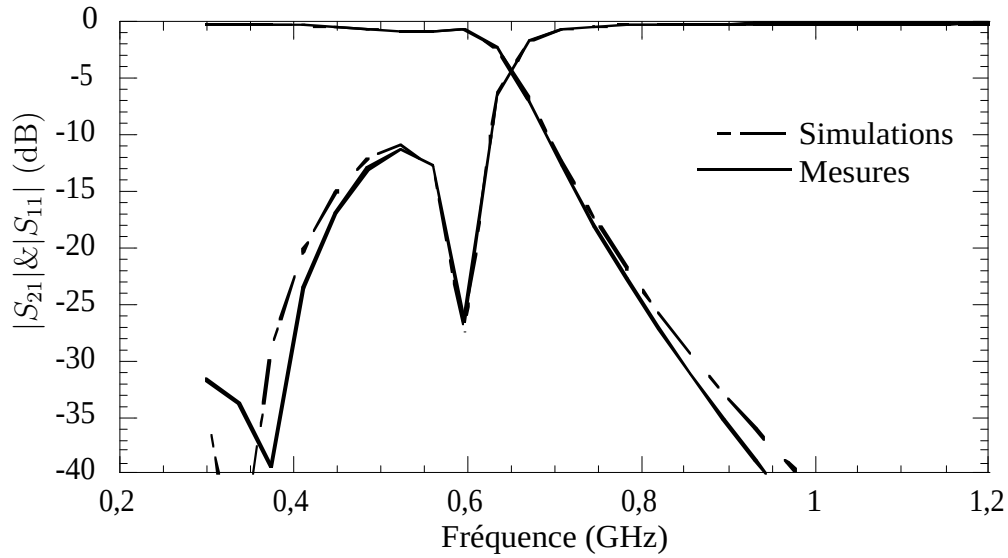


Figure 3.22: Comparaison des paramètres S mesurés du filtre passe-bas réalisé avec des capacités de 6,8 pF, avec les simulations, pour une capacité idéale de 7,2 pF jusqu'à 1,2 GHz.

considérant une capacité de valeur 6,87 pF et une inductance parasite de valeur 0,41 nH.

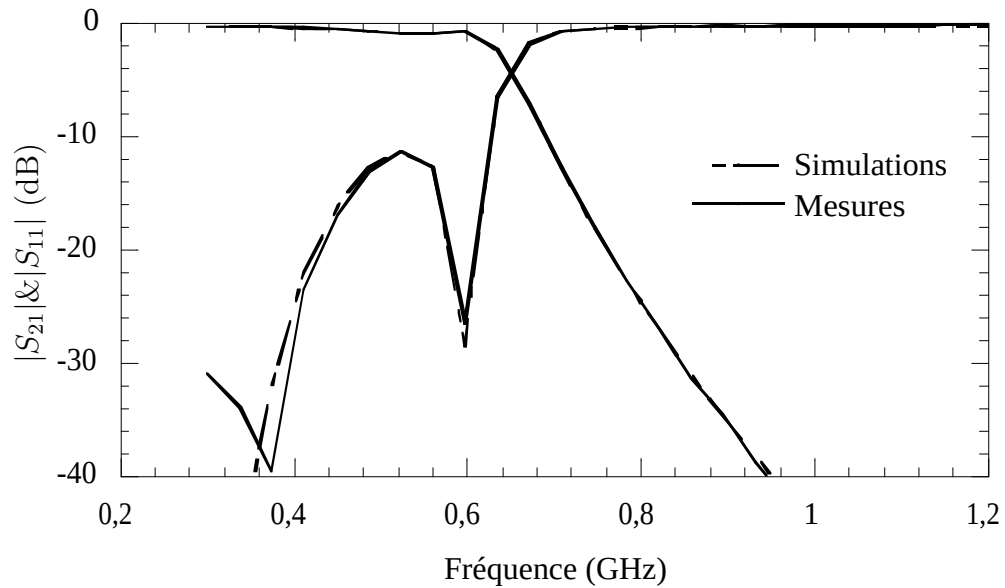


Figure 3.23: Comparaison des paramètres S mesurés du filtre passe-bas réalisés avec des capacités de 6,8 pF avec les simulations avec une capacité $C=6,87$ pF et une inductance $L_s=0,41$ nH jusqu'à 1,2 GHz.

Alors que le lobe secondaire d'amplitude -20 dB mesuré autour de 2 GHz n'est pas prévu par la simulation avec la capacité idéale (Figure 3.19), l'introduction de l'inductance parasite permet un meilleur accord avec les mesures concernant cette remontée parasite comme le montre la Figure 3.24. Des lobes secondaires sont également prévus au delà de

4 GHz. Le décalage des fréquences des lobes secondaires provient principalement de la dispersion de la capacité en hautes fréquences.

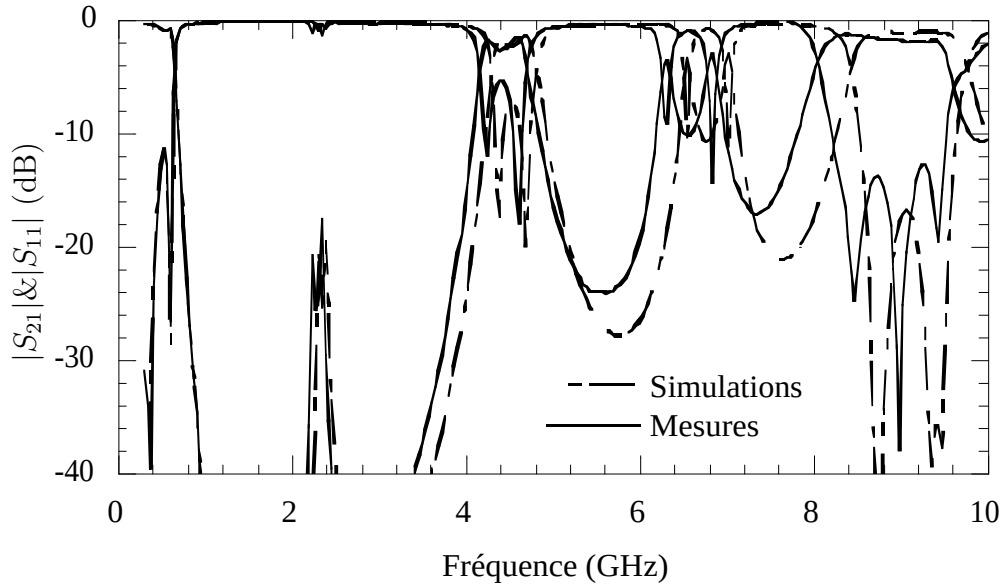


Figure 3.24: Comparaison des paramètres S mesurés du filtre passe-bas réalisé avec des capacités de 6,8 pF, avec les simulations pour une capacité $C=6,87$ pF et une inductance $L_s=0,41$ nH, jusqu'à 10 GHz.

Alors que l'extraction de la résistance série était impossible par la mesure directe de la capacité, l'insertion de la capacité dans un filtre passe-bas permet d'extraire avec une bonne précision la valeur de la résistance série parasite. La mesure des pertes d'insertion dans la bande passante du filtre donnent la valeur de la résistance série comme le montre la Figure 3.25. Pour les filtres mesurés, une résistance parasite de $0,2 \Omega$ est extraite.

Les mêmes conclusions sont obtenues sur les autres filtres pour d'autres valeurs de capacités. Le Tableau 3.4 résume les valeurs extraites de la capacité, la tolérance et l'inductance parasite mesurées. La tolérance est inférieure à 2,5% avec une inductance série parasite moyenne de 0,5 nH. Pour la résistance parasite série R_s , nous obtenons dans tous les cas $R_s = 0,2 \Omega$.

3.4.3 Conclusion

En conclusion, les mesures en basses fréquences permettent d'extraire la valeur de la capacité C et la valeur de la résistance parallèle R_p . En basses fréquences, les valeurs de la résistance série R_s et de l'inductance série L_s sont difficiles à identifier. Par contre, en

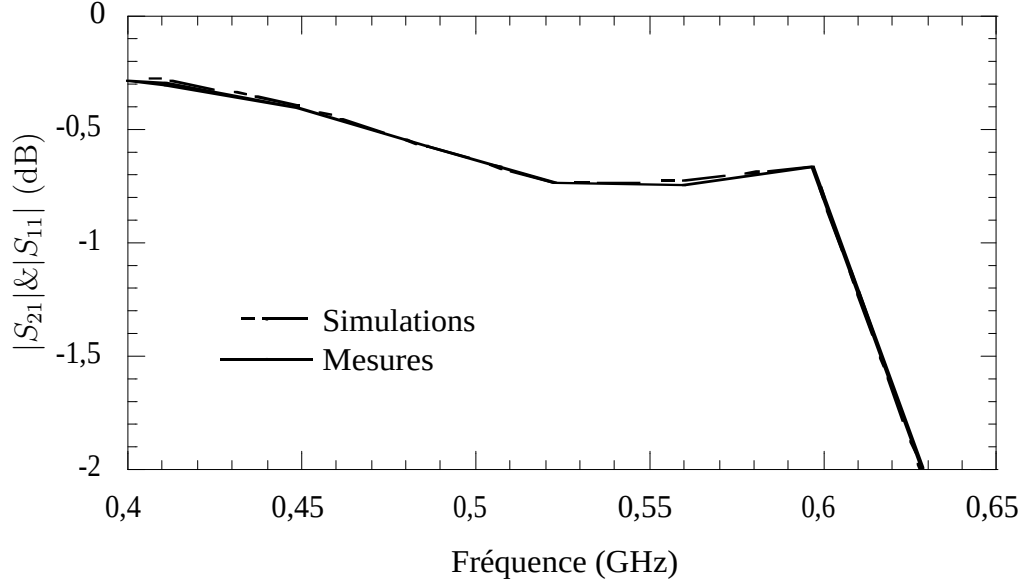


Figure 3.25: Comparaison des pertes d'insertion du filtre passe-bas réalisé avec des capacités de 6,8 pF avec les simulations pour une capacité $C=6,87$ pF et une inductance $L_s=0,41$ nH et $R_s=0,2 \Omega$: zoom entre 0,4 et 0,65 GHz.

Valeur nominale (pF)	0,4	1,8	3,9	6,8
Valeur mesurée (pF)	0,41	1,8	3,98	6,87
L_s (nH)	0,58	0,48	0,49	0,41
Tolérance (%)	2,5	0	2,2	1,1

Tableau 3.4: Valeurs des capacités et de l'inductance parasite extraites de la mesure des filtres passe-bas.

hautes fréquences, l'impact des éléments séries devient plus important. Deux approches de mesure en haute fréquence ont été considérées. L'étude a montré que la mesure directe d'une capacité ne constitue pas une approche précise de l'extraction de l'inductance parasite L_s et la résistance parasite R_s . En revanche, l'insertion de la capacité dans un filtre passe-bas a permis d'obtenir des résultats fiables et précis sur tous les éléments parasites du modèle concret de la capacité.

3.5 Filtres passe-bas intégrés à capacité MIM

L'efficacité de la topologie de filtre à structure périodique pour l'extraction du modèle de la capacité de charge vient d'être démontrée. En pratique, il peut s'agir aussi bien d'une capacité CMS que d'une capacité interdigitée, patch ou MIM.

La caractérisation d'une capacité MIM constitue un moyen pratique et efficace d'extraction des paramètres des matériaux utilisés dans la réalisation des capacités MIM. La mesure de la capacité insérée dans un filtre passe-bas assure une meilleure précision sur la caractérisation des pertes diélectriques qu'une capacité simple. Ce principe est appliqué pour caractériser le STO et modéliser ses pertes diélectriques. Le travail présenté s'intègre dans une collaboration entre E. Defay du CEA-LETI, C. Vallée du LTM et l'IMEP-LAHC.

3.5.1 Présentation de la technologie

L'empilement complet est schématisé sur la Figure 3.26 avec les différentes étapes de fabrication. Quatre couches sont déposées sous le diélectrique : le Silicium, le SiO_2 , le Platine et le Cuivre. Le substrat Silicium sert de support à l'ensemble de la structure. La couche de passivation de SiO_2 assure à la fois l'isolation électrique et le rôle de barrière à la diffusion des atomes de Silicium qui auraient tendance à migrer vers le STO durant les différents traitements thermiques imposés à l'ensemble de la structure. Cette couche a une épaisseur de $1\ \mu\text{m}$.

L'électrode inférieure est un empilement de $1\ \mu\text{m}$ de Cuivre et de $100\ \text{nm}$ de Platine. La ligne de Platine doit déborder de quelques microns la ligne en Cuivre pour une meilleure protection de la ligne en Cu. Le Platine est utilisé pour sa propriété de métal noble donc difficile à oxyder et pour son paramètre de maille proche de celui du STO.

Le STO est ensuite déposé avec un débordement de $10\ \mu\text{m}$ par rapport au Platine afin d'empêcher la création de courts-circuits, l'électrode supérieure étant constituée d'une couche de $1\ \mu\text{m}$ d'Au.

3.5.2 Topologie du filtre étudié

L'étude des pertes est effectuée sur un filtre passe-bas à deux cellules dont le circuit électrique est donné sur la Figure 3.27. En utilisant une impédance caractéristique des lignes $Z_0=170\ \Omega$, les valeurs des paramètres optimisés pour une fréquence de coupure du passe-bas $f_c=10\ \text{GHz}$ sont les suivantes : $\theta_1=17^\circ$, $\theta_2=36^\circ$ @ $10\ \text{GHz}$ et $C_p=0,5\ \text{pF}$.

Une ligne CPW avec conducteur en or (Au), d'épaisseur T égale à $1\ \mu\text{m}$, d'impédance caractéristique de $170\ \Omega$ sur Silicium, est obtenue pour les dimensions géométriques suivantes : $W=20\ \mu\text{m}$ et $G=970\ \mu\text{m}$. Une capacité de valeur $0,5\ \text{pF}$ est obtenue pour une

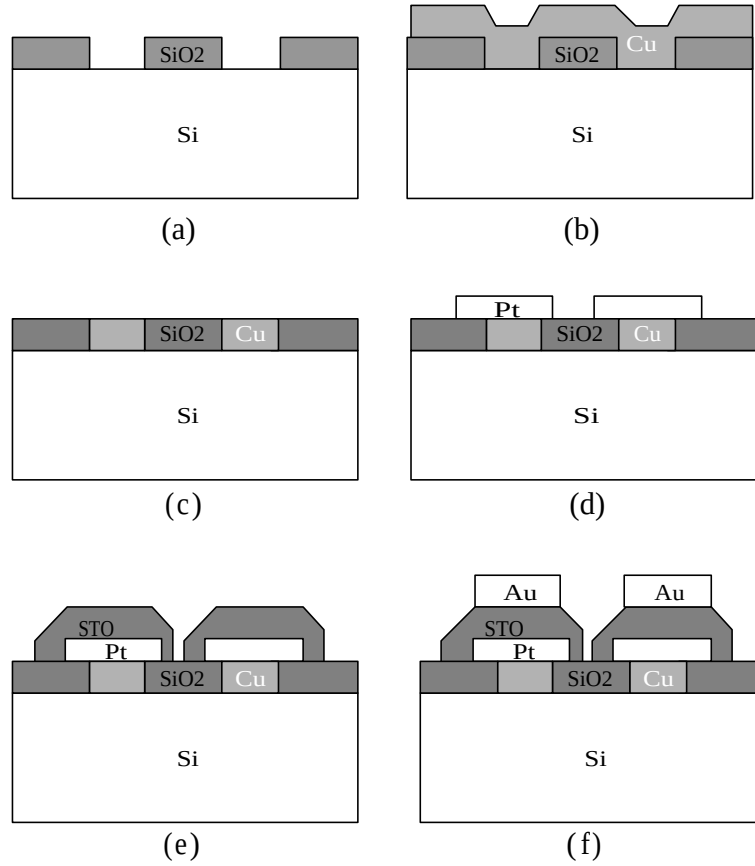


Figure 3.26: Empilement. (a) Dépôt SiO₂, Lithographie, Gravure SiO₂. (b) Dépôt Cu. (c) CMP. (d) Dépôt Pt, Lithographie, Gravure Pt. (e) Dépôt STO, Lithographie, Gravure STO, recuit. (f) Dépôt Au, Lithographie, Gravure.

surface $S=225 \mu m^2$, l'épaisseur du STO étant fixée à $d=0,4 \mu m$ ($\epsilon_r=100$). La Figure 3.28 présente les coupes dans le plan vertical du filtre au niveau de la capacité parallèle et des lignes de transmission. Les longueurs géométriques sont les suivantes : $L_1=675 \mu m$, $L_2=1,43 mm$ et $L_c=11 \mu m$, ce qui correspond à une longueur totale L_t égale à 2,8 mm.

La Figure 3.29 montre les résultats de simulation électrique utilisant des lignes CPW et des capacités idéales sans pertes du filtre étudié. La pente de réjection est alors de 103 dB/décade et les pertes dans la bande passante varient entre 0,4 dB et 0,7 dB entre 1 et 8 GHz.

3.5.3 Pertes conductrices

Dans le paragraphe précédent, le modèle de capacités sans pertes a été considéré. La Figure 3.28 (a) montre qu'il faut tenir compte des deux résistances R_s en parallèle dues aux tronçons de lignes en Cu-Pt, en série avec la capacité. La résistance d'un barreau

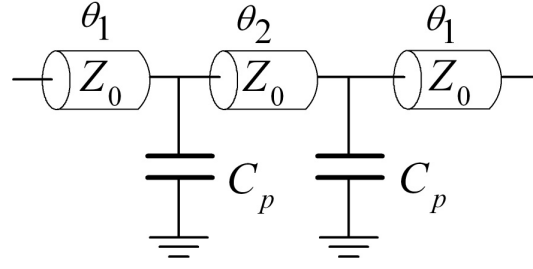


Figure 3.27: Circuit électrique du filtre passe-bas à deux cellules.

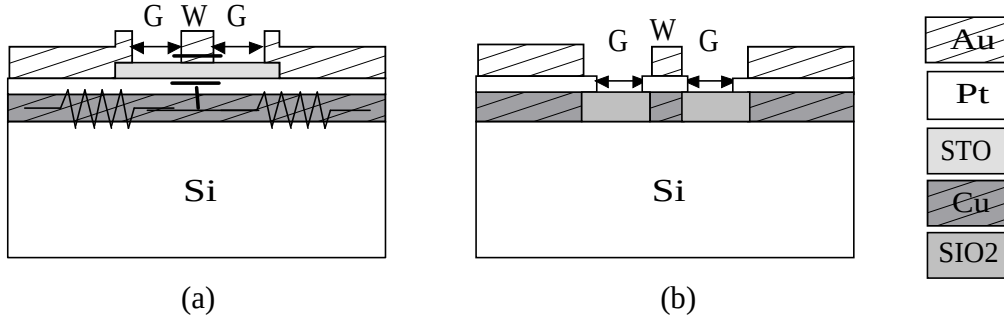


Figure 3.28: Coupe vertical du filtre au niveau (a) capacité (b) ligne.

métallique dépend des propriétés du conducteur et des dimensions. Elle est calculée comme suit :

$$R_s = \rho \frac{\ell}{A} = \frac{1}{\sigma} \frac{\ell}{A} = \rho \frac{G}{WT} \quad (3.35)$$

où ρ est la résistivité du conducteur en $\Omega.m$, σ la conductivité exprimée en S/m et A la surface de la section. L'application numérique donne une valeur de $2,9 \Omega$ dans le cas considéré.

Deux résistances en parallèle connectées en série avec la capacité sont ainsi ajoutées sur le circuit simulé. La Figure 3.30 montre l'effet de la résistance série sur les pertes autour de la fréquence de coupure du filtre. Avec une résistance de $2,9 \Omega$, les pertes passent de 0,7 à 1,4 dB @ 8 GHz.

3.5.4 Pertes Diélectriques

Afin de tenir compte des pertes diélectriques du STO, une résistance parallèle à la capacité dont la valeur est donnée par la formule $R_p = 1/(C\omega \tan \delta)$ est ajoutée au circuit simulé. Comme les pertes diélectriques du STO varient entre 3% et 10 % ($0,03 < \tan(\delta) < 0,1$).

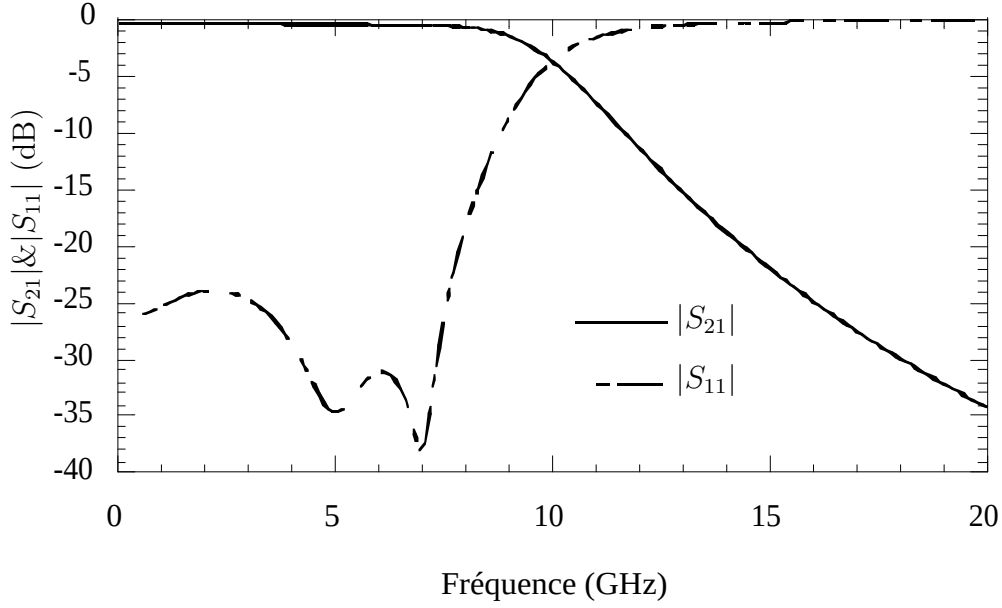


Figure 3.29: Paramètres S du filtre simulé avec des lignes de $170 \text{ } \Omega$ de longueurs $\theta_1=17^\circ$, $\theta_2=36^\circ$ @10 GHz et une capacité $C_p=0,5 \text{ pF}$.

Les valeurs extrêmes suivantes ont été étudiées :

$$\tan(\delta) = 0,03 \begin{cases} R_p = 1\text{K}\Omega \\ Q = \frac{1}{\tan(\delta)} = 33,3 @ 10 \text{ GHz} \end{cases}$$

et

$$\tan(\delta) = 0,1 \begin{cases} R_p = 0,3 \text{ K}\Omega \\ Q = \frac{1}{\tan(\delta)} = 10 @ 10 \text{ GHz}. \end{cases}$$

Afin d'étudier les pertes diélectriques de la capacité, le cas d'une capacité possédant une résistance parallèle constante avec la fréquence et celui d'une capacité à facteur de qualité constant sont considérés. Le modèle exact de la capacité MIM étant inconnu, les mesures trancheront et préciseront le modèle réel de la capacité MIM. L'étude suivante fournira une comparaison des résultats entre les deux cas.

3.5.4.1 Modèle avec résistance parallèle constante

Dans le but de pouvoir séparer les pertes diélectriques des pertes conductrices de la capacité MIM, six cas différents résumés dans le Tableau 3.5 ont été simulés.

Les résultats des simulations sont donnés sur des figures différentes pour plus de clarté (Figures 3.31 et 3.32). Sur la Figure 3.31, on considère le cas $Q = 10$ ($\tan(\delta)=0,1$) et sur la Figure 3.32 le cas $Q = 33$ ($\tan(\delta) = 0,03$). L'effet des pertes diélectriques apparaît vers

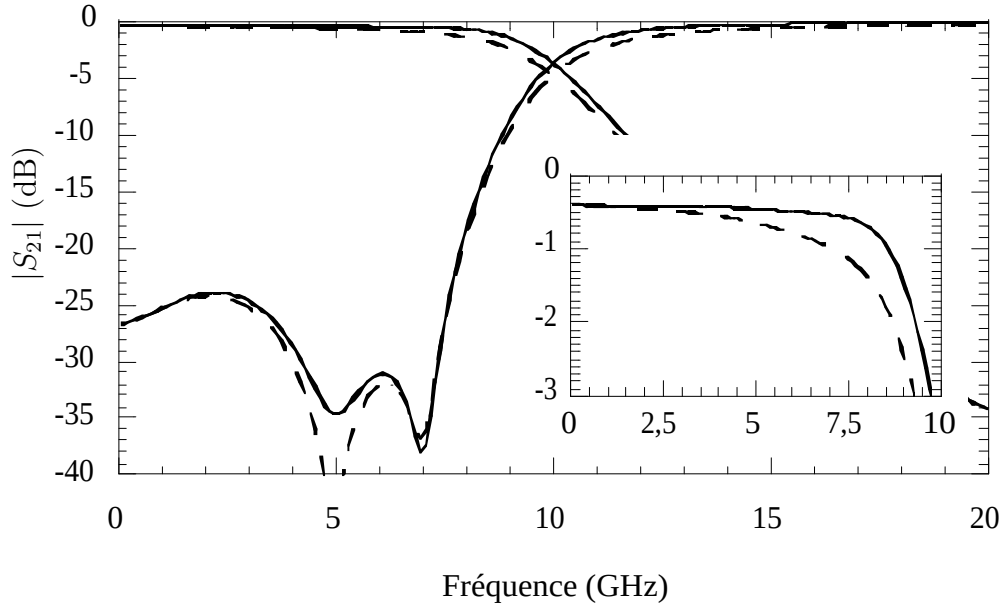


Figure 3.30: Influence de la résistance série R_s égale à $2,9 \Omega$ sur la réponse du filtre.

	$R_s(\Omega)$	Q
cas sans pertes	0	∞
cas sans pertes diélectriques	2,9	∞
cas sans pertes conductrices	0	10
cas sans pertes conductrices	0	33
cas avec pertes	2,9	10
cas avec pertes	2,9	33

Tableau 3.5: Cas des pertes simulés.

les basses fréquences : les pertes sont de 1,8 dB autour de 1 GHz pour $Q = 10$ et 0,4 dB pour $Q = 33$.

L'impact des pertes est également important sur le paramètre de réflexion S_{11} . On conclue donc que les pertes diélectriques ne sont pas masquées par les pertes conductrices et peuvent être dissociées, même pour les pertes diélectriques les plus faibles ($\tan(\delta) = 0,03$).

3.5.4.2 Modèle de facteur de qualité constant

On modélise les pertes diélectriques par une résistance parallèle proportionnelle à la fréquence. La capacité étudiée est donc à facteur de qualité constant.

Nous étudions l'impact des pertes diélectriques pour $Q = 10$ ($\tan(\delta) = 0,01$) et $Q = 33$

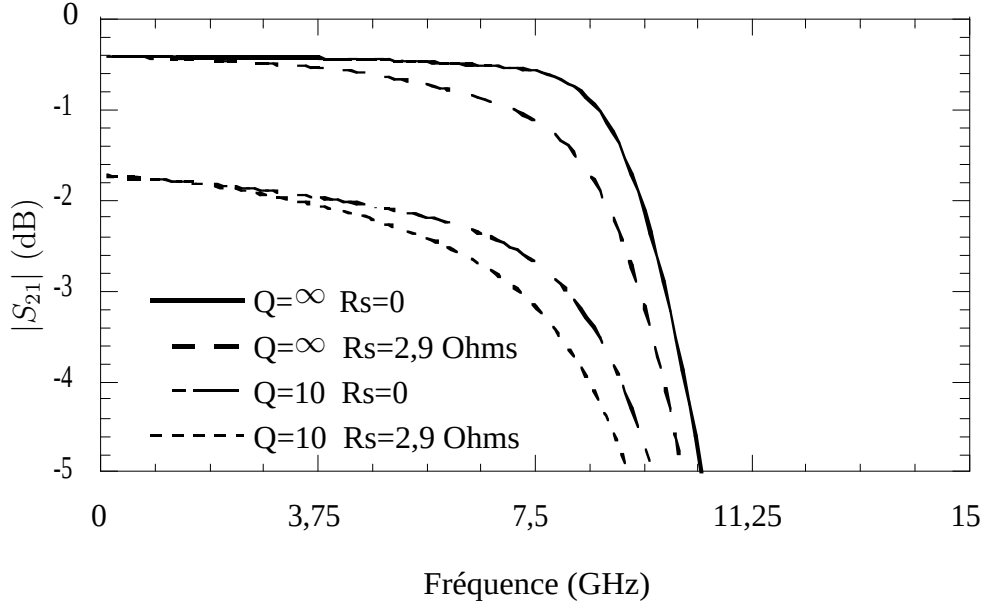


Figure 3.31: Simulations du module $|S_{21}|$. Etude de l'influence mutuelle d'une résistance série R_s de $0,29 \Omega$ et d'une résistance parallèle constante pour $Q=10$ et $Q=\infty$.

($\tan(\delta)=0,03$), avec ou sans pertes conductrices ($R_s = 2,9 \Omega$). Le résultat de simulation est présenté sur la Figure 3.33.

L'impact des pertes diélectriques est le même que celui des pertes conductrices sur le module du paramètre S_{21} . En particulier, les réponses pour $Q = 33$ et $R_s = 0$ ou $Q = \infty$ et $R_s = 2,9 \Omega$ sont presque confondues. Ceci signifie qu'il sera très difficile de dissocier les pertes diélectriques des pertes conductrices dans le cas d'un modèle à facteur de qualité Q constant.

Cette forme de réponse était attendue du fait que $R_p = \frac{Q}{C\omega}$ diminue lorsque la fréquence augmente si l'on considère $Q=\text{cte}$, ce qui entraîne une augmentation des pertes avec la fréquence.

Cette étude confirme que l'utilisation du filtre passe-bas permet de mettre en évidence les pertes diélectriques du STO, que ce soit avec une modélisation par une résistance parallèle proportionnelle à la fréquence ou une résistante constante.

Par contre, dans le cas d'un modèle à facteur de qualité Q constant, une ambiguïté existe ne permettant pas de distinguer les pertes diélectriques des pertes conductrices. Les mesures permettront évidemment de faire le choix du modèle concret. Mais dans le cas d'un modèle à Q constant ou d'un modèle mixte, il s'avère nécessaire de mesurer les pertes conductrices indépendamment des pertes diélectriques par une autre méthode, afin

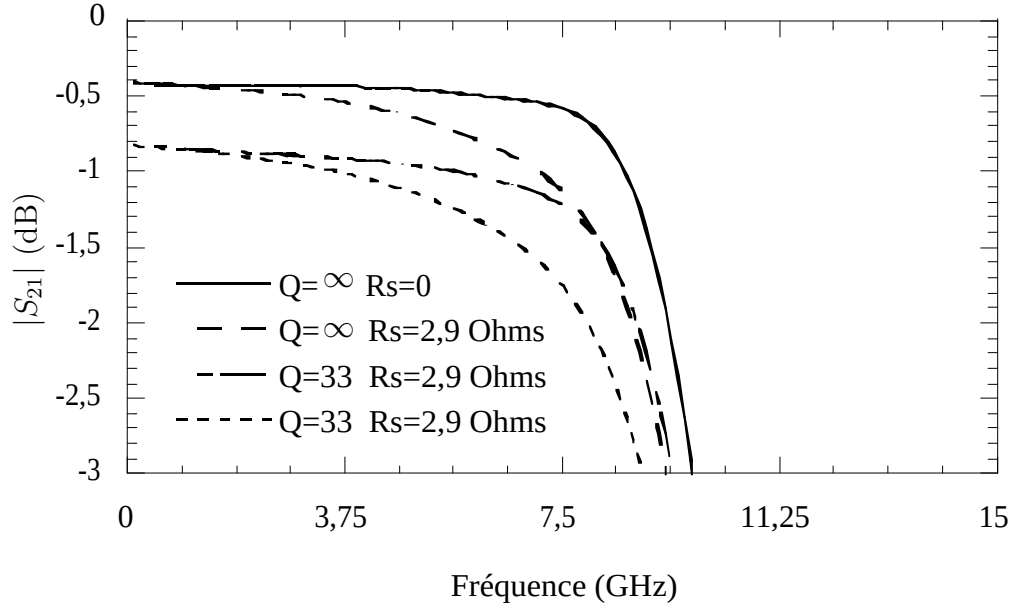


Figure 3.32: Simulations du module $|S_{21}|$. Etude de l'influence mutuelle d'une résistance série R_s de $0,29 \Omega$ et d'une résistance parallèle constante pour $Q=33$ et $Q=\infty$.

de pouvoir extraire les pertes diélectriques. Pour ceci, des filtres à capacités MIM à base de matériaux connus présentant de faibles pertes diélectriques sont conçus pour servir de référence.

Il est également évident que plus les pertes conductrices seront faibles, et plus la précision sur l'extraction des pertes diélectriques sera bonne. Nous proposons ainsi dans les paragraphes qui suivent des solutions visant à minimiser les pertes conductrices.

Deux solutions sont proposées pour minimiser les pertes conductrices :

a- Diminuer le gap G

D'après l'équation 3.35, la résistance série R_s diminue lorsque G diminue. Mais la réduction du gap d'une ligne CPW entraîne la réduction de l'impédance caractéristique de la ligne. Comme l'étude présentée dans le Chapitre 2 a démontré que la longueur électrique croît lorsque l'impédance caractéristique diminue, le filtre sera plus long. Le but n'étant pas ici de réaliser un filtre le plus compact possible, nous pouvons envisager de diminuer le gap.

Le Tableau 3.6 montre la décroissance de l'impédance caractéristique et de la résistance R_s avec une croissance des pertes conductrices de la ligne et des longueurs physiques en fonction de la largeur du gap G . La résistance R_s passe de $2,9 \Omega$ à $1,2 \Omega$ grâce à une réduction du gap de 970 à $394 \mu\text{m}$. La longueur totale du filtre est de $3,22 \text{ mm}$ au lieu de

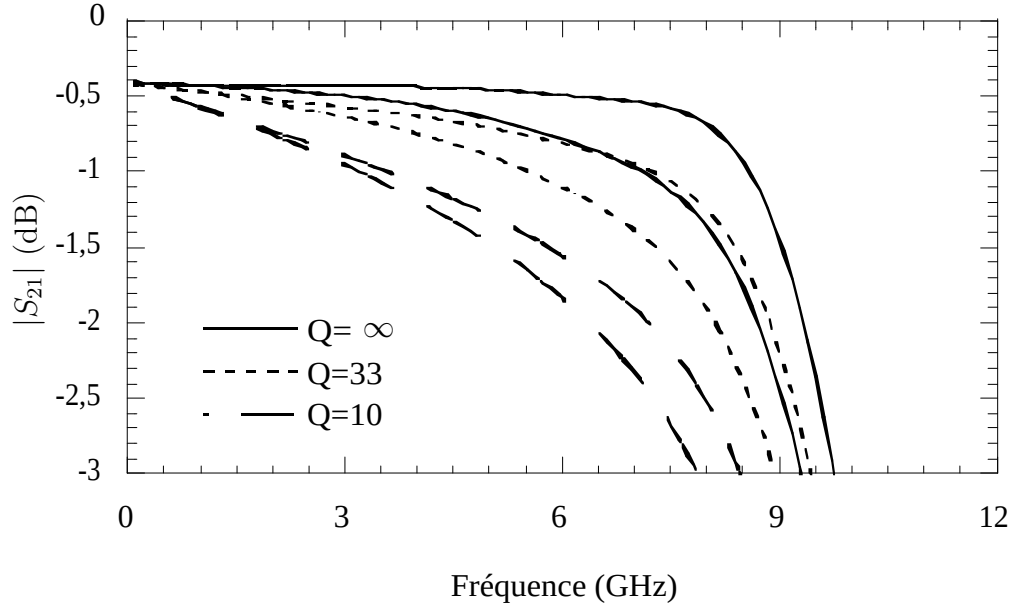


Figure 3.33: Simulations des pertes du filtre pour le modèle avec facteur de qualité constant, avec et sans résistance série, pour $Q_d = 10, 33$ et ∞ .

2,77 soit une augmentation de 16%.

$G(\mu\text{m})$	$Z_c(\Omega)$	α (dB/m)	L_1 (mm)	L_2 (mm)	R_s (Ω)
970	170	0,21	0,67	1,43	2,9
653	150	0,23	0,75	1,5	1,9
394	130	0,25	0,8	1,63	1,2

Tableau 3.6: Valeurs de l'impédance caractéristique Z_c , l'atténuation α , les longueurs des lignes L_1 et L_2 et la résistance série R_s suivant les valeurs du gap G

La Figure 3.34 montre l'impact de la résistance de $1,2 \Omega$ sur les pertes simulées pour différentes valeurs du facteur de qualité Q_d . L'étude est réalisée dans le cas d'un facteur de qualité constant où la dissociation des pertes diélectriques et conductrices était difficile pour une valeur plus importante de la résistance série. Les pertes diélectriques sont à présent supérieures aux pertes conductrices, même pour $Q_d = 33$. L'intérêt de la réduction de l'impédance caractéristique est donc évident.

b- Augmenter la section du tronçon

La réduction de R_s peut être également réalisée par l'augmentation de la section du tronçon résistif. L'idée est d'utiliser des accès trapézoïdaux avec un angle d'ouverture θ . La Figure 3.35 donne une vue de dessus des accès trapézoïdaux proposés. La résistance

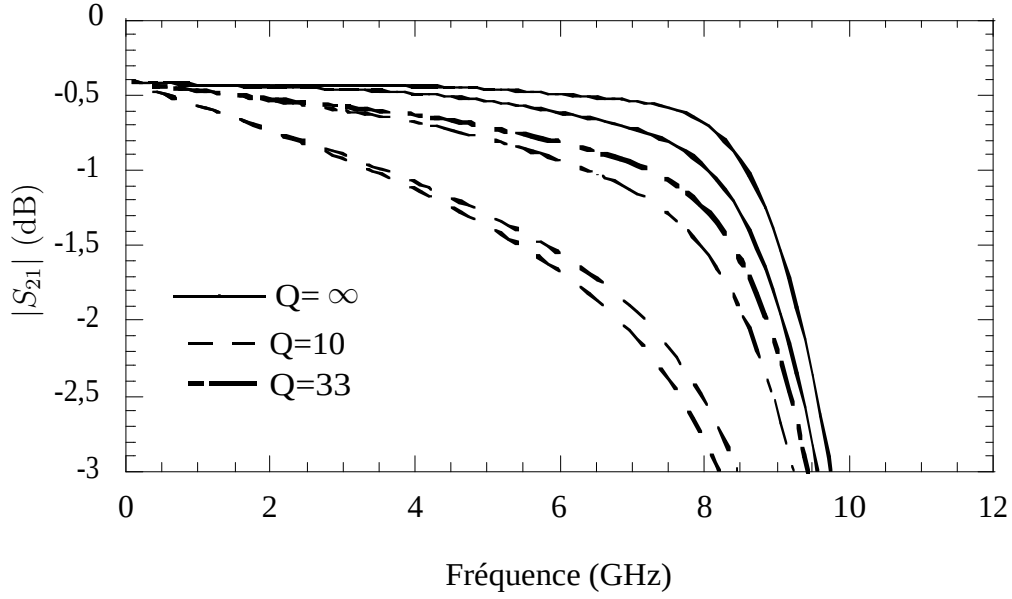


Figure 3.34: Pertes du filtre simulé avec une impédance caractéristique de 130Ω pour $Q_d = 10$, 33 et ∞ , $R_s = 0$ et $R_s = 2,9 \Omega$.

série dans ce cas s'écrit sous forme d'une intégrale :

$$R_s = \frac{\rho}{2T} \int_0^G \frac{dx}{\frac{L_c}{2} + \tan(\theta)x} \quad (3.36)$$

Le calcul de l'intégrale donne :

$$R_s = \frac{\rho}{2T \tan \theta} \log \left(1 + \frac{2G \tan \theta}{L_c} \right). \quad (3.37)$$

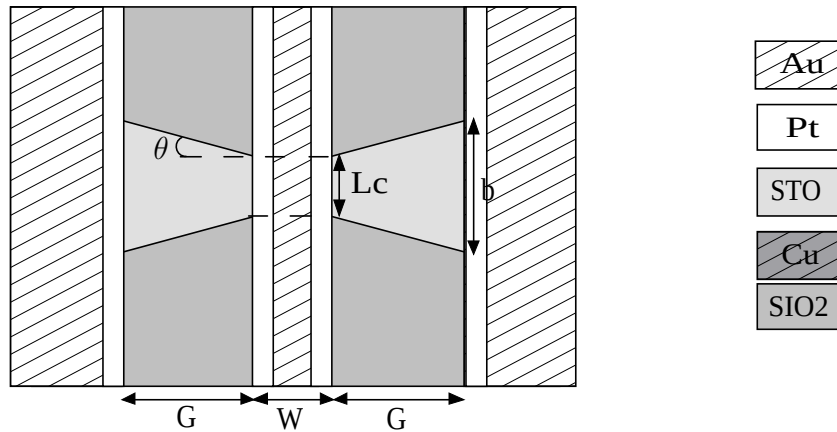


Figure 3.35: Configuration du filtre avec des accès en forme de trapèze.

Le Tableau 3.7 donne les valeurs de la base du trapèze b et de la résistance R_s en fonction de l'angle d'ouverture θ . Avec un angle d'ouverture de 5° , la résistance série est

de $0,5 \Omega$. La Figure 3.36 donne les résultats de simulation du module de S_{21} . La valeur faible de la résistance série permettra une extraction plus précise des pertes diélectriques, même dans la cas d'un facteur de qualité $Q_d = 33$.

$\theta(^{\circ})$	$b(\mu\text{m})$	$R_s(\Omega)$
1,8	73	1
5	200	0,5

Tableau 3.7: Valeurs de la largeur de la base b et de la résistance série R_s pour $\theta=1,8$ et 5° .

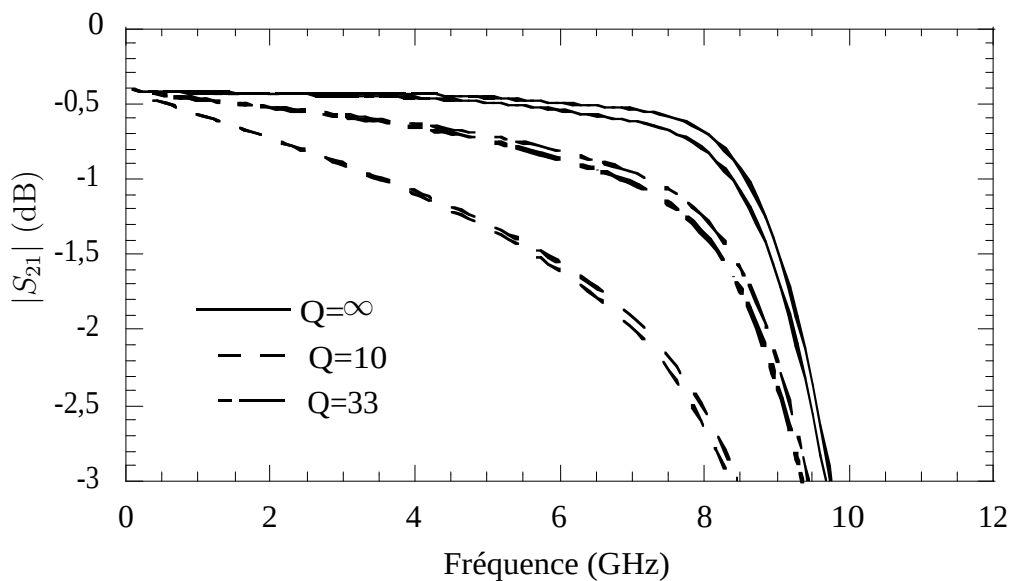


Figure 3.36: Simulations du filtre avec des tronçons sous forme de trapèze ayant un angle d'ouverture de 5° pour $Q_d = 10, 33$ et ∞ .

3.5.5 Conception des filtres

Deux technologies ont été envisagées pour la réalisation des filtres : CPW et CPS (Coplanar Strip).

Le choix de réaliser ces filtres en technologie CPS, présentée dans le paragraphe 1.2.3, a été dicté par un problème spécifique à la technologie CPW dans le cadre de la réalisation de capacités parallèles : la résistance de dispersion ou “spreading resistance”. Plusieurs études [135–138] mentionnent la présence des pertes liées à la séparation du courant sous le conducteur central au niveau des capacités. Ces pertes sont modélisées évidemment par une résistance.

Malheureusement, nous ne disposons pas d'une méthode permettant d'estimer la valeur de cette résistance. Pour cette raison, nous avons donc décidé de réaliser également les filtres en technologie CPS afin d'être certains de disposer de méthodes fiables, et finir peut-être d'extraire la valeur de la résistance de dispersion en comparant les mesures en CPW et celles en CPS. Par contre, les modèles des lignes CPS n'étant pas disponibles en circuit, ceci a nécessité un recours massif à la simulation électromagnétique.

3.5.5.1 Filtres en technologie CPW

L'étude des pertes conductrices a démontré l'intérêt de l'utilisation d'une impédance caractéristique modérément élevée (116Ω au lieu de 170Ω initialement) et des tronçons trapézoïdaux. Des filtres en technologie CPW ont été conçus pour des fréquences de coupure de 5 et 10 GHz. L'impédance caractéristique des lignes CPW égale à 116Ω est obtenue avec des lignes de largeur $20 \mu\text{m}$ et une fente égale à $290 \mu\text{m}$. Les équations de conception du filtre passe-bas présentées dans le chapitre 2 donnent une capacité parallèle de $0,467 \text{ pF}$ et des longueurs électriques à 10 GHz $\theta=30^\circ$. L'optimisation du filtre à deux cellules est obtenue avec une valeur de la capacité $C_p=0,45 \text{ pF}$ et des lignes de longueurs électriques à 10 GHz $\theta_1=27^\circ$ et $\theta_2=55^\circ$. Pour une épaisseur d de $0,4 \mu\text{m}$ de STO, la capacité de $0,45 \text{ pF}$ est réalisée avec une surface de $20 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$.

La simulation électromagnétique montre qu'un barreau de largeur $20 \mu\text{m}$ et de longueur $290 \mu\text{m}$ est équivalent à une inductance de $0,45 \text{ nH}$ en série avec une résistance de $0,9 \Omega$. La capacité équivalente donnée par l'équation 3.17 égale à $2,2 \text{ pF}$ entraîne un décalage de la fréquence de coupure vers les basses fréquences. En effet, la fréquence de coupure passe de 10 à $7,3 \text{ GHz}$. Une réoptimisation est donc nécessaire afin de réajuster la fréquence de coupure en tenant compte de l'inductance parasite. Une capacité de $0,28 \text{ pF}$ en série avec l'inductance de $0,45 \text{ nH}$ permet de recaler la fréquence de coupure à 10 GHz . Signalons que la réoptimisation du filtre passe par plusieurs étapes puisque la réduction de la valeur de la capacité entraîne la réduction de sa largeur L_c dont dépend directement la valeur de l'inductance parasite. Plusieurs simulations successives sont utiles pour retrouver la réponse voulue.

Afin de minimiser la résistance parasite de $0,9 \Omega$, des accès trapézoïdaux sont adoptés avec les angles d'ouverture 1° , 5° et 10° . Des filtres possédant une fréquence de coupure

égale à 5 GHz sont également optimisés. Les Figures 3.37 et 3.38 montrent le layout général du filtre optimisé en technologie CPW. Les filtres sont conçus pour une mesure avec un calibrage TRL où les accès sont de 1 mm de longueur ($2 \times 500 \mu\text{m}$). Les dimensions géométriques des filtres optimisés sont données dans le Tableau 3.8.

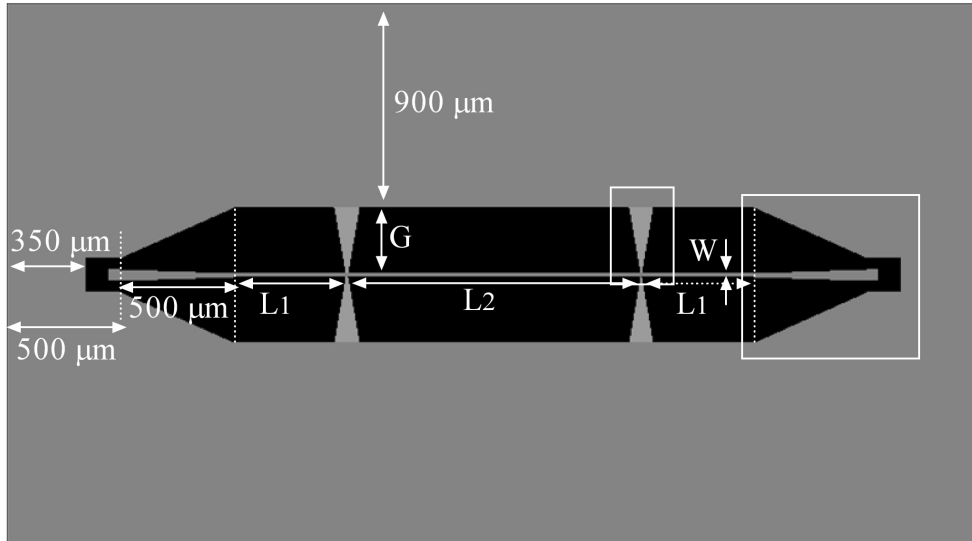


Figure 3.37: Layout du filtre CPW.

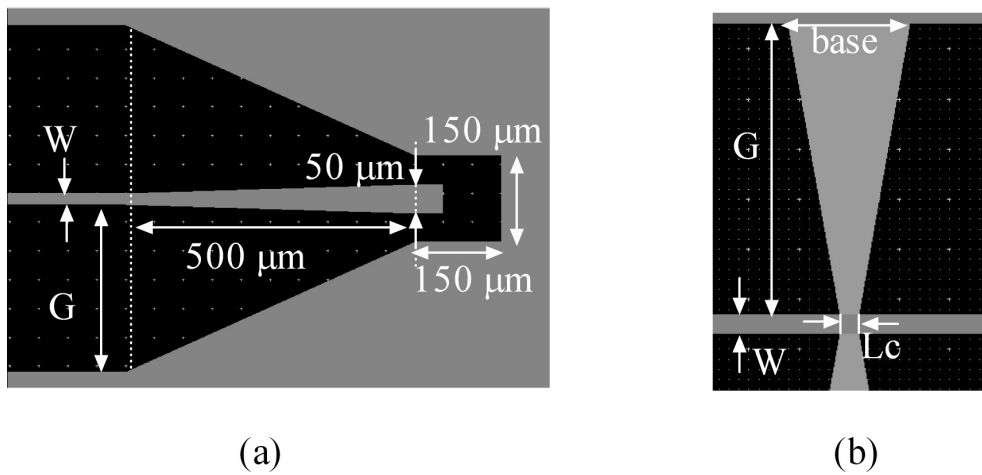


Figure 3.38: Zoom (a) au niveau des accès (b) au niveau de la capacité.

3.5.5.2 Filtres en technologie CPS

Comme nous l'avons souligné précédemment, les lignes CPS sont utilisés pour contourner le problème de la résistance de dispersion qui résulte de la division du courant dans les lignes CPW.

f_c (GHz)	L_1 (mm)	L_2 (mm)	L_c (μ m)	b1 (μ m)	b2 (μ m)	b3 (μ m)
5	1,09	3,01	20	30	71	122
10	0,5	1,3	8,6	16	57	108

Tableau 3.8: Valeurs des paramètres géométriques des filtres CPW optimisés.

Des filtres en technologie CPS ont ainsi été conçus. Les dimensions géométriques $a=60\ \mu\text{m}$ et $b=120\ \mu\text{m}$ permettent de réaliser une impédance de $114\ \Omega$ [3]. L'inductance parasite de l'ordre de $0,04\ \text{nH}$ est plus faible que celle des filtres CPW. Deux types d'accès ont été prévus afin d'établir la comparaison entre les mesures des lignes CPS avec des pointes GS (Ground-Signal) et GSG (Ground-Signal-Ground). Le Layout du filtre CPS est montré sur les Figures 3.39 et 3.40. Les valeurs des paramètres géométriques optimisés des filtres en technologie CPS sont présentées dans le Tableau 3.9.

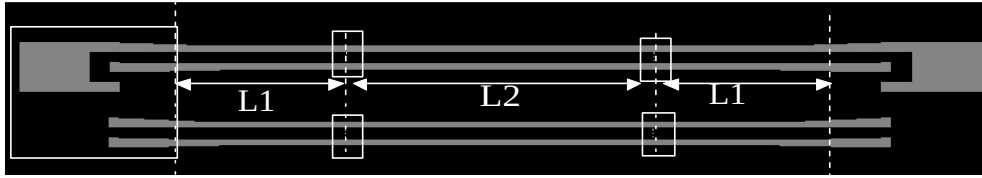


Figure 3.39: Layout des filtres CPS.

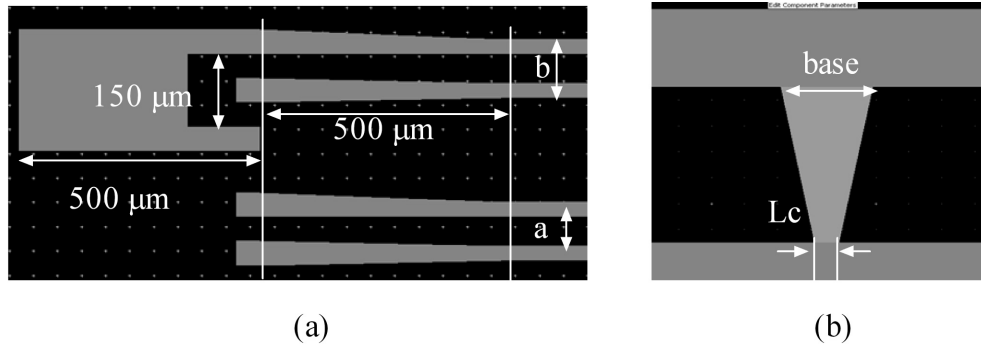


Figure 3.40: Zoom (a) au niveau des accès (b) au niveau de la capacité.

Les dispositifs sont actuellement en cours de réalisation.

3.6 Conclusion

Ce chapitre a abordé différentes approches de caractérisation de capacités. Les limitations de la mesure en basse fréquence pour l'extraction des éléments séries parasites,

f_c (GHz)	L_1 (mm)	L_2 (mm)	L_c (μ m)	b1 (μ m)	b2 (μ m)	b3 (μ m)
5	1,13	3,07	15	17	25	36
10	0,63	1,53	7	9	18	28

Tableau 3.9: Valeurs des paramètres géométriques des filtres CPS optimisés.

ont été soulignées et confirmées par une analyse de Monte Carlo. La mesure directe de la capacité en hautes fréquences ne permet pas d'obtenir une précision acceptable sur les valeurs de la capacité et de l'inductance parasite. De plus, l'extraction de la résistance série parasite demeure impossible avec une mesure directe. Par contre, l'insertion des capacités dans un filtre passe-bas à structure périodique constitue une approche efficace de caractérisation et de modélisation des capacités quelque soit le type de capacité utilisée. En effet, la fréquence de coupure du filtre fixe la capacité équivalente et la sélectivité détermine l'inductance parasite. L'évaluation de la résistance série, difficile avec une mesure directe est directement déduite des pertes d'insertion dans la bande passante du filtre. On pourra également envisager l'utilisation des filtres passe-bande qui sont plus sensibles au facteur de qualité des capacités afin d'avoir une meilleure précision sur l'extraction de la résistance parasite.

Ce même principe est utilisé pour caractériser le matériau STO en terme de pertes diélectriques. L'étude d'un filtre passe-bas à deux cellules avec des capacités MIM prouve que les pertes diélectriques pourront être estimées avec une bonne précision si on limite les pertes conductrices par l'utilisation d'accès trapézoïdaux pour connecter les capacités et d'une impédance caractéristique de valeur modérée. Une série de filtres en technologies CPW et CPS a été conçue, avec des fréquences de coupure de 5 et 10 GHz. L'utilisation de la technologie CPS devrait permettre d'évaluer la résistance de dispersion spécifique à la technologie CPW.

Chapitre 4

Filtres passe-bande à Ultra Large Bande

Ce dernier chapitre est consacré à l'étude de filtres passe-bande à Ultra Large Bande ayant des caractéristiques intéressantes en terme de performances électriques et de compacité. Ces filtres sont obtenus par l'amélioration de la topologie des filtres présentée dans [1]. Le filtre de base consiste en une imbrication d'une structure passe-haut à stubs dans un filtre passe-bas à saut d'impédance.

Dans le Chapitre 2, nous avons mis en évidence les propriétés intéressantes qu'apporte la topologie des lignes capacitivement chargées en terme de compacité. Grâce au phénomène d'onde lente inhérent à ces lignes, leur utilisation s'est fortement étendue dans le but d'atteindre une bonne compacité de nombreux dispositifs [8, 10, 15, 22, 27, 28, 38, 39, 70–72]. Dans ce même but, des lignes capacitivement chargées sont introduites pour remplacer les lignes de faible impédance caractéristique qui occupaient une large partie du filtre présenté dans [1].

Le paragraphe 4.1 introduit la topologie de base. Le paragraphe 4.2 est consacré à la présentation de la structure améliorée. Une étude de sensibilité portant sur la tolérance des capacités et la précision de gravure démontre ensuite la robustesse des filtres dans le paragraphe 4.3.

Ensuite, une étude qui permet d'obtenir une méthode de conception simple du filtre passe-bande basée sur la synthèse de la ligne capacitivement chargée présentée dans le Chapitre 2, est décrite dans le paragraphe 4.4. Cette méthode permet d'obtenir une estimation grossière des différents paramètres qui est suffisante pour assurer une convergence rapide de l'optimisation nécessaire pour recalculer les fréquences de coupure et améliorer

l'adaptation dans la bande passante.

Pour l'obtention de résultats pratiques de qualité, la caractérisation des capacités CMS et des vias est une étape primordiale. Les méthodes de caractérisation des capacités CMS ont été présentées et un modèle complet de la capacité CMS a été développé dans le Chapitre 3. Le paragraphe 4.5 présente ensuite la caractérisation des vias basée sur la mesure d'un stub court-circuité qui montre qu'une inductance parasite doit être ajoutée au modèle d'ADS. Trois filtres optimisés et mesurés sont présentés dans la dernière partie du paragraphe 4.5. Les premiers résultats obtenus sont intéressants en terme de bonne compacité et de pente de réjection.

Dans le paragraphe 4.6 réservé à l'étude de l'origine des lobes secondaires, une solution de réjection de ces lobes vers les hautes fréquences est proposée. La méthode consiste à charger les stubs par une capacité en parallèle. L'étude complète du filtre à stubs chargés est développée dans cette partie et les mesures d'un filtre basé sur cette topologie y sont également présentées.

Enfin dans la paragraphe 4.7, nous présentons des résultats très intéressants en terme de compacité, obtenus par simple repliement des stubs. Cette technique, appliquée à deux filtres prototypes, nous a permis d'obtenir une miniaturisation du filtre importante, avec une réduction de 70 et 75% de la taille du filtre par rapport à celle du filtre à stubs droits.

4.1 Principe de la topologie étudiée

4.1.1 Présentation de la topologie de base

L'imbrication d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut constitue une méthode simple de synthèse des filtres passe-bande à Ultra large Bande. Elle offre l'avantage d'un contrôle indépendant de chacune des fréquences de coupure. La fréquence de coupure supérieure est fixée par le filtre passe-bas, alors que la fréquence de coupure inférieure est imposée par le filtre passe-haut. Dans [1], deux filtres basés sur ce principe sont présentés. Le filtre passe-bas est un filtre à saut d'impédance alternant des lignes de forte et de faible impédance caractéristique. Le filtre passe-haut est un filtre à stubs court-circuités séparés par des sections de longueur $\lambda/4$ jouant le rôle d'inverseurs d'impédance. Les filtres passe-bas et passe-haut sont conçus avec les méthodes de synthèse traditionnelles correspondant

à chaque type de filtre [13].

La bande passante relative du filtre présenté dans [1] dépasse 127% . Le layout du filtre constitué de 4 patches capacitifs et de 2 stubs court-circuités est présenté sur la Figure 4.1. Les dimensions géométriques du filtre, optimisé pour une bande passante de 3 à 10 GHz, sont notées sur la légende de la Figure 4.1. Le filtre possède une longueur totale de 2 cm ce qui correspond à une longueur électrique totale de 65° à la fréquence centrale de 5,5 GHz. La comparaison entre les mesures et des simulations (Figure 4.2), montre un bon accord pour les basses fréquences. L'accord se dégrade vers les hautes fréquences. Les pertes par réflexion sont meilleures que -20 dB dans la bande passante.

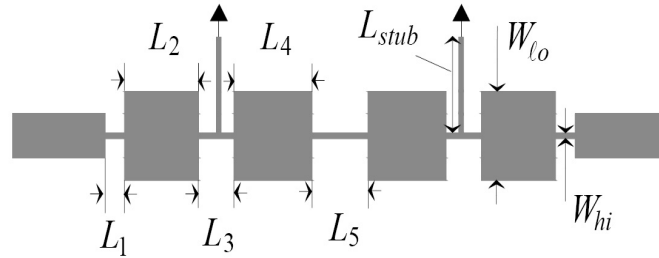


Figure 4.1: Géométrie du filtre à 127% de bande passante. $L_1=0,85$; $L_2=3,22$; $L_3=1,54$; $L_4=3,39$; $L_5=2,27$; $L_{stub}=3,45$; tout en mm.

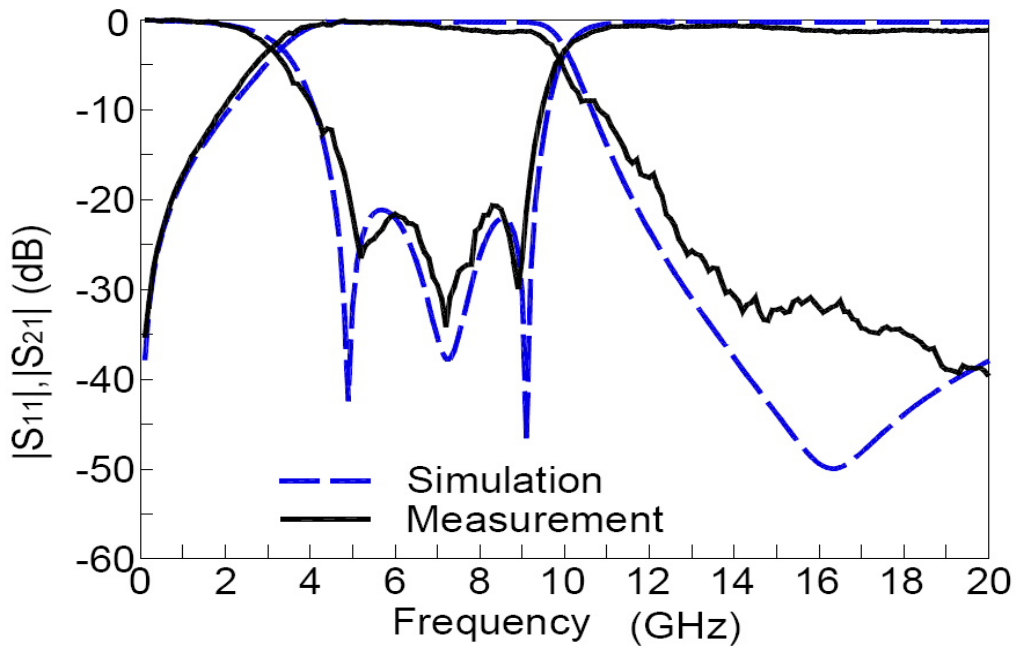


Figure 4.2: Simulations et mesures du filtre optimisé pour une bande passante relative de 127 %.

4.1.2 Présentation de la topologie miniature semi-localisée

Dans cette partie, la topologie présentée dans le paragraphe précédent est modifiée afin d'atteindre une meilleure compacité et de meilleures performances électriques. Les tronçons de ligne de faible impédance caractéristique sont remplacés par des lignes de propagation haute impédance chargées par des capacités. Ceci constitue une approche efficace de miniaturisation. Grâce à l'introduction de capacités CMS pour un prototype hybride de filtre, la longueur du filtre est réduite de 60%. L'amélioration de la pente de réjection basse fréquence par l'addition de capacités séries à l'entrée et à la sortie du filtre est également mise en œuvre avec succès.

4.1.2.1 Compacité

Sur la Figure 4.1, on constate clairement que les patches capacitifs occupent une large portion de la surface du filtre. En effet, la longueur occupée par les lignes de faible impédance correspond à un pourcentage de 66% de la longueur totale du filtre. Remplacer ces lignes de faible impédance par des cellules capacitivement chargées constitue donc une approche efficace de miniaturisation. Un filtre passe-bande dont le circuit électrique est présenté sur la Figure 4.3 a été optimisé pour une bande passante de 3 à 10 GHz sous ADS. Dans le circuit simulé, le modèle des lignes microruban à pertes, des T de jonctions et des trous métallisés sont utilisés. Les dimensions géométriques optimisées sont alors : $L_1=0,4$; $L_2=0,54$; $L_3=1,07$; $L_4=2,11$ et $L_s = 3$, en mm. Les valeurs des capacités de charges sont les suivantes : $C_{p1}=0,45$ et $C_{p2}=0,55$ pF. Le filtre fait donc une longueur totale de 6,13 mm au lieu de 2 cm. Une réduction de longueur meilleure que 60% est obtenue avec l'introduction des cellules de lignes capacitivement chargées. Les paramètres

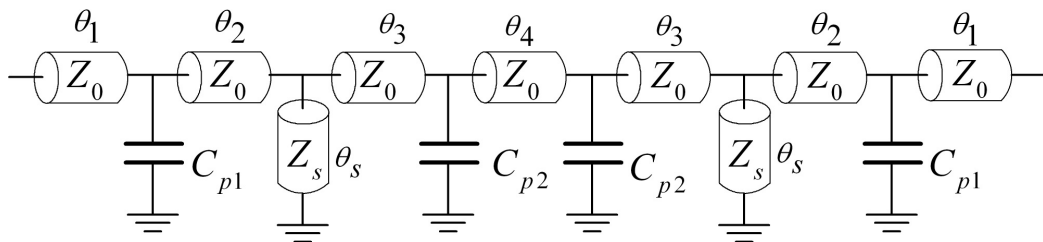


Figure 4.3: Circuit électrique utilisant les cellules des lignes capacitivement chargées.

S simulés jusqu'à 20 GHz du filtre chargé à 50Ω sont présentés sur la Figure 4.4. Les

pertes par réflexion sont meilleures que -19 dB assurant ainsi une bonne adaptation dans la bande passante. La pente de réjection haute fréquence est très importante plus élevée que la pente de réjection basse fréquence. Alors que la pente de réjection haute fréquence, calculée entre -3 et -20 dB, est meilleure que 418 dB/décade, la pente de réjection basse fréquence ne dépasse pas 28 dB/décade. Le facteur de forme, défini comme le rapport des bandes passantes à -20 dB et de -3 dB, est alors égal à 1,46 :1.

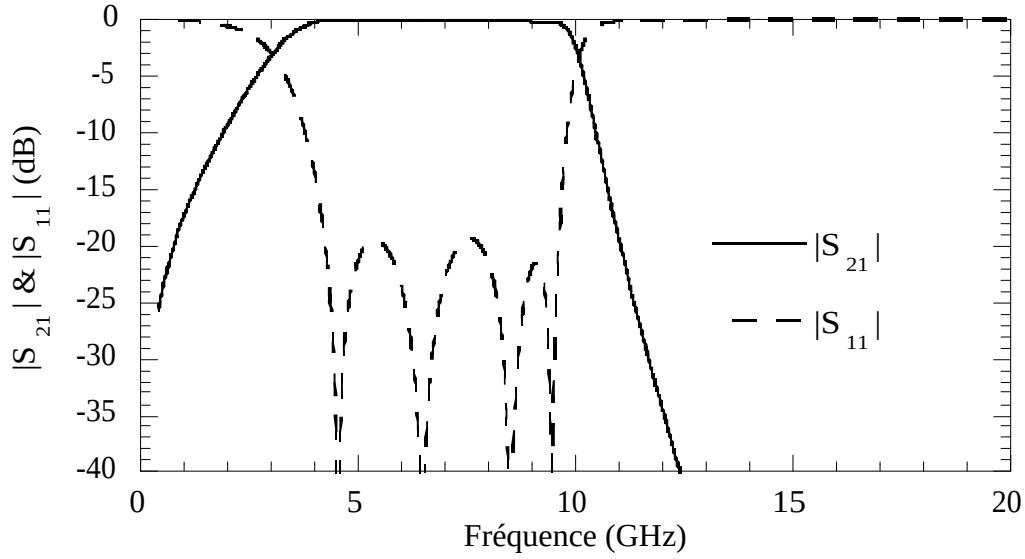


Figure 4.4: Paramètres S simulés du circuit utilisant les cellules capacitivement chargées.

4.1.2.2 Performances électriques

Dans le but d'améliorer la réjection basse fréquence, deux capacités séries sont ajoutées à l'entrée et à la sortie du filtre pour mieux filtrer les basses fréquences. Le circuit électrique du filtre complet est donné par la Figure 4.5. Une première étude de sensibilité montre une

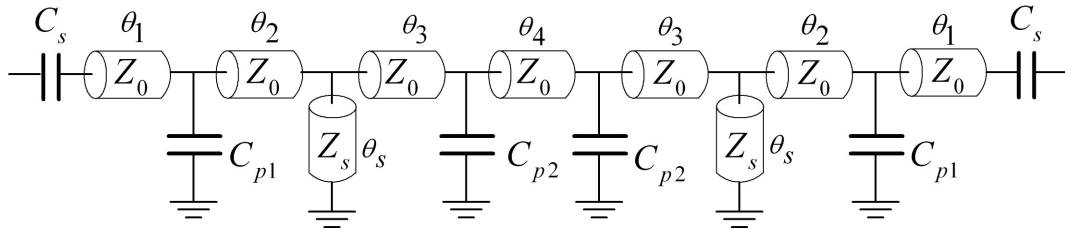


Figure 4.5: Circuit électrique utilisant les cellules des lignes capacitivement chargées et des capacités série.

importante dégradation des performances du filtre selon la position de la capacité. Des

plots de soudure de $600 \times 600 \mu\text{m}^2$ compatibles avec le boîtier 0402 ($1 \text{ mm} \times 0,5 \text{ mm}$) de la capacité CMS sont considérés dans la simulation du filtre. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 4.6. L'adaptation est meilleure que 20 dB dans la bande passante et les pentes de réjection sont respectivement de 89 et 435 dB/décade pour les basses et les hautes fréquences. Le facteur de forme est ainsi amélioré de 1,46 à 1,28 :1.

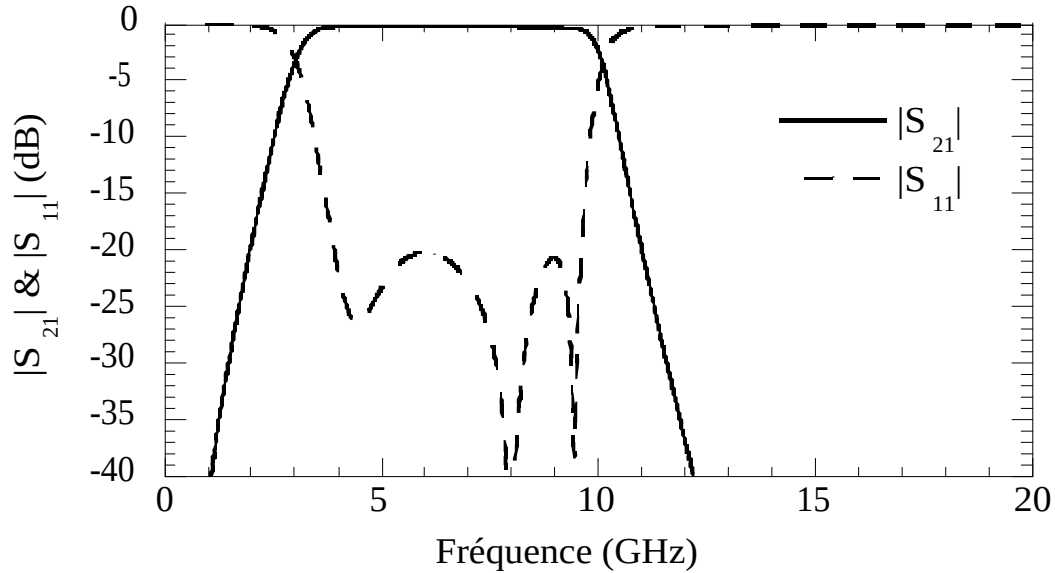


Figure 4.6: Paramètres S simulés du circuit utilisant les cellules capacitivement chargées.

4.2 Conception d'un filtre prototype en technologie hybride

Le paragraphe précédent a démontré l'intérêt de l'introduction des cellules capacitivement chargées et des capacités séries aux extrémités du filtre pour l'amélioration des performances électriques et la miniaturisation du filtre passe-bande à Ultra Large Bande. Ce paragraphe est consacré au développement des équations de conception fournissant une bonne approximation des valeurs des paramètres étudiés.

Dans le but de simplification, les valeurs des longueurs électriques des lignes et des capacités de charge sont supposées identiques. La conception basée sur l'étude d'une structure parfaite (lignes de propagation sans pertes et capacités idéales) s'effectue en deux étapes. Dans un premier temps, les critères fixant la fréquence de coupure haute sont développés à partir de l'étude de la cellule élémentaire de la ligne capacitivement

chargée. Ces critères fixent la longueur électrique des tronçons de lignes θ et la capacité de charge C_p . Ensuite, la longueur du stub court-circuité θ_s est déterminée compte tenu de la fréquence de coupure basse du filtre passe-bande. L'étude ci-dessous présente les étapes de conception d'un filtre passe-bande hybride avec des fréquences de coupure à -3 dB de 0,5 et 2 GHz. Cette méthode sera utilisée pour concevoir les deux filtres présentés dans le paragraphe 4.4. Suite à cette étude, une précision de l'ordre de 20% est obtenue sur les valeurs des éléments du filtre passe-bande. Cette précision suffit à assurer une convergence très rapide lors de l'optimisation du filtre complet.

4.2.1 Critère de détermination de la fréquence de coupure haute

La fréquence de coupure haute du filtre passe-bande est déterminée par le filtre passe-bas. La cellule élémentaire du filtre passe-bas a été étudiée dans le paragraphe 2.2 du Chapitre 2. Les équations de synthèse du filtre passe-bas sont données dans le paragraphe 2.3. Les expressions de l'admittance normalisée de la capacité en parallèle y_c et la longueur électrique du tronçon de ligne θ à la fréquence de coupure haute fréquence f_h sont données par :

$$y_C(f_h) = Z_r C_p \omega_h = \frac{2}{\tan(\theta)} \quad (4.1)$$

$$\theta = 4 \arctan \left(\sqrt{\frac{-3(1 - z_0^{-2}) + \sqrt{9z_0^{-4} - 14z_0^{-2} + 9}}{2}} \right). \quad (4.2)$$

Comme la longueur électrique diminue lorsque l'impédance caractéristique augmente, il est plus intéressant d'utiliser des lignes de forte impédance pour réduire l'encombrement du filtre. Par contre, les pertes d'insertion deviennent plus importantes et un compromis est donc à trouver pour la valeur de l'impédance caractéristique.

L'impédance caractéristique choisie est de 120 Ω pour une fréquence de coupure f_h de 2 GHz, les équations 4.1 et 4.2 donnent les valeurs suivantes pour l'admittance normalisée, la capacité de charge et la longueur électrique : $y_h=1,48$; $C_p= 2,36$ pF et $\theta=29^\circ$. Avec ces valeurs, un filtre passe-bas à structure périodique composé de 4 cellules identiques dont le circuit électrique est donné par la Figure 4.7, a été simulé. Les paramètres S du filtre passe-bas obtenu sont présentés sur la Figure 4.8. Le filtre présente une fréquence de coupure à -3 dB égale à 1,92 GHz soit un décalage de 4% par rapport à la fréquence de coupure cherchée. Par contre, le filtre souffre d'une mauvaise adaptation dans la bande passante.

En effet, les pertes par réflexion sont de 9 dB à 1,7 GHz. Ceci est dû à l'utilisation de cellules toutes identiques sans tapérisation.

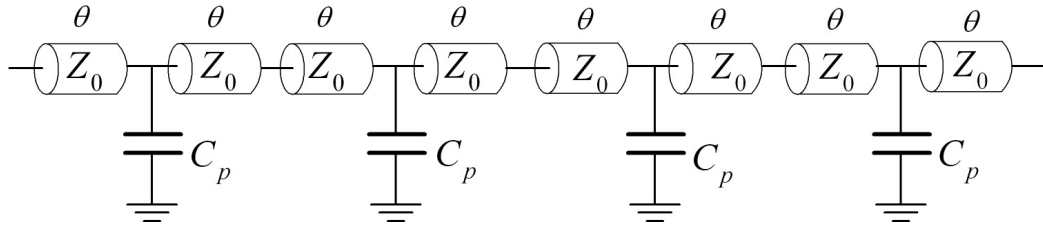


Figure 4.7: Circuit électrique du filtre passe-bas avec 4 cellules.

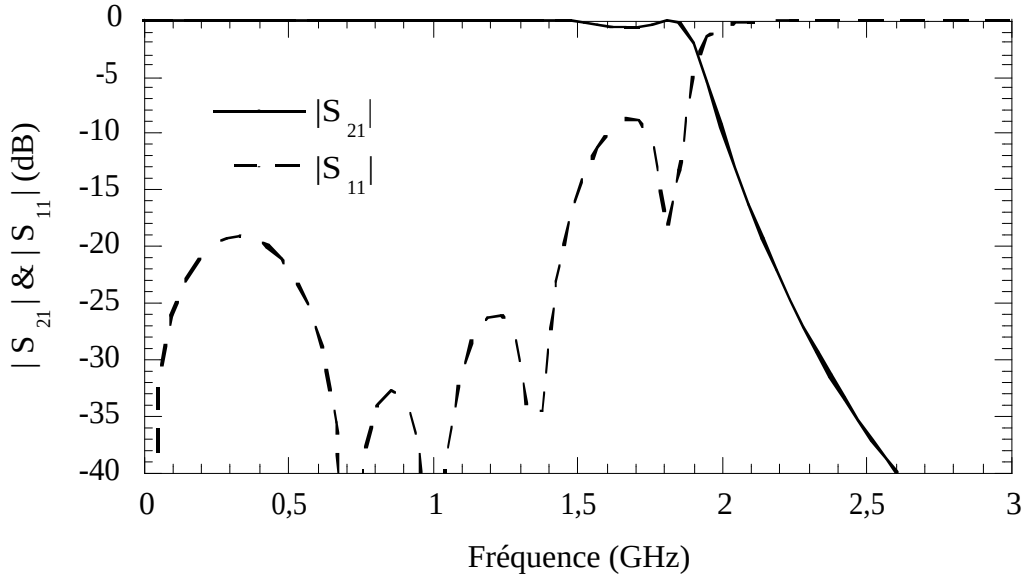


Figure 4.8: Simulations du filtre passe-bas avec 4 cellules avec $C_p = 2,36$ pF et $\theta = 29^\circ$.

4.2.2 Optimisation de la longueur électrique du stub

La cellule élémentaire du filtre passe-bas étant dimensionnée, le stub court-circuité fixe la fréquence de coupure basse du filtre passe-bande. La simulation montre qu'un stub de longueur $\theta_s = 23^\circ$ @ 0,5 GHz donne une fréquence de coupure basse f_b de 0,5 GHz. Le stub court-circuité résonne à la fréquence pour laquelle sa longueur électrique est équivalente à 180° . Le stub de 23° @ 0,5 GHz résonne donc à la fréquence de 4,1 GHz et ramène un zéro de transmission à cette fréquence. Comme ce zéro de transmission est situé en dehors de la bande passante, la réponse du filtre n'est pas perturbée par la résonance. Au

contraire, la pente de réjection haute fréquence est augmentée grâce à la présence du zéro de transmission responsable de l'apparition des remontées parasites.

La Figure 4.9 présente le circuit du filtre passe-bande considéré où toutes les sections sont identiques.

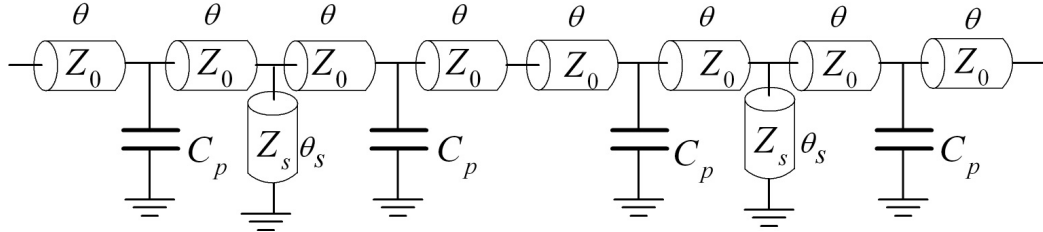


Figure 4.9: Circuit électrique du filtre passe-bande à sections identiques.

La simulation du filtre passe-bande avec les paramètres obtenus ($\theta=29^\circ$, $\theta_s=23^\circ$ et $C_p=2,36$ pF) est donnée sur la Figure 4.10. La fréquence de coupure haute est égale à celle du filtre passe-bas et donc l'erreur entre la valeur obtenue et cherchée de la fréquence de coupure haute f_h est de 4% (1,92 GHz au lieu de 2 GHz). Par contre, l'adaptation est mauvaise dans la bande passante puisque les pertes par réflexion s'élèvent à -9 dB à 1,7 GHz.

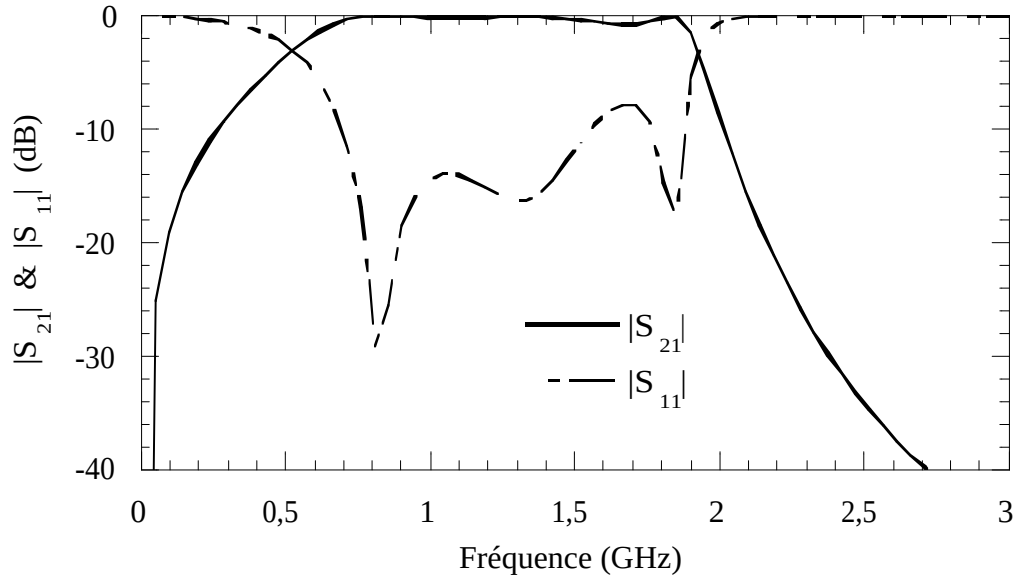


Figure 4.10: Simulations du filtre passe-bande avec $C_p=2,36$ pF, $\theta=29^\circ$ et $\theta_s=23^\circ$.

La réoptimisation de la structure permet de réajuster la fréquence de coupure haute et d'améliorer l'adaptation dans la bande passante. Pour la réoptimisation, la longueur

	θ_1 (°)	θ_2 (°)	θ_3 (°)	θ_4 (°)	C_{p1} (pF)	C_{p2} (pF)
Valeur optimisée	22	22	28	60	2,25	2,35
Ecart	24	24	3	3	5	0,4

Tableau 4.1: Valeurs optimisées

des lignes de transmission et la valeur des capacités en parallèle ne sont plus identiques (Figure 4.3). Le nombre de paramètres passe ainsi de 3 à 7, et ces nouveaux degrés de liberté vont permettre d'améliorer l'adaptation dans la bande passante. Les valeurs optimisées des longueurs électriques et des capacités ainsi que leur écart par rapport aux valeurs calculées sont données dans le Tableau 4.1.

On constate que les équations de synthèse procurent une bonne estimation des valeurs des longueurs électriques et de la capacité de charge. L'écart entre les valeurs calculées et optimisées atteint 24 % dans le pire des cas. Les simulations du filtre optimisé sont données par la Figure 4.11. L'augmentation des degrés de liberté permet de retrouver les fréquences de coupure cherchées et permet d'améliorer l'adaptation dans la bande passante. les pertes par réflexion sont meilleures que -20 dB dans toute la bande passante. Les capacités série n'ont pas encore été ajoutées, ce qui explique la faible pente de réjection basse fréquence.

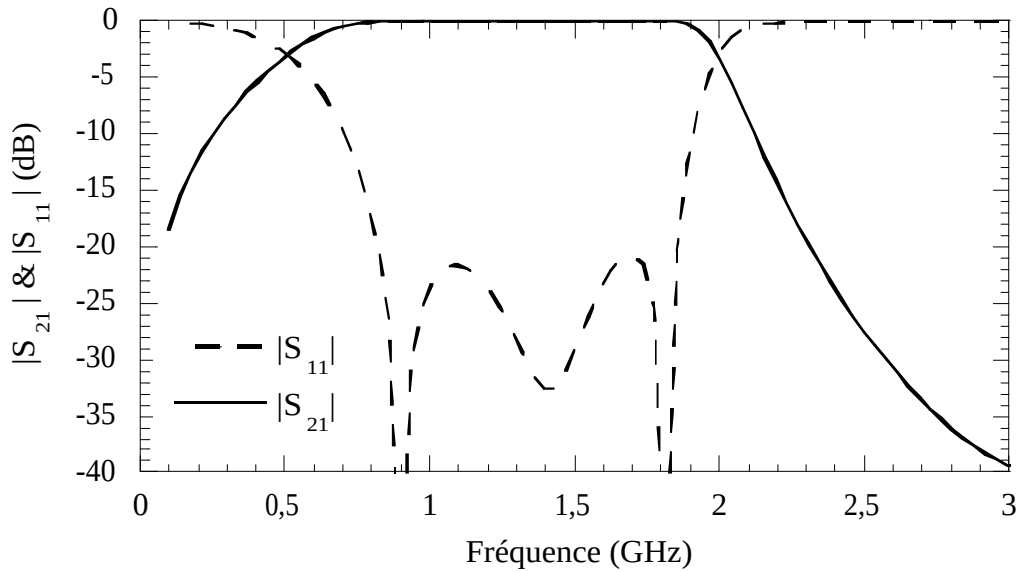


Figure 4.11: Simulations du filtre passe-bande optimisé.

4.2.3 Ajout des capacités série

Les capacités série C_s aux extrémités du filtre permettent d'augmenter la pente de réjection basse fréquence du filtre. L'impédance de la capacité série à la fréquence de coupure basse doit être négligeable devant l'impédance de référence afin de ne pas modifier la fréquence de coupure basse :

$$Z_{Cs} = \frac{1}{C_s \omega_{LF}} \ll Z_r \quad (4.3)$$

$$C_s \gg \frac{1}{Z_r \omega_{LF}} \quad (4.4)$$

Pour une fréquence de coupure basse de 0,5 GHz, la capacité C_s doit être supérieure à 6 pF pour un rapport de 10 entre l'impédance de la capacité et l'impédance de référence ($C_s \gg 10 \frac{1}{Z_r \omega_{LF}}$).

4.2.4 Prise en compte des modèles complets

Ensuite, le filtre global est optimisé en prenant en compte les modèles complets des lignes microruban sur substrat RO4003 ($\epsilon_r = 3,38$; $h = 813 \mu\text{m}$; $\tan(\delta) = 27.10^{-4}$), des T de Jonctions, des vias modélisés par ADS, des capacités normalisées avec leur modèle complet et des plots de soudure. Les résultats des simulations sont présentés sur la Figure 4.12.

Les pentes de réjection basse et haute fréquences sont respectivement de 75 et 266 dB/décade ce qui donne un facteur de forme 1,3 :1. La valeur importante du facteur de forme n'est pas seulement due aux capacités série. L'inductance parasite de la capacité CMS contribue à augmenter la pente de réjection haute fréquence puisqu'elle crée des zéros de transmission à des fréquences proches de la fréquence de coupure haute. L'effet de l'inductance parasite sera abordé plus en détail dans le paragraphe 4.5. La bande passante à -1 dB s'étend de 0,6 à 1,8 GHz avec des pertes d'insertion de 0,2 dB à la fréquence centrale. Des remontées parasites apparaissent vers 6,1 GHz avec une amplitude de -9 dB. L'adaptation dans la bande passante est meilleure que -20 dB.

Comme le montre la Figure 4.13, la variation du temps de groupe est inférieure à 1,5 ns dans la bande passante.

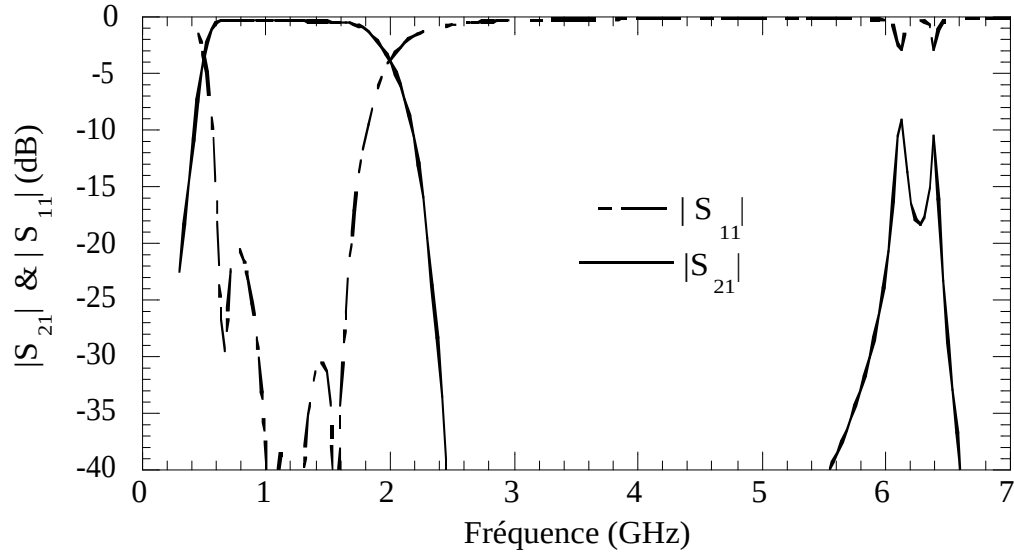


Figure 4.12: Simulation du filtre avec les modèles complets.

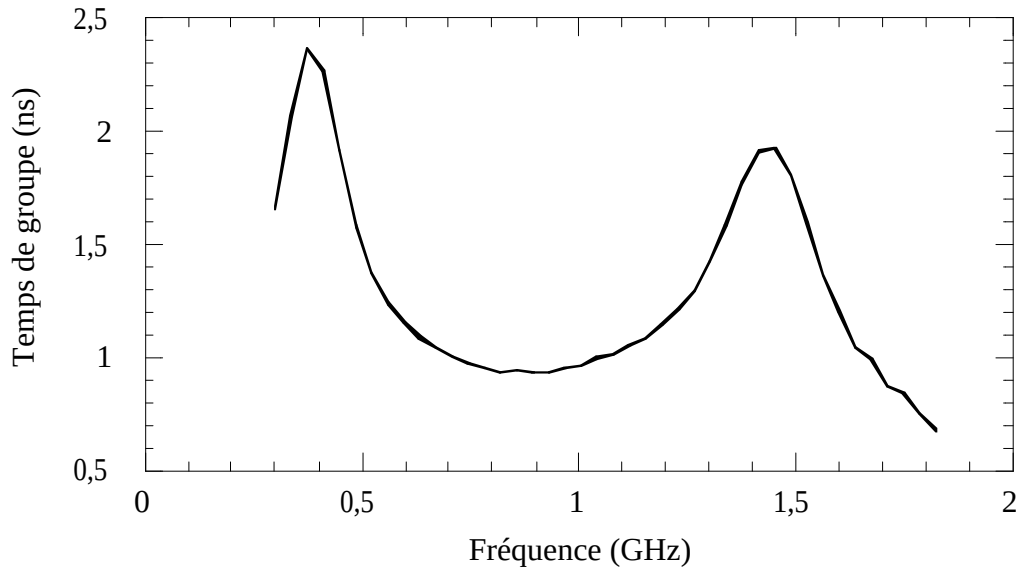


Figure 4.13: Temps de groupe.

4.3 Etude de sensibilité

Afin de déterminer les contraintes de précisions sur les longueurs géométriques et de tolérance sur les capacités, une étude de sensibilité avec une analyse de Monte Carlo utilisant des variations uniformes sur les valeurs nominales a été menée. Les simulations démontrent que la tolérance sur la capacité en parallèle constitue l'élément critique de la conception du filtre passe-bande.

4.3.1 Longueur des lignes

La Figure 4.14 montre les modules des paramètres $|S_{21}|$ et $|S_{11}|$, pour une variation uniforme de $10\ \mu\text{m}$ autour de la valeur nominale de la longueur des lignes de transmission. L'adaptation dans la bande passante n'est pas dégradée. Les fréquences de coupure haute et basse fréquence ne sont pas affectées.

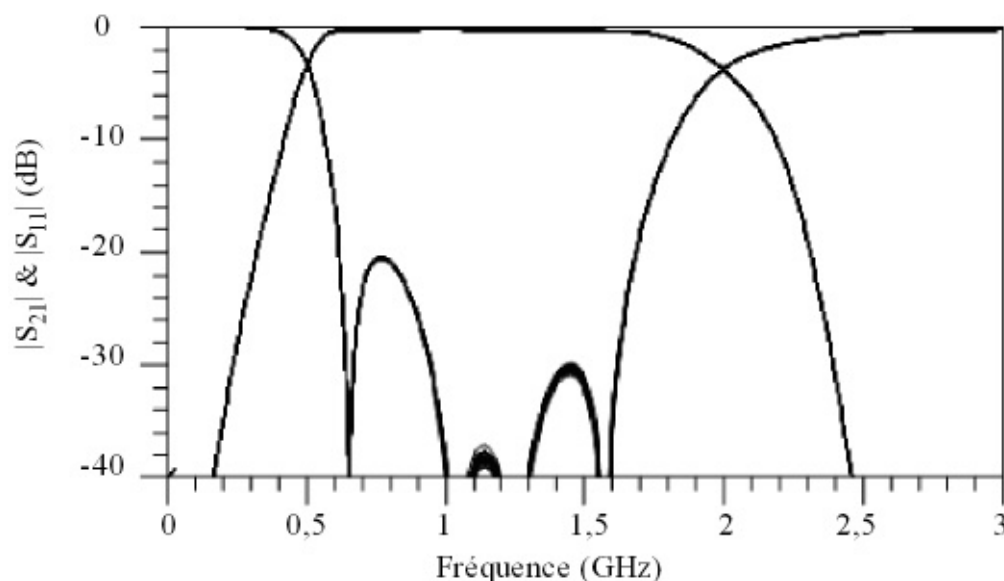


Figure 4.14: Analyse de MonteCarlo avec une variation de $10\ \mu\text{m}$ sur la longueur des lignes de transmission.

4.3.2 Tolérance des capacités en parallèle

Les valeurs des capacités placées en parallèle sont modifiées de 2,5% autour de leur valeur nominale. Les résultats de simulation sont donnés sur la Figure 4.15. Les pertes par réflexion s'élèvent dans le pire des cas à -18 dB. L'adaptation dans la bande passante est ainsi légèrement dégradée. La fréquence de coupure haute est modifiée de 2,5 % dans le pire des cas, alors que la fréquence de coupure basse est seulement décalée de 1 %. L'importante variation de la fréquence de coupure haute était évidemment attendue du fait que la fréquence de coupure haute est inversement proportionnelle à la valeur de la capacité parallèle (équation 4.1).

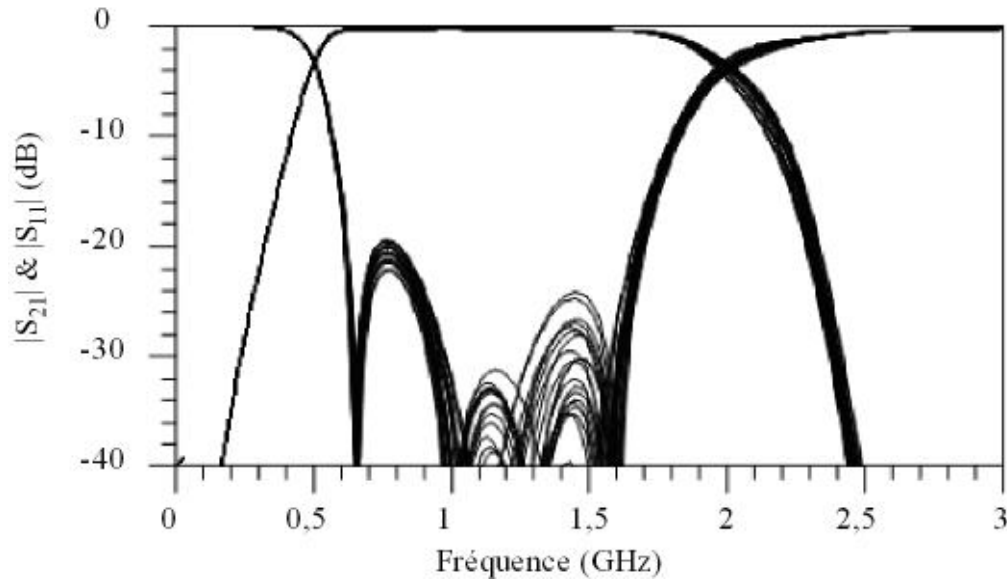


Figure 4.15: Analyse de MonteCarlo avec une variation de 2,5 % sur la valeur de la capacité en parallèle.

4.3.3 Tolérance des capacités en série

Lorsque la capacité en série est modifiée de 2,5%, l'adaptation est dégradée à -18 dB et la fréquence de coupure basse est décalée de 0,5% autour de sa valeur (Figure 4.16). L'influence de la capacité série est négligeable sur la fréquence de coupure haute du filtre passe-bande. Ceci était attendu, puisque les capacités séries n'interviennent que pour renforcer la sélectivité basse fréquence et leur impédance est très faible dans la bande passante du filtre.

4.3.4 Etude des pertes

Cette partie traite de l'impact des pertes du substrat et des capacités CMS sur les pertes d'insertion dans la bande passante.

4.3.4.1 Pertes substrat

Les simulations précédentes ont été effectuées avec le substrat RO4003 dont les pertes diélectriques sont données par $\tan(\delta)=0,0027$. L'influence des pertes diélectriques sur les pertes d'insertion dans la bande passante est étudiée sur la Figure 4.17. Les résultats de simulation de lignes sans pertes diélectriques, de lignes sur substrat RO4003 et de lignes sur substrat FR4 ($\tan(\delta)=0,015$) sont comparés. La Figure 4.17 montre que une légère croissance des pertes d'insertion avec la tangente de pertes diélectriques. L'utilisation

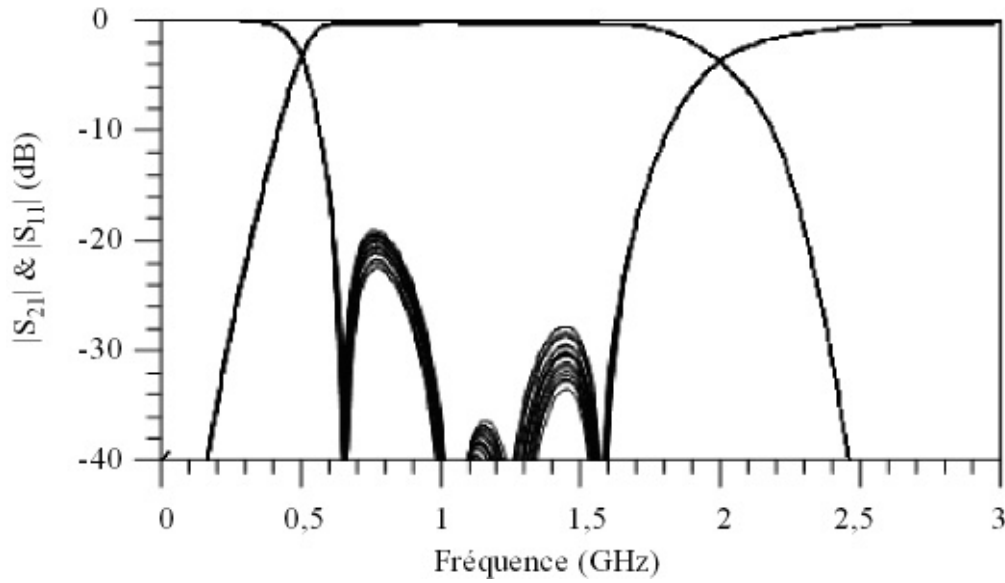


Figure 4.16: Analyse de MonteCarlo avec 2,5 % sur la valeur de la capacité série.

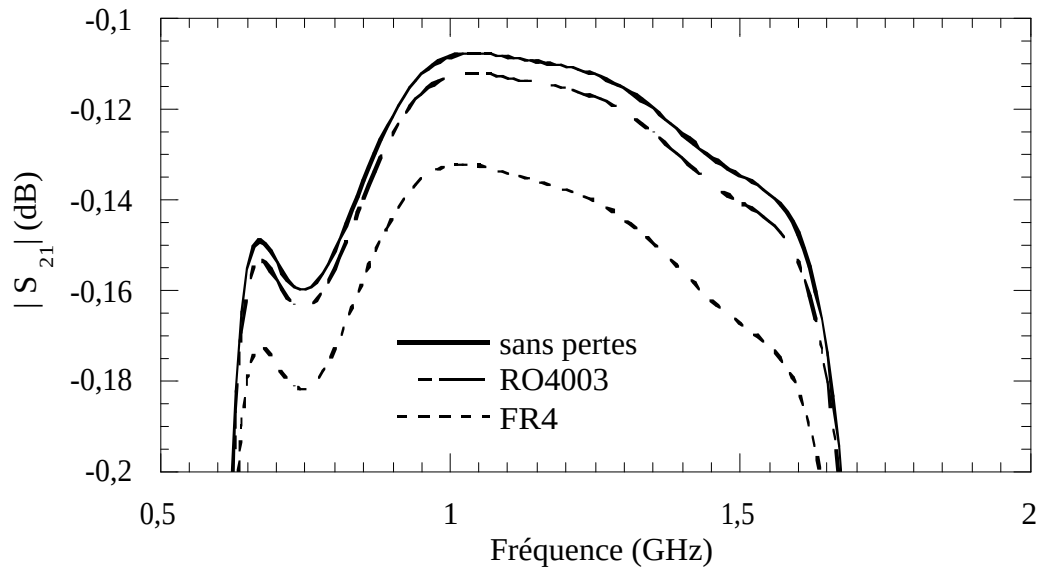


Figure 4.17: Simulation du paramètre S_{21} avec des lignes sans pertes, des lignes sur substrat RO4003 et des lignes sur substrat FR4.

du substrat FR4 entraîne néanmoins une dégradation des pertes d'insertion de 0,02 dB négligeable par rapport au substrat RO4003. Pour cette gamme de fréquence, il n'est donc pas intéressant d'utiliser un substrat de meilleure qualité que le FR4. Fondamentalement, cela est dû au fait que le filtre présenté ne repose pas sur l'utilisation de résonateurs couplés, avec ainsi une sensibilité moindre aux pertes des lignes de propagation.

4.3.4.2 Pertes liées aux capacités CMS

Jusqu'à présent, un modèle de capacités sans pertes a été considéré. La mesure des capacités présentée dans le Chapitre 3 a mis en évidence la présence de la résistance série parasite R_s de valeur égale à $0,2 \Omega$. La Figure 4.18 montre les résultats de simulations ($|S_{21}|$) pour une résistance parasite série R_s allant de 0 à $0,3 \Omega$ avec un pas de $0,1 \Omega$. L'augmentation des pertes d'insertion dans la bande passante en fonction de la fréquence est notable. En effet la résistance série de $0,3 \Omega$ entraîne une augmentation des pertes de $0,08 \text{ dB}$ à $0,7 \text{ GHz}$ alors que les pertes d'insertion augmentent de $0,2 \text{ dB}$ autour de $1,5 \text{ GHz}$. Ceci est dû à la dégradation du facteur de qualité des capacités CMS avec la fréquence.

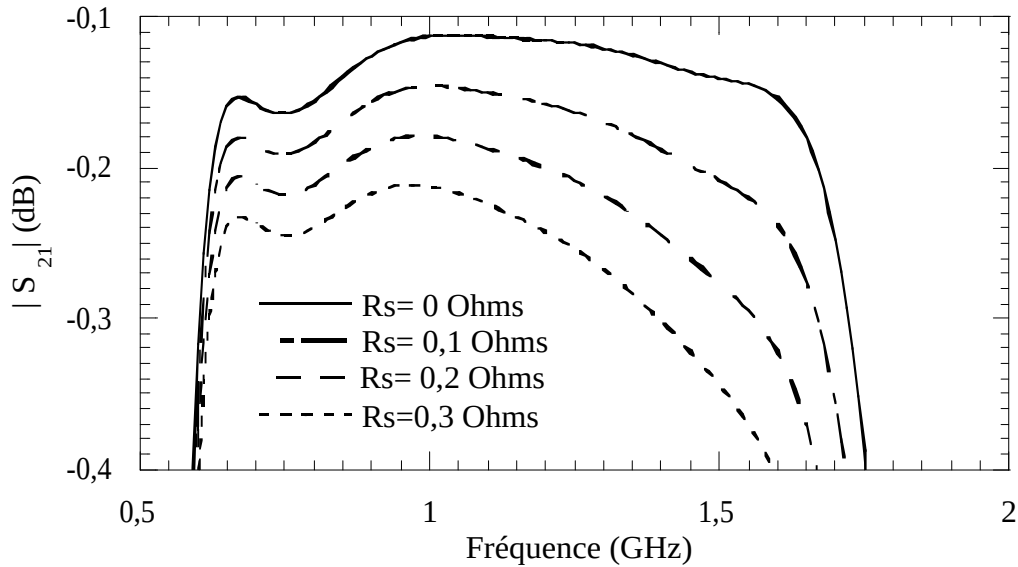


Figure 4.18: Paramètre S_{21} simulé en tenant compte des pertes de la capacité avec un 'parameter sweep' de la résistance série de R_s allant de 0 à $0,3 \Omega$.

L'impact des pertes de la capacité sur les pertes d'insertion du filtre passe-bande est donc plus important que celui des pertes diélectriques. Ceci confirme qu'il n'est pas utile d'utiliser substrat de haute qualité. Un substrat bas coût de type FR4 suffit.

4.4 Dispositifs réalisés

Avant d'aborder la réalisation des filtres passe-bande, une caractérisation des capacités et des vias est nécessaire. Dans le Chapitre 3, les capacités qui seront utilisés dans les

filtres optimisés ont été mesurées et un modèle rigoureux de la capacité a été développé dans le paragraphe 3.4.2. Dans ce paragraphe, la caractérisation des vias est suivie par la réoptimisation, la réalisation et la mesure de trois filtres à Ultra Large Bande.

4.4.1 Caractérisation des vias

Le modèle du Via dans ADS est équivalent à un circuit formé d'une inductance en série avec une résistance. Les expressions de l'inductance et de la résistance sont données par l'analyse numérique et les formules développées dans [139]. Les pertes conductrices et l'effet de peau sont inclus dans le calcul de la résistance. La valeur de la résistance du via modélisée par ADS est très faible et peut être négligée. L'expression de l'inductance L d'un via de rayon r sur un substrat d'épaisseur h est donnée par [139] :

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(h \log \left[\frac{h + \sqrt{r^2 + h^2}}{r} \right] + \frac{3}{2} \left(r - \sqrt{r^2 + h^2} \right) \right) \quad (4.5)$$

où $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ est la permittivité du vide.

Le modèle du via de diamètre 600 μm sur substrat RO4003 qui sera utilisé dans les filtres à ULB réalisés a été établi. Selon l'équation 4.5, ce via est équivalent à une inductance de valeur 0,1 nH.

Un stub de 260 μm de largeur et de 13,7 mm de longueur relié à la masse par un via a été réalisé et mesuré afin d'extraire le modèle réel du via. La Figure 4.19 compare la mesure et la simulation du via. Un décalage vers les basses fréquences est noté sur la fréquence de résonance du stub théoriquement égale à 6,9 GHz.

Une inductance de 0,27 nH doit être ajoutée au modèle d'ADS pour rétablir l'accord entre les simulations et les mesures du module de S_{21} (Figure 4.20). Les simulations de la phase de S_{21} de la Figure 4.21 confirment la valeur de l'inductance parasite.

En résumé, la caractérisation du via consiste à mesurer le paramètre S_{21} (module et phase) d'un stub en court-circuit, de largeur 260 μm et de longueur 13,7 mm, terminé par un via. Les mesures ont montré qu'une inductance parasite de 0,27 nH doit être ajoutée en série avec le modèle du via d'ADS pour avoir le meilleur accord entre les simulations et les mesures.

Les modèles étant à présent établis, la suite consiste, en tenant compte des modèles complets des lignes microruban à pertes, T de jonctions, plots de soudure, trous métallisés

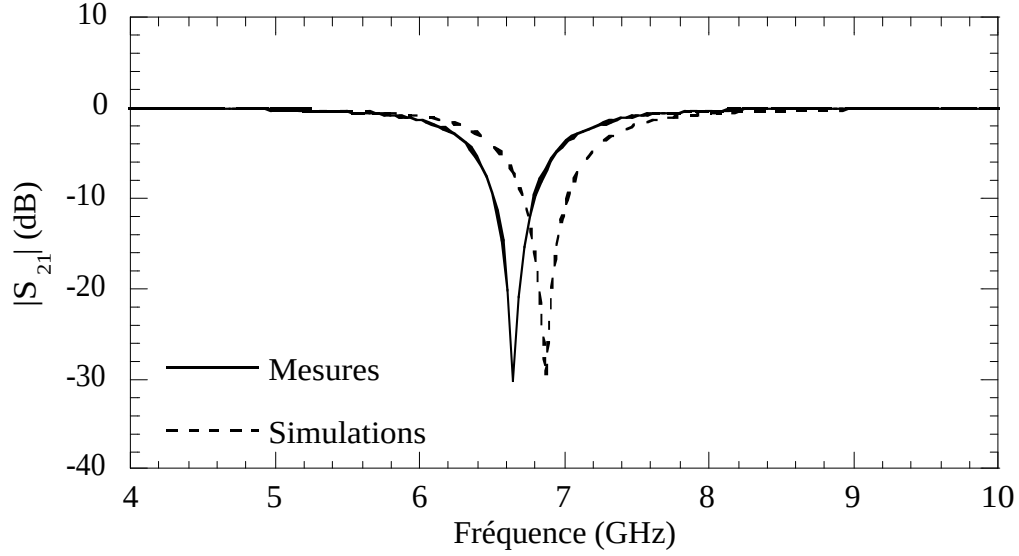


Figure 4.19: Comparaison du module du paramètre S_{21} du stub de $260 \mu\text{m}$ de largeur et de $13,7 \text{ mm}$ mesuré et simulé avec le modèle du via d'ADS.

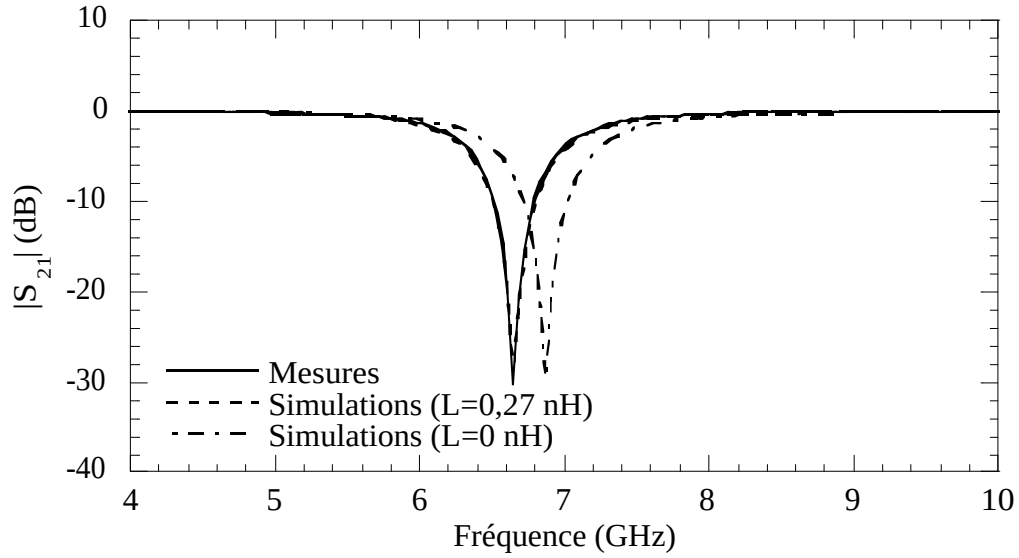


Figure 4.20: Comparaison des mesures du module de S_{21} avec le via d'ADS simulé en série avec une inductance parasite de $0,27 \text{ nH}$.

et capacités, à optimiser les filtres à ULB sous ADS.

4.4.2 Présentation des filtres réalisés

Deux filtres ULB avec une bande passante relative à -3dB de 142 et 150% , respectivement centrés à $0,77 \text{ GHz}$ (Filtre A) et 1 GHz (Filtre B), ont été conçus et réalisés sur substrat RO4003 ($\epsilon_r = 3,38$; $h = 813 \mu\text{m}$; $\tan(\delta) = 27 \cdot 10^{-4}$; conducteur Cuivre;

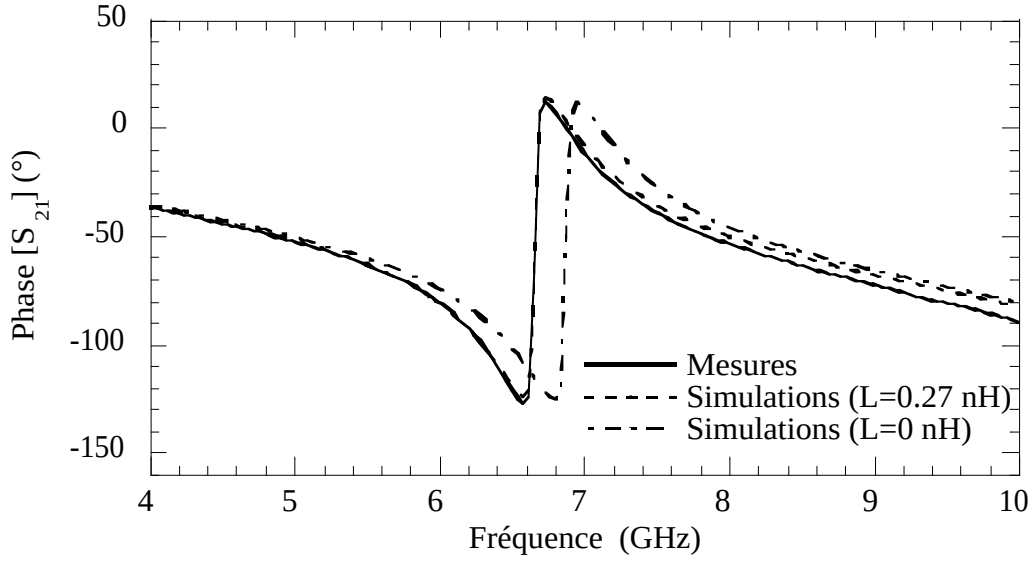


Figure 4.21: Comparaison des mesures et des simulations de la phase de S_{21} avec le via d'ADS simulé en série avec une inductance parasite de 0,27 nH.

$t=35\mu\text{m}$). Les résultats des filtres présentés dans cette partie ont donné lieu à deux publications dans des conférences internationales [140, 141] et une conférence nationale [142].

Le Tableau 4.2 donne la valeur des longueurs électriques et des capacités des filtres. La longueur totale des filtres est de 3,7 cm (Filtre A) et 2,9 cm (Filtre B).

	θ_1 (°)	θ_2 (°)	θ_3 (°)	θ_4 (°)	θ_s (°)	C_{p1} (pF)	C_{p2} (pF)	C_s (pF)
Filtre A	7	17	6	26	12	1,8	3,9	6,8
Filtre B	14	16	1	19	13	1,5	2,7	4,7

Tableau 4.2: Valeurs des longueurs électriques et des capacités des filtres A et B.

La Figure 4.22 présente la photo du filtre A.

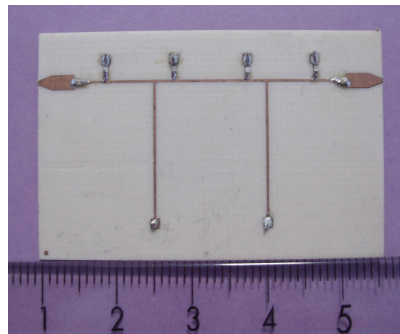


Figure 4.22: Photographie du filtre A.

4.4.3 Mesures

La Figure 4.23 montre les résultats de mesure obtenus du filtre A (0,4-1,5 GHz) comparés avec les simulations jusqu'à 2 GHz. L'accord entre les simulations et les mesures est très bon dans la bande passante. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0,2 dB au milieu de la bande passante et l'adaptation ($|S_{11}|$) est meilleure que 18 dB.

La Figure 4.24 montre la mesure large bande, de 0,3 à 10 GHz. Un léger décalage concernant le premier lobe secondaire entre les mesures et les simulations est observé. Le lobe secondaire apparaît autour de 4,5 GHz, soit 3 fois la fréquence de coupure haute. Le désaccord entre les simulations et les mesures provient du manque de précision du modèle de la capacité en haute fréquence. L'origine des lobes secondaires sera explicitée dans le paragraphe 4.5.1. La mesure du temps de groupe est présentée sur la Figure 4.25. Sa variation est inférieure à 1,5 ns conformément aux simulations.

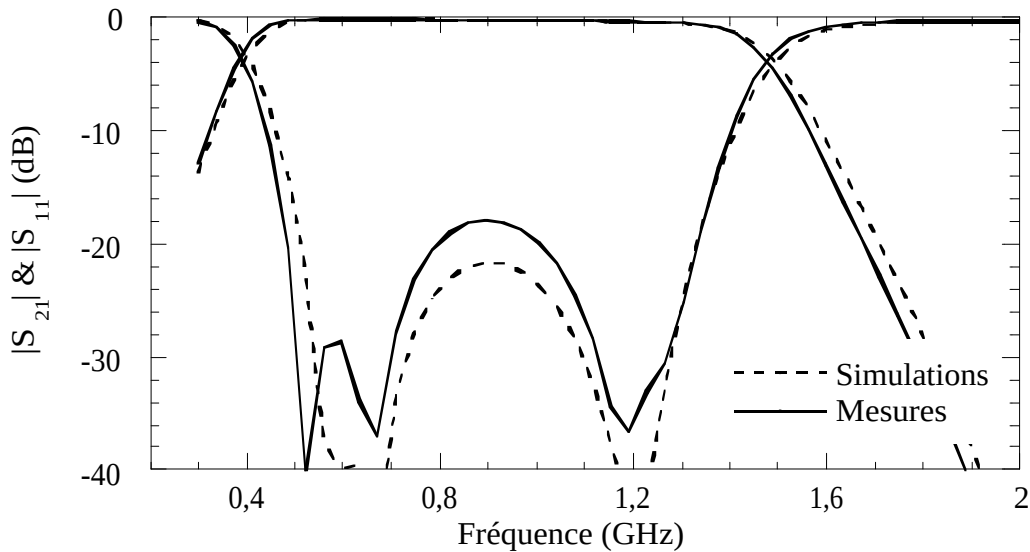


Figure 4.23: Comparaison des paramètres S du Filtre A mesurés et simulés jusqu'à 2 GHz.

La comparaison des réponses mesurée et simulée du Filtre B jusqu'à 2,5 GHz est donnée sur la Figure 4.26. Une bande passante de 1,5 GHz (150%) est obtenue conformément à la simulation. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0,3 dB au milieu de la bande à 1 GHz et l'adaptation est meilleure que 16 dB dans la bande passante.

La réponse large bande du filtre B est donnée sur la Figure 4.27. Comme pour le Filtre A, un décalage de la fréquence du lobe secondaire vers les basses fréquences est observé. Le premier lobe secondaire, centré à la fréquence de 5,7 GHz, remonte avec une

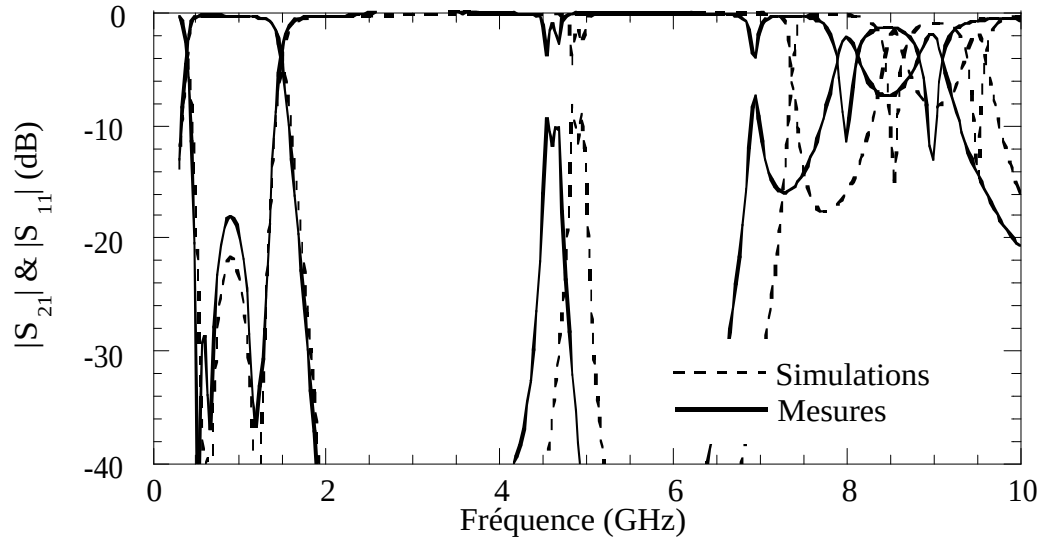


Figure 4.24: Comparaison des paramètres S du Filtre A mesurés et simulés jusqu'à 10 GHz.

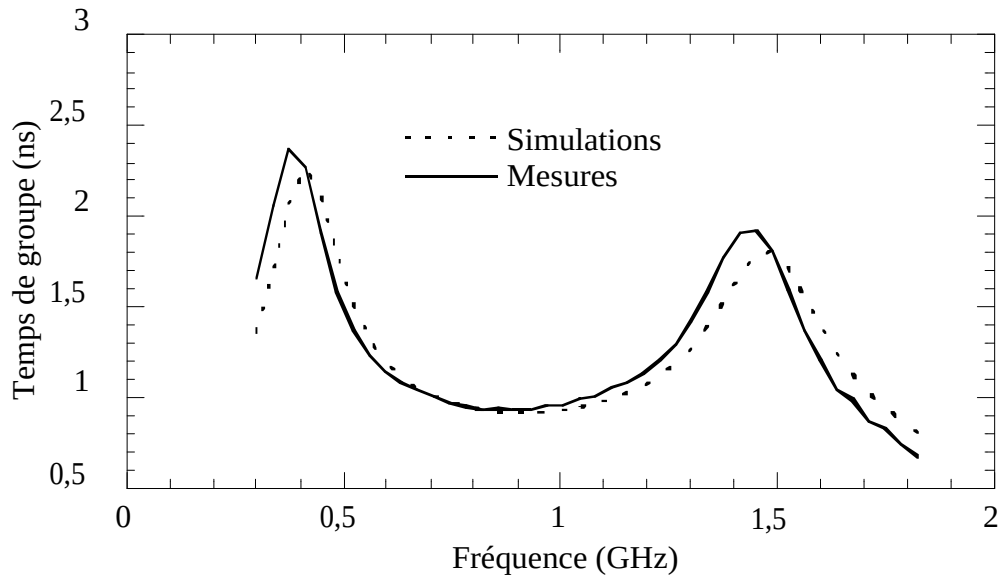


Figure 4.25: Temps de groupe simulé et mesuré du filtre A.

amplitude de -10 dB, soit environ 3 fois la fréquence de coupure haute.

La Figure 4.28 représente la mesure et la simulation du temps de groupe. Sa variation est inférieure à 1,3 ns comme prévu par la simulation.

Un filtre ULB (Filtre C) basé sur la topologie développée dans [1] a ensuite été conçu pour la même bande passante que le Filtre B dans le but de comparer la taille et les performances électriques des deux topologies. La Figure 4.29 montre les photos des Filtres B et C. Les dimensions géométriques en mm du Filtre C sont les suivantes : $L_1 = 2,26$,

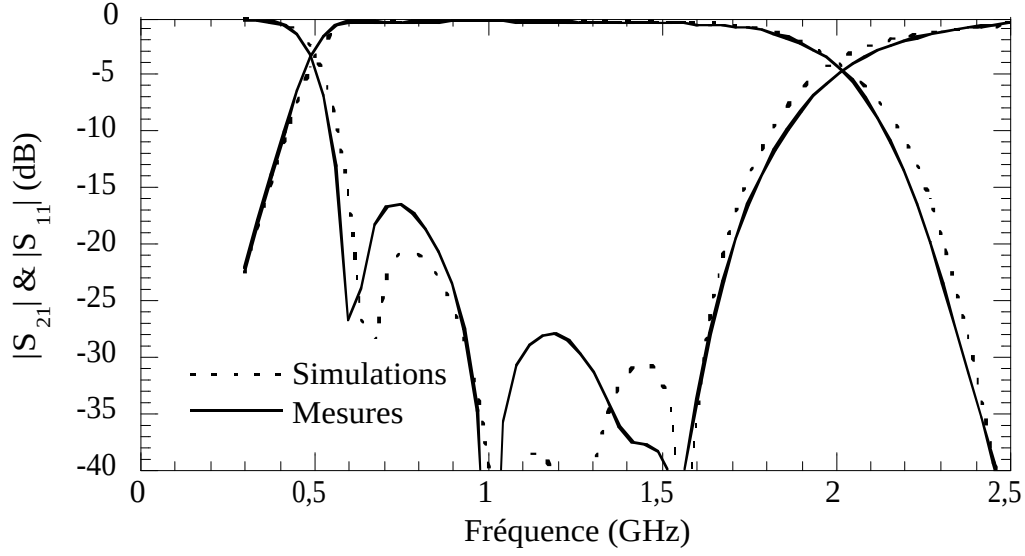


Figure 4.26: Comparaison des paramètres S du Filtre B mesurés et simulés jusqu'à 2,5 GHz.

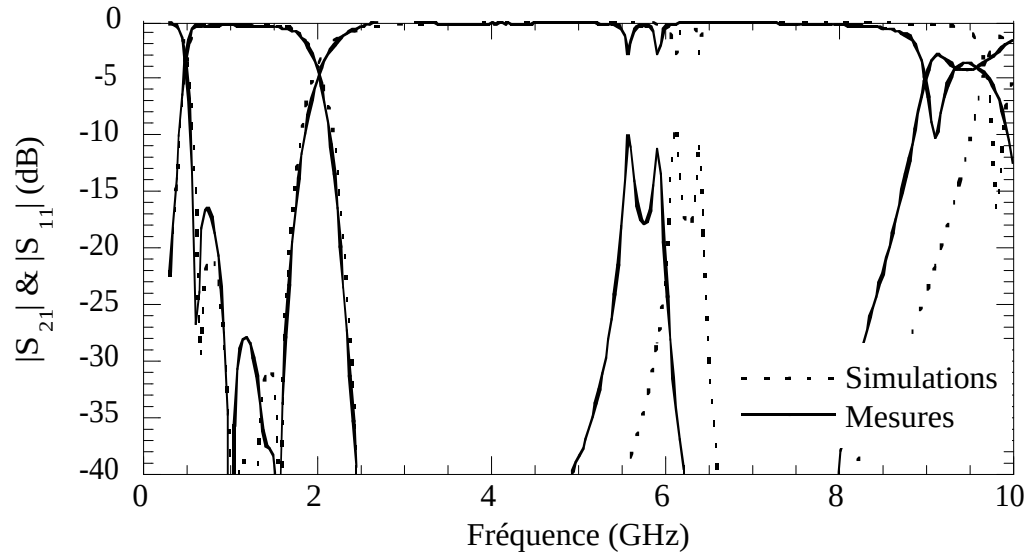


Figure 4.27: Comparaison des paramètres S du Filtre B mesurés et simulés jusqu'à 10 GHz.

$L_2=4,49$, $L_3=5,6$, $L_4=6,58$, $L_5=8,97$, $L_{stub}=13,8$, $W_{hi}=0,25$ et $W_{stub}=0,26$, en mm. La longueur totale est de 5 cm. La réduction de longueur obtenue grâce à l'utilisation du principe des lignes chargées par des capacités est ainsi de 43% sur la longueur du filtre (2,9 cm au lieu de 5 cm).

La Figure 4.30 compare les résultats de mesure des Filtres B et C. Dans les deux cas, l'adaptation est meilleure que 16 dB dans la bande passante. Le facteur de forme défini comme le rapport de la bande d'atténuation à -20 dB et la bande passante à -3dB est

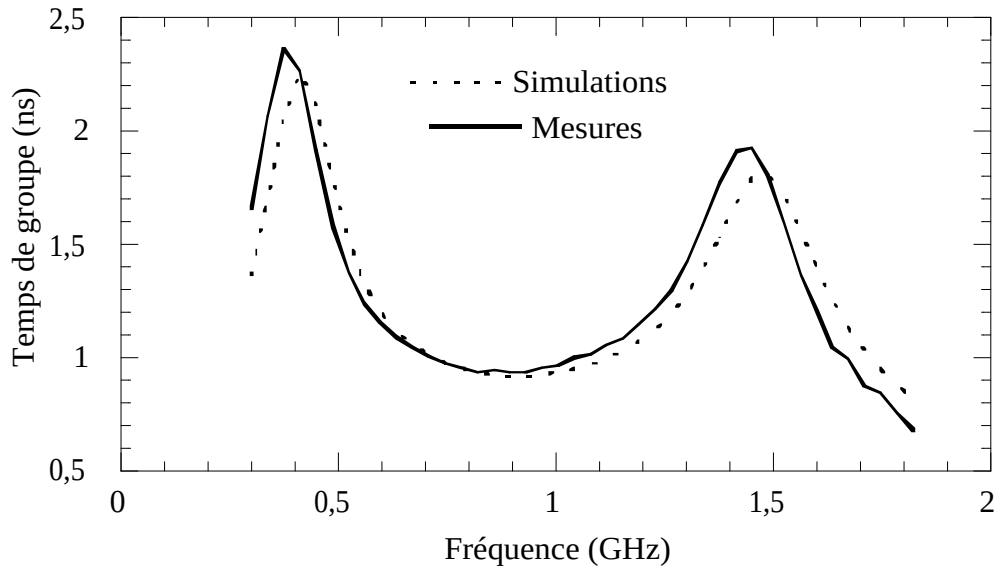


Figure 4.28: Temps de groupe simulé et mesuré du filtre B.

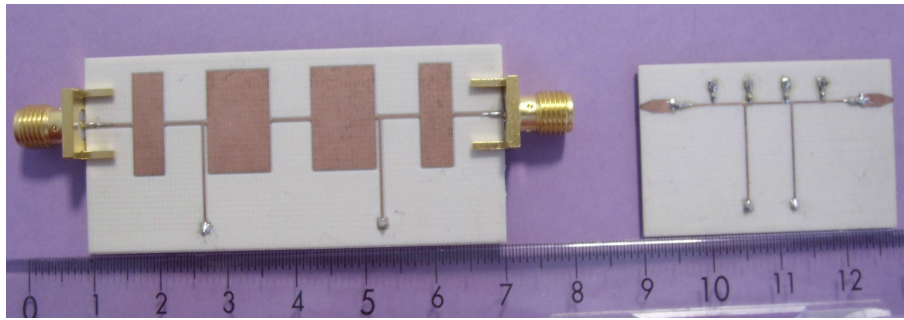


Figure 4.29: Photographies des filtres B et C.

clairement amélioré pour le filtre B miniaturisé de 1,5 :1 à 1,3 :1.

4.5 Zéros de transmission et lobes secondaires

Dans ce paragraphe, les lobes secondaires sont abordés. Dans un premier temps, l'origine des zéros de transmission est étudiée. Ensuite, une méthode permettant de rejeter les lobes secondaires plus loin en fréquence est décrite et mise en œuvre. L'approche consiste à charger les stubs par une capacité parallèle. En outre cette technique permet de réduire légèrement la longueur du stub. Basé sur ce principe, un filtre à ULB est conçu et réalisé pour une bande passante à -3 dB de 0,4 à 1,5 GHz.

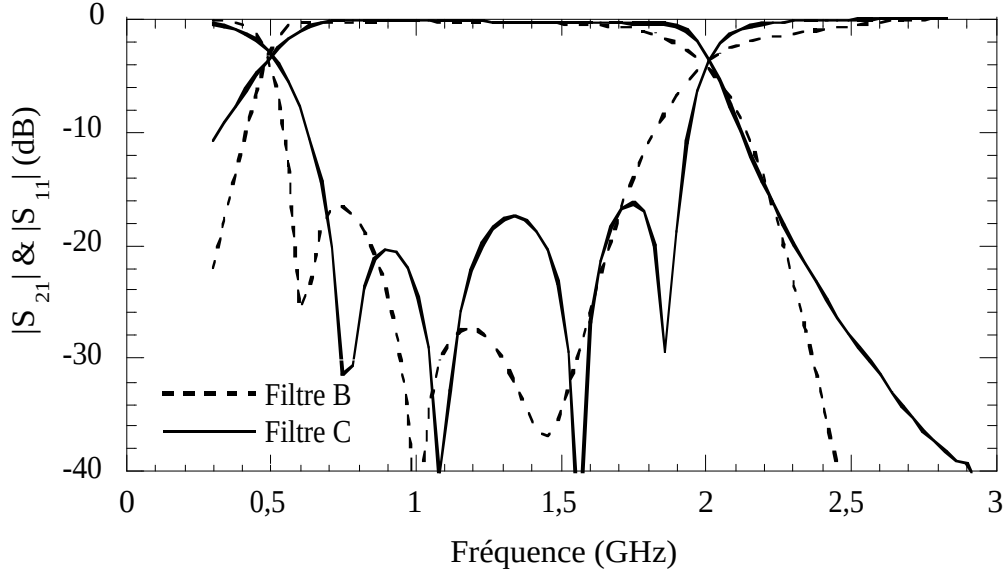


Figure 4.30: Comparaison des mesures des deux filtres à topologie semi-localisée et répartie.

4.5.1 Zéros de transmission

La réponse simulée du filtre passe-bande de la Figure 4.31 montre la présence de trois zéros de transmissions. Le zéro de transmission qui apparaît vers 5,8 GHz est dû à la résonance du stub : le stub fait une longueur de 16 mm (180° @ 5,8 GHz). Les deux autres zéros de transmission vers 2,2 et 3,2 GHz sont dus à la résonance de l'ensemble capacité parallèle et inductance série parasite. Comme deux valeurs différentes des capacités parallèles sont utilisées [1,8 pF et 3,9 pF], l'inductance équivalente étant la même, on obtient deux zéros de transmissions différents.

Sur la Figure 4.32, nous avons représenté les simulations du même filtre, sans les stubs et les capacités séries, avec des capacités parallèles de valeur soit 1,8 pF, soit 3,9 pF. Les zéros de transmission du filtre passe-bande sont identiques à ceux des filtres passe-bas sachant que chacun des filtres passe-bas présente un seul zéro de transmission. La capacité de valeur de 1,8 pF entraîne un zéro de transmission à 3,2 GHz alors que la capacité de 3,9 pF entraîne un zéro de transmission à 2,2 GHz. Au passage, on peut donc extraire par le calcul la valeur de l'inductance due aux plots de soudure et au via en utilisant l'expression de la fréquence de résonance d'un circuit LC. La valeur de l'inductance calculée est de 1,33 nH pour $C=1,8$ pF et de 1,34 nH pour $C=3,9$ pF. Sachant que l'inductance parasite de la capacité et du via est égale à 0,54 nH (paragraphe 3.4.2), on peut conclure que

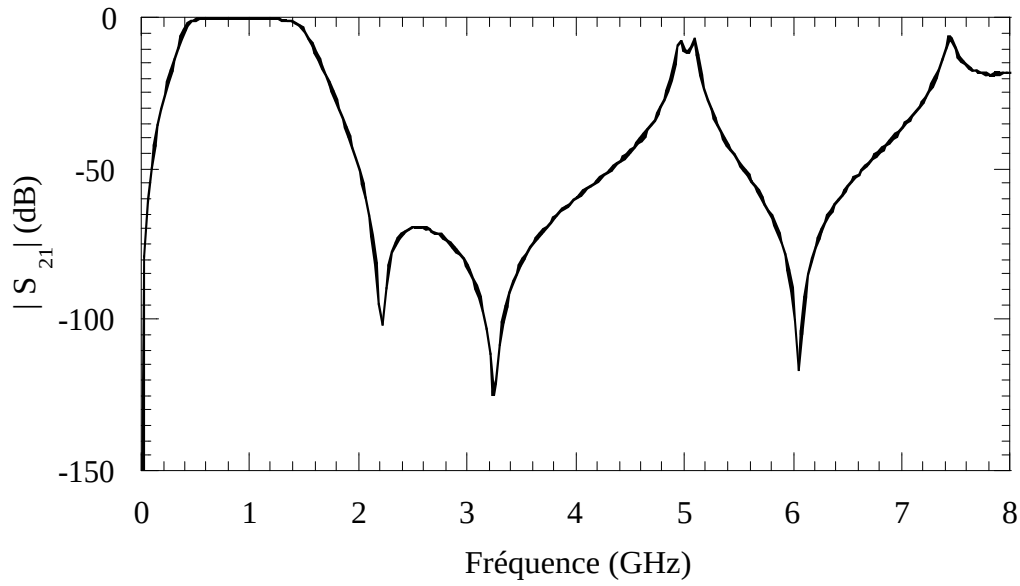


Figure 4.31: Simulations large bande du module du paramètre S_{21} du filtre passe-bande de bande passante à -3 dB de 0,4 à 1,5 GHz jusqu'à 8 GHz.

l'inductance équivalente aux plots de soudure et au via modélisé par ADS est de 0,8 nH environ.

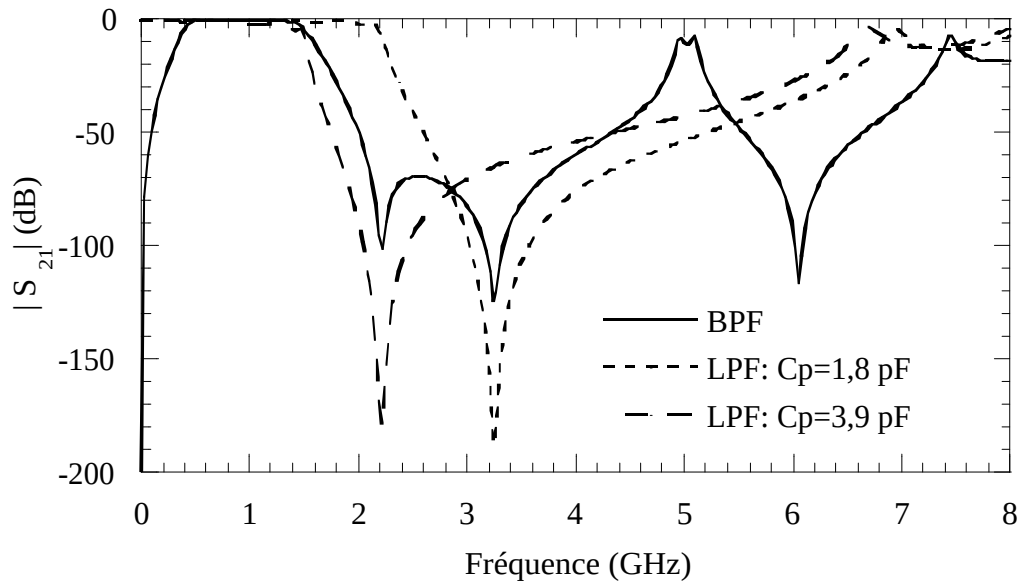


Figure 4.32: Simulations du filtre passe-bande de bande passante à -3 dB de 0,4 à 1,5 GHz en comparaison avec les simulations de deux filtres passe-bas avec des capacités de valeurs 1,8 pF et 3,9 pF.

La Figure 4.33 compare les simulations des filtres passe-bande et passe-bas avec des capacités qui seraient directement reliées à la masse, donc sans plots de soudure, sans via

et sans inductance parasite. Dans ce cas, Il n'y a plus de circuit LC résonant. Les zéros de transmission du filtre passe-bas disparaissent. Les lobes vers 11 GHz du filtre passe-bas sont dus aux bandes permises de la structure périodique. En ce qui concerne le filtre passe-bande, le premier lobe secondaire qui apparaît vers 6 GHz est dû à la résonance du stub.

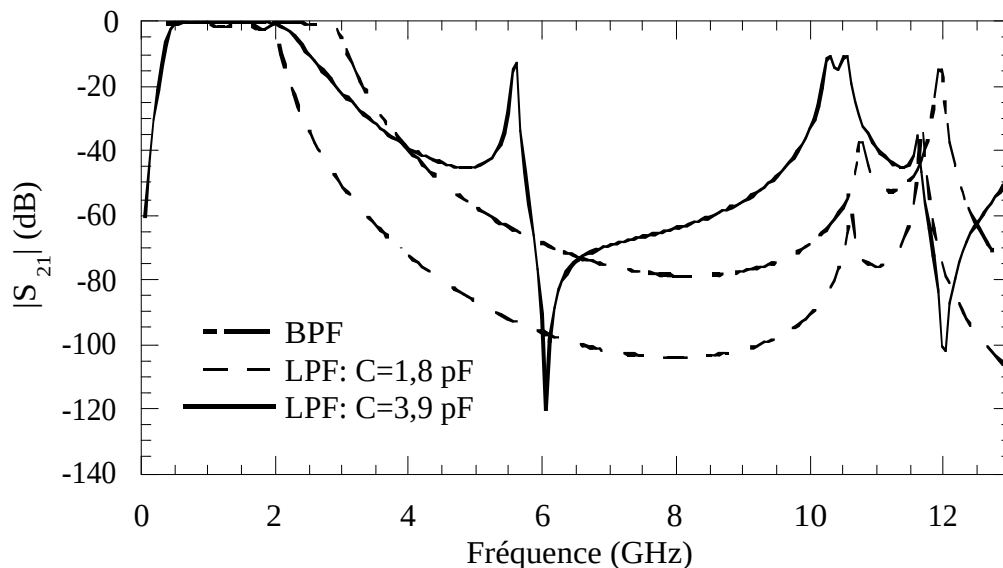


Figure 4.33: Simulations du filtre passe-bande de bande passante 0,4 à 1,5 GHz en comparaison avec les simulations de deux filtres passe-bas avec des capacités de valeurs 1,8 pF et 3,9 pF.

En conclusion, les lobes secondaires du filtre passe-bande sont liés à la présence des zéros de transmission dont l'origine est la résonance du stub et du circuit LC au niveau de la capacité parallèle.

4.5.2 Stubs capacitivement chargés

Afin de repousser les lobes secondaires vers les hautes fréquences, en particulier le lobe secondaire aux environs de 4,5 GHz pour le filtre ULB [0,4-1,5 GHz], l'idée consiste à réduire la fréquence de résonance des stubs. Pour cela, nous avons chargé chaque stub par une capacité en parallèle C_{sp} . Le circuit électrique du filtre à ULB est donnée sur la Figure 4.34.

La Figure 4.35 compare les paramètres S_{21} des filtres passe-bande avec des stubs chargés par des capacités de valeur $C_{sp}=0,4$ pF et des stubs non chargés. Alors que la réponse du filtre n'est pas modifiée dans la bande passante, l'effet de la capacité de charge

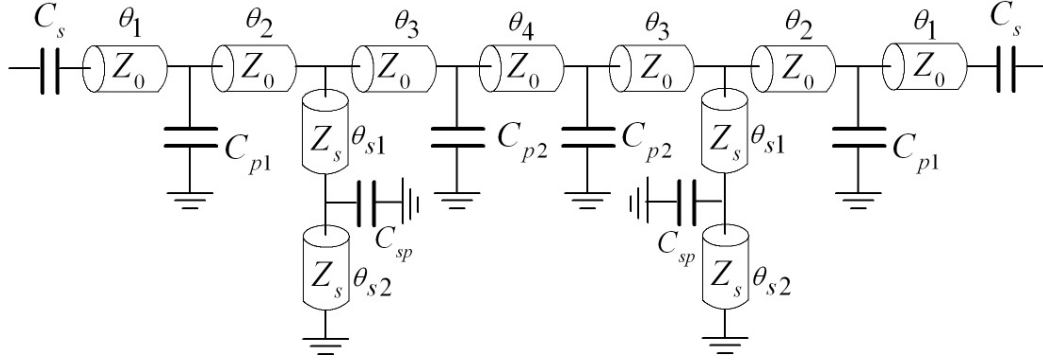


Figure 4.34: Circuit électrique du filtre passe-bande avec des stubs chargés par des capacités.

apparaît vers les hautes fréquences. Les lobes secondaires sont repoussés vers les hautes fréquences. Le filtre passe-bande avec des stubs chargés présente 3 zéros de transmission entre 2 et 5 GHz. Les deux premiers zéros de transmission vers 2,2 et 3,2 GHz proviennent de la résonance des capacités parallèles et sont retrouvés dans la réponse du filtre passe-bande avec des stubs non chargés. Par contre, le troisième zéro de transmission se trouve décalé vers les basses fréquences avec l'insertion des capacités au niveau de stub. Ce zéro passe de 6,1 GHz à 3,5 GHz, provoquant ainsi le rejet des lobes secondaires vers les hautes fréquences.

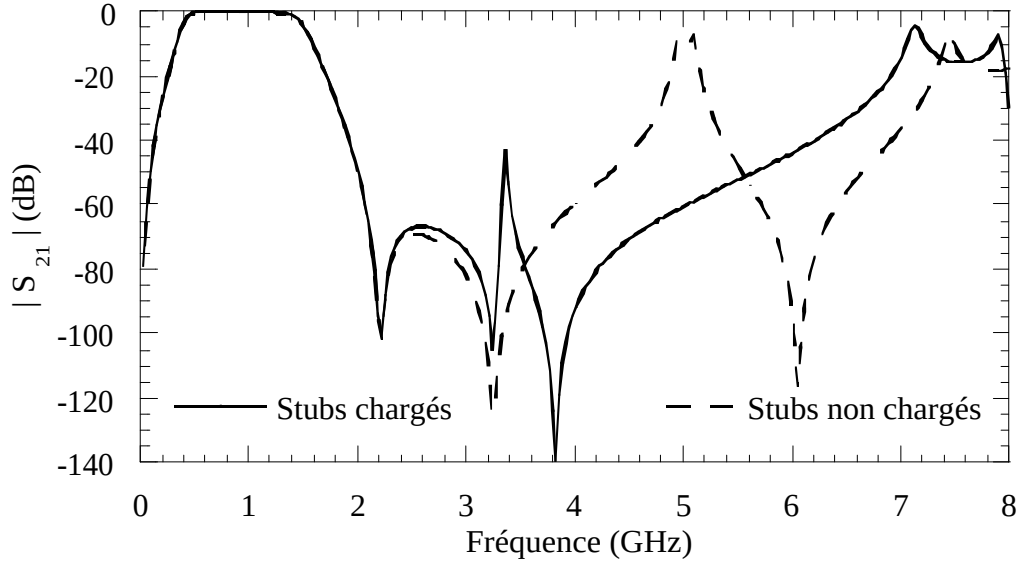


Figure 4.35: Comparaison des simulations de deux filtres à ULB avec et sans des stubs chargés.

Ce zéro n'est pas déterminé par la longueur géométrique totale du stub puisque 16 mm implique une résonance à 6,1 GHz. Les simulations des stubs chargés avec la capacité

de valeur de 0,4 pF avec les T de jonctions, l'inductance parasite de la capacité et le modèle ADS du via sont comparés avec la simulation du stub chargé avec la capacité de 0,4 pF sans tenir compte de tous ces parasites dans la Figure 4.36. Le zéro de transmission situé à 4,1 GHz sans tenir compte des parasites est décalé à 3,5 GHz avec l'addition des parasites.

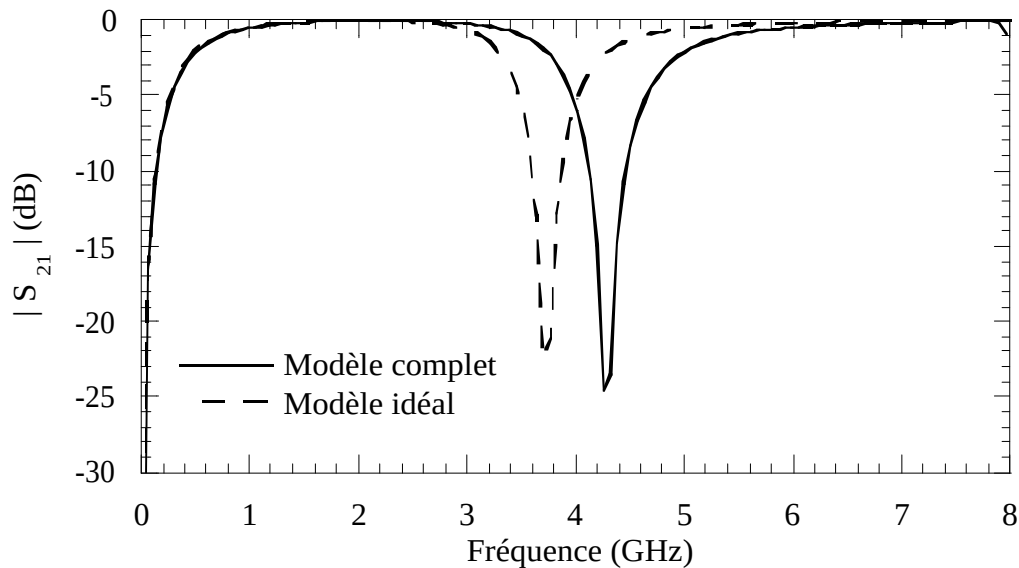


Figure 4.36: Comparaison des modules du paramètre S_{21} du modèle idéal du stub chargé et du modèle complet.

Le troisième zéro est donc dû à la résonance de la ligne équivalente à l'ensemble stub et capacité qui a lieu à une fréquence plus faible que la fréquence de résonance du stub non chargé. Le phénomène d'onde lente que présente les lignes chargées est responsable de la diminution de la fréquence de résonance. En effet, la ligne capacitivement chargée de la Figure 4.37 présente une longueur électrique équivalente supérieure à celle de la ligne non chargée et résonne donc pour des fréquences plus faibles. Ce circuit correspond à la cellule élémentaire du filtre passe-bas présenté dans le Chapitre 2. Le zéro de transmission du stub chargé en son milieu par la capacité sans parasite est déterminé par la résolution graphique de l'équation $A = -1$ qui correspond à une longueur électrique équivalente de 180° avec A le coefficient de la matrice ABCD équivalente à la ligne chargée donnée sur la Figure 4.37.

L'expression du coefficient A a été explicitée dans le paragraphe 2.1.4. La Figure 4.38 présente l'évolution du coefficient de la cellule constituée par le stub de 16 mm de longueur

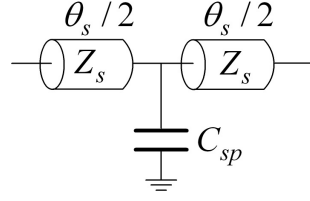


Figure 4.37: Circuit électrique de la ligne de longueur électrique θ_s chargée par une capacité C_{sp} .

chargé par une capacité de valeur $C_{sp}=0,4$ pF. La fréquence de résonance est de 4 GHz. Cette valeur est donc une bonne estimation de la valeur du zéro de transmission du filtre passe-bande puisque avec l'addition des inductances parasites, la capacité équivalente augmente et la résonance aura lieu à 3,5 GHz au lieu de 4 GHz.

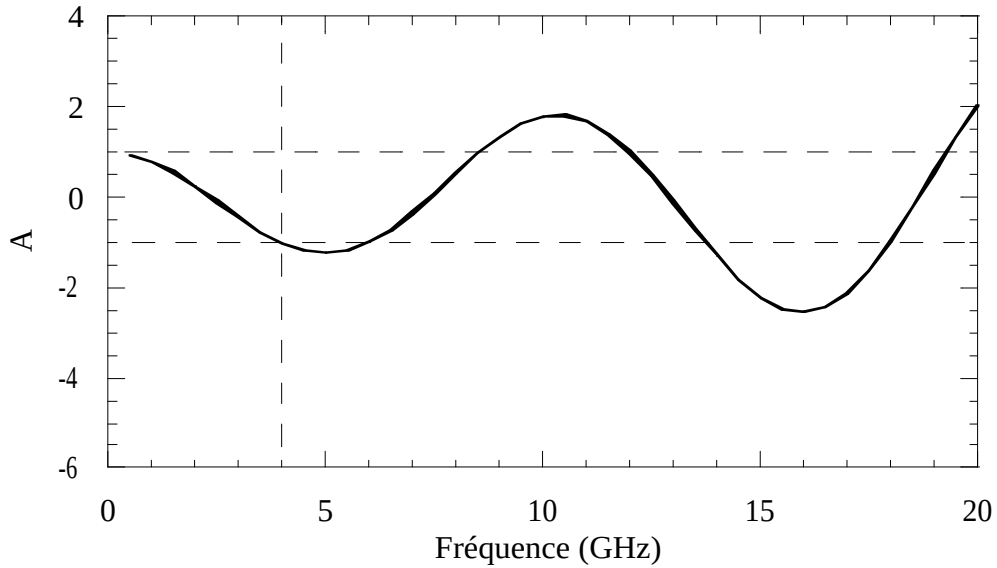


Figure 4.38: Evolution du coefficient A d'une ligne de 16 mm chargée par une capacité de 0,4 pF.

En conclusion, l'utilisation d'un stub capacitivement chargé permet de rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences. Le stub chargé présente une longueur électrique plus importante et la fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences. Le zéro de transmission ainsi créé est très proche de ceux déjà existants et assure la réjection des lobes secondaires.

4.5.2.1 Etude de la position et de la valeur de la capacité de charge des stubs

L'intérêt de l'introduction des capacités dans les stubs étant démontré, une étude concernant la position et la valeur de la capacité a été menée. Dans la réponse du filtre

passer bande avec des stubs chargés (Figure 4.35), un premier lobe secondaire très fin apparaît vers 3,4 GHz alors que le deuxième lobe plus large atteint -4 dB à 7,2 GHz. Par la suite, on considère le critère de -40 dB pour identifier la présence d'un lobe secondaire.

L'évolution des fréquences d'apparition du premier lobe secondaire en fonction de la valeur de la capacité de charge C_{sp} pour les valeurs de $L_{s1}=3, 5$ et 7 mm est tracée sur la Figure 4.39. La décroissance de la fréquence du premier lobe secondaire en fonction de la valeur de la capacité de charge est bien mise en évidence. Egalement, le premier lobe secondaire se trouve décalé vers les basses fréquences lorsque la longueur L_{s1} augmente pour une valeur de capacité constante.

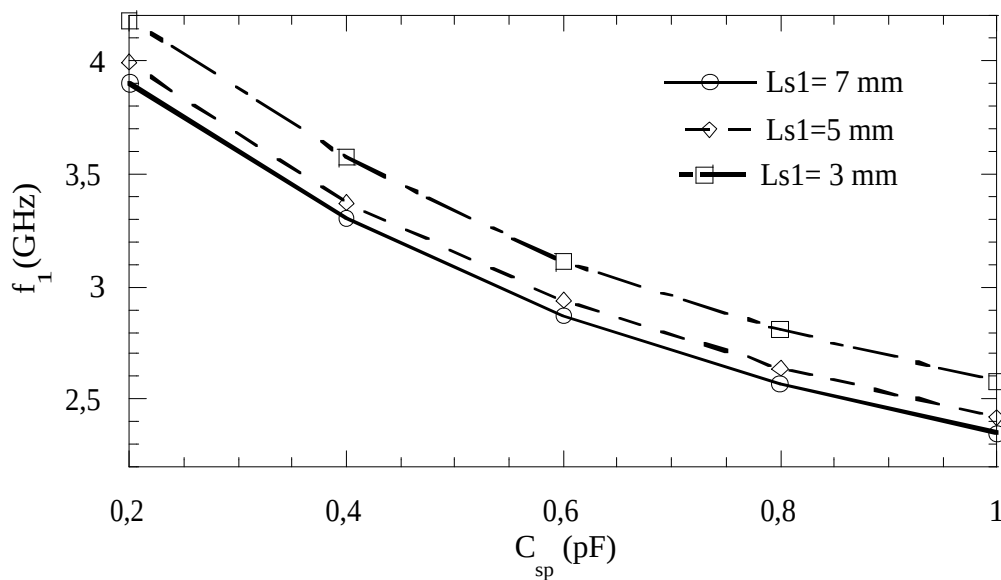


Figure 4.39: Evolution de la fréquence du premier lobe secondaire en fonction de la valeur de la capacité C_{sp} pour $L_{s1}=3, 5$ et 7 mm.

Sur la Figure 4.40, l'amplitude du premier lobe secondaire est reportée en fonction de la valeur de la capacité C_{sp} pour $L_{s1}=3, 5$ et 7 mm. La variation de l'amplitude n'est pas une fonction monotone de la valeur de la capacité de charge C_{sp} ni de la longueur L_{s1} . Un minimum d'amplitude pour $C=0,4$ pF est noté.

En ce qui concerne le deuxième lobe secondaire, la Figure 4.41 montre la décroissance des fréquences du deuxième lobe secondaire en fonction de la valeur de la capacité et de la longueur L_{s1} .

Donc, pour rejeter au plus loin les lobes secondaires du filtre passe bande à ULB étudié, nous avons intérêt à choisir la valeur et la position de la capacité qui supprime le

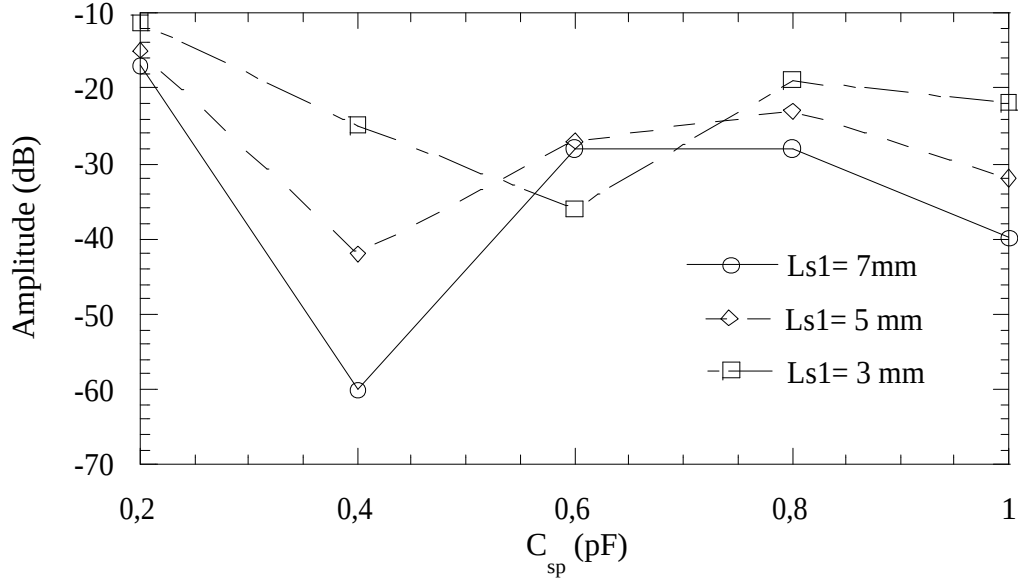


Figure 4.40: Evolution de l'amplitude du premier lobe secondaire en fonction de la valeur capacité C_{sp} pour $L_{s1}=3, 5$ et 7 mm.

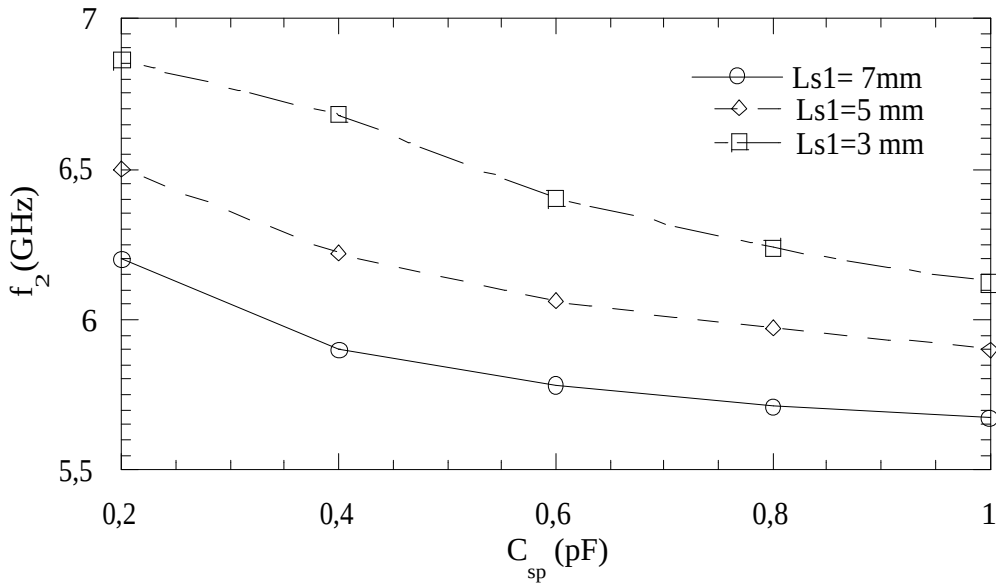


Figure 4.41: Evolution de la fréquence du deuxième lobe secondaire en fonction de la valeur capacité pour $L_{s1}=3, 5$ et 8 mm.

premier lobe secondaire et rejette le plus loin le deuxième lobe. Pour rejeter le deuxième lobe secondaire, la solution optimale correspond au couple de valeurs : $L_{s1} = 3$ mm et $C_{sp} = 0,2$ pF. Par contre, ce couple de valeurs correspond à un premier lobe secondaire à $4,2$ GHz d'amplitude $-11,2$ dB. Donc un compromis est à établir entre le premier et le deuxième lobe secondaire.

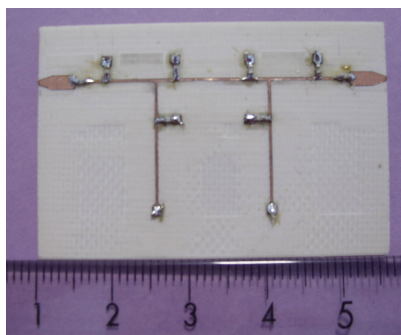


Figure 4.42: Photographie du filtre à stubs chargés.

La solution optimale correspond donc aux plus faibles valeurs de la capacité C_{sp} et de la longueur L_{s1} qui donnent une amplitude minimale du premier lobe secondaire. Ceci justifie le choix du couple $C=0,4$ pF et $L_{s1}=5$ mm.

4.5.3 Mesures

La Figure 4.42 montre la photographie du filtre ULB à stubs chargés optimisé pour la bande de fréquence de 0,4 à 1,5 GHz.

Un bon accord entre les simulations et les mesures jusqu'à 10 GHz est observé sur la Figure 4.43. Dans la bande passante, l'adaptation mesurée est meilleure que 20 dB. Les lobes secondaires n'apparaissent qu'au delà de 6 GHz, avec un décalage de 0,3 GHz vers les basses fréquences par rapport à la simulation.

Le lobe secondaire qui apparaissait vers 4,5 GHz a bien disparu du fait de l'introduction des stubs chargés.

Ces résultats montrent l'intérêt de l'introduction des stubs capacitivement chargés en ce qui concerne la réjection des lobes secondaires jusqu'à plus de quatre fois la fréquence de coupure haute du filtre passe-bande.

4.6 Miniaturisation par repliement

Il est encore possible de réduire la surface du filtre en repliant les stubs, l'effet des coudes étant favorable à la miniaturisation puisque ceci revient à charger les stubs par des capacités. Le repliement des stubs serait plus délicat à mettre en œuvre pour la topologie initiale du fait de la présence des tronçons de ligne à faible impédance caractéristique.

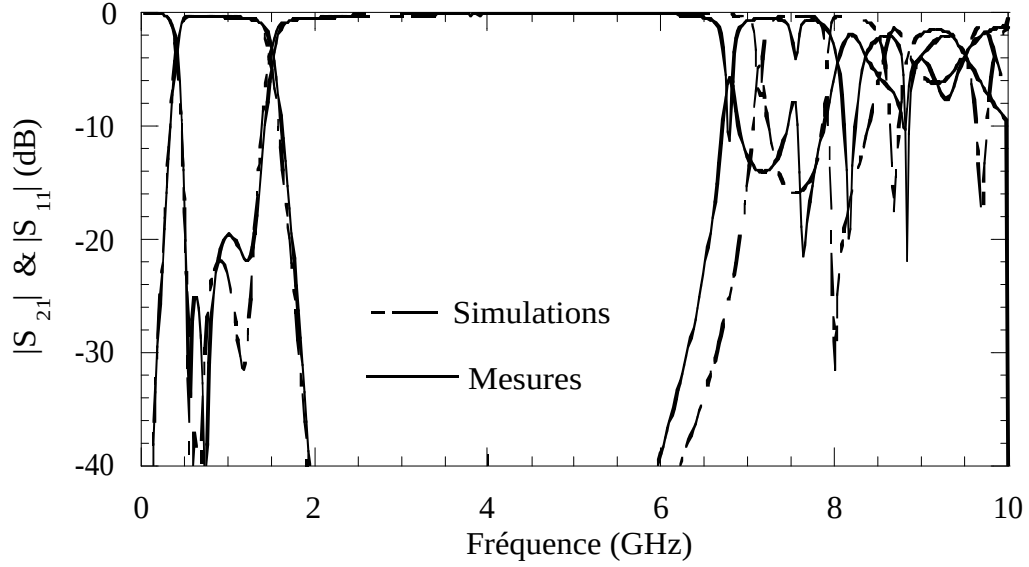


Figure 4.43: Comparaison des mesures et des simulations du filtre ULB à stub chargés.

4.6.1 Présentation des filtres miniaturisés

Le layout du filtre est donné sur la Figure 4.44.

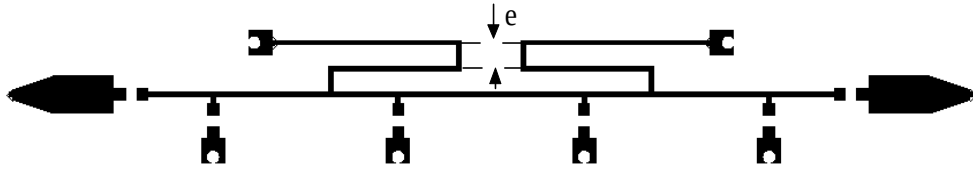


Figure 4.44: Layout général du filtre à ULB avec des stubs repliés.

4.6.2 Mesures des filtres miniaturisés

Deux filtres basés sur ce principe ont été optimisés pour une bande passante à -3 dB de 0,4 à 1,5 GHz. Afin d'évaluer l'effet des couplages parasites, des lignes espacées de $e=0,5$ et 1 mm ont été considérées pour les simulations électriques. La Figure 4.45 montre la photographie du filtre miniaturisé avec $e=1$ mm. La réduction de surface atteint 70 et 75% par rapport au filtre à stubs non repliés. Par rapport à la topologie initiale, la surface est réduite de plus que 86%.

Les mesures et les simulations des deux filtres sont comparées sur les Figures 4.46 et 4.47. L'accord entre les simulations et les mesures est bon pour les deux filtres réalisés.

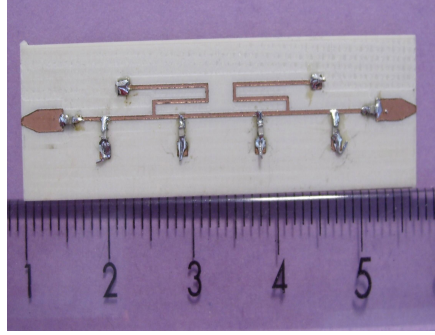


Figure 4.45: Photographie du filtre miniaturisé avec $e=1$ mm.

Dans la bande passante, l'adaptation est meilleure pour le filtre pour lequel $e=1$ mm (-18 dB au lieu de -15 dB).

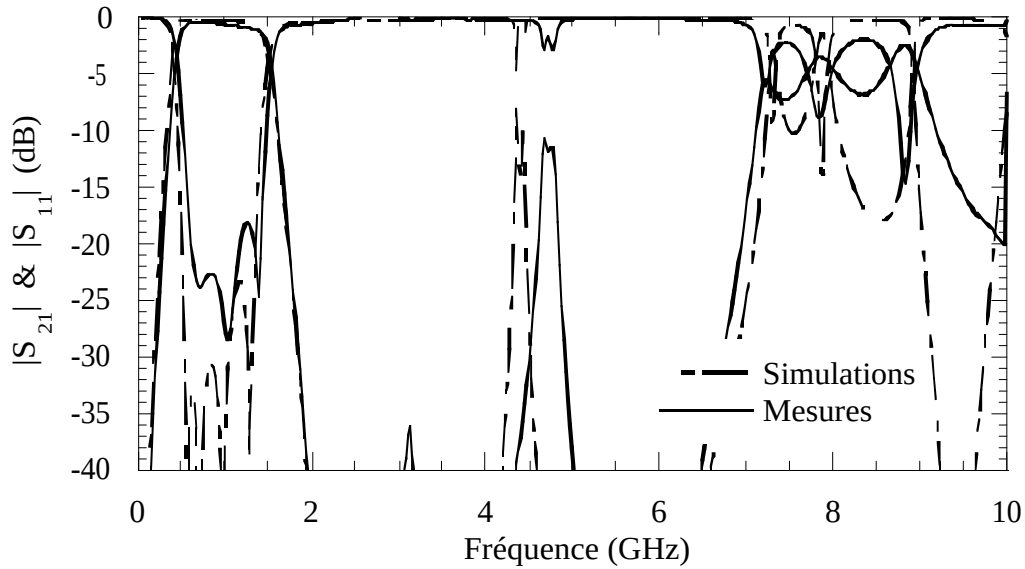


Figure 4.46: Comparaison des mesures et des simulations du filtre à stubs repliés avec 1 mm d'espacement.

Les lobes secondaires apparaissent autour de 4,5 GHz dans les deux cas. Enfin les pertes d'insertion en milieu de bande atteignent 0,3 dB ($e=0,5$ mm) et 0,4 dB ($e=1$ mm), respectivement. Ces pertes d'insertion sont du même ordre que celles du filtre à stubs non repliés (0,3 dB).

En conclusion, les performances ne sont pas dégradées lorsque l'on choisit un espacement $e=1$ mm au lieu de $e=0,5$ mm, et le principe de repliement proposé s'avère tout à fait pertinent.

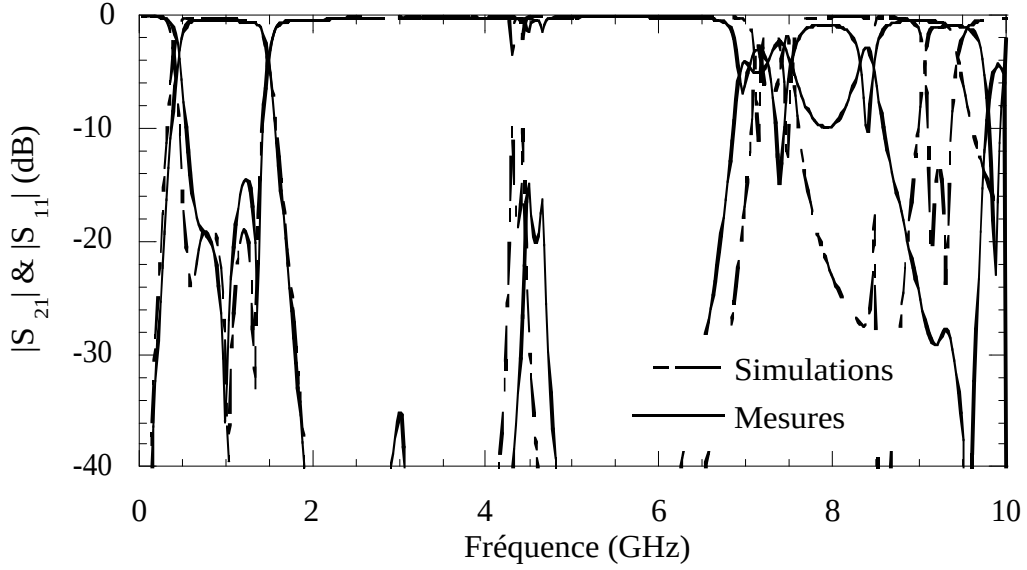


Figure 4.47: Comparaison des mesures et des simulations du filtre à stubs repliés avec 0,5 mm d'espacement.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit une nouvelle topologie de filtre passe-bande à Ultra Large Bande basée sur une approche hybride planaire combinant des lignes micro ruban et des capacités CMS.

Tout d'abord, nous avons présenté la topologie du filtre d'origine, de laquelle nous nous sommes inspirés et que nous avons adoptée comme point de départ. Ce filtre consiste en une imbrication d'un filtre passe-haut à stubs dans un filtre passe-bas à saut d'impédance.

L'objectif a été ensuite d'améliorer la faible pente de réjection basse fréquence tout en miniaturisant le filtre.

Nous avons montré que l'utilisation des lignes capacitivement chargées assure une réduction meilleure que 60 % sur la longueur du filtre, grâce à l'effet d'onde lente démontré par ces structures. Des capacités séries ont également été ajoutées à l'entrée et à la sortie du fin d'améliorer la sélectivité basse fréquence du filtre passe-bande.

Nous avons ensuite développé une méthode de conception simple et adaptée pour la synthèse des filtres à Ultra Large Bande proposés. Puis, afin de valider notre approche, deux filtres, respectivement centrés à 0,77 et 1 GHz avec une bande passante à -3 dB de 142 % et 150 % ont été réalisés. Les résultats de mesures en bon accord avec les simulations sont encourageants et prometteurs en terme d'adaptation ($RL < -18$ dB), de pentes de

réjection (facteur de forme =1,3 :1) et de temps de groupe ($\Delta\tau < 1,3$ ns).

Ces filtres, du fait des parasites des capacités CMS utilisés (inductance), ont l'inconvénient de présenter des lobes secondaires.

Nous avons montré que l'utilisation de stubs chargés par des capacités permettait de repousser ces lobes secondaires à quatre fois la fréquence de coupure haute.

Enfin, nous avons montré que le principe de repliement des stubs permettait d'accroître encore la miniaturisation sans dégrader les performances obtenues.

Conclusion

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit ont porté sur la conception de filtres micro-ondes planaires. Deux topologies de filtres passe-bas et passe-bande à Ultra Large Bande basées sur une approche hybride combinant des lignes de propagation et des capacités CMS ont été proposées. Aussi bien pour le filtre passe-bas que pour le filtre passe-bande, une méthode de conception a été développée, et des prototypes réalisés en technologie hybride ont permis de valider les approches proposées.

Dans le premier chapitre, une étude bibliographique des différentes solutions de filtrage développées pour la réalisation des filtres passe-bas et passe-bande a été présentée. Les principales technologies planaires y ont été également décrites. Compte tenu des contraintes d'encombrement, une étude des techniques utilisées pour la miniaturisation des filtres micro-ondes est venue compléter ce premier chapitre.

Dans une seconde partie, une topologie de filtre passe-bas, basée sur une ligne de propagation périodiquement chargée par des capacités a été introduite. L'étude de l'impédance caractéristique équivalente de la cellule unitaire à la structure périodique a permis l'élaboration d'une méthode rigoureuse de conception du filtre passe-bas à structure périodique. La technique de "tapérisation" qui consiste à charger les extrémités de la structure périodique avec des cellules latérales différentes des cellules centrales a permis de résoudre le problème d'adaptation des structures périodiques. Les mesures des filtres prototypes réalisés, en bon accord avec les simulations démontrent des propriétés électriques intéressantes en terme de réjection, d'adaptation et de remontées parasites.

Le troisième chapitre a été consacré à la caractérisation et la modélisation des capacités. L'étude théorique du modèle complet de la capacité tenant compte de tous les éléments parasites a été considérée. Il s'est avéré que l'insertion des capacités dans un filtre passe-bas à structures périodiques est le moyen le plus fiable et le plus précis pour modéliser la capacité considérée. Sur ce principe, une série de filtres à capacités MIM a

été conçue dans le but de caractériser des capacités et extraire les pertes diélectriques de l'isolant utilisé (STO) dans le cadre d'une collaboration avec le CEA-LETI et le LTM.

Enfin dans le quatrième chapitre, une nouvelle topologie de filtre passe-bande à Ultra Large Bande inspirée de [1] a été mise en place. Cette topologie est basée sur l'imbrication d'un filtre passe-haut à stubs court-circuités dans un filtre passe-bas à lignes capacitivement chargées. Deux filtres prototypes en technologie microruban ont validé la méthode de conception. La topologie proposée a permis d'obtenir une miniaturisation de 43 % sur la longueur et une amélioration des pentes de réjection par rapport à la topologie de base. Le repliement des stubs, délicat voire impossible en considérant la topologie de base, a même permis d'atteindre une réduction de surface de 86% par rapport à la structure de base. L'introduction de filtres passe-bande à base de stubs capacitivement chargés dans le but des rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences a été également validée par les mesures.

En conclusion, le potentiel de la topologie planaire semi localisée alliant des lignes de propagation à des capacités (de type CMS pour une approche hybride) pour la réalisation de fonctions de filtrages millimétriques performantes a été démontré. Des méthodes de conception simples et robustes, répondant à un objectif de miniaturisation, ont été mises en œuvre.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses. Elles concernent la mesure des filtres à capacités MIM et la caractérisation du STO. D'autre part, la miniaturisation des filtres à ULB combinant des stubs chargés et des lignes repliés peut être également envisagée. Enfin, l'intégration des deux topologies de filtres proposés en technologie MMIC semble pertinente pour des fréquences supérieures à 5 GHz où d'une part les parasites des éléments CMS deviennent très limitants et d'autre part la surface des filtres devient compatible avec une intégration en technologie MMIC.

Annexe A. Fonctions de Filtrage

On catégorise les filtres selon le type de modification qu'ils imposent sur le signal d'entrée. Ils sont classés en filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande, et coupe-bande. La synthèse analytique directe des filtres passe-haut, passe-bande et coupe bande est inutile. Le calcul des fonctions de ces filtres se déduisent de la synthèse du prototype passe-bas.

Les spécifications d'un filtre passe-bas typique sont données sur la Figure 4.48. Sa bande passante se situe entre 0 et ω_c et sa bande atténuée s'étend de ω_s à l'infini. Une ondulation inférieure à A_c est autorisée dans la bande passante et l'atténuation minimale requise en dehors de la bande atténuée est supérieure à A_s .

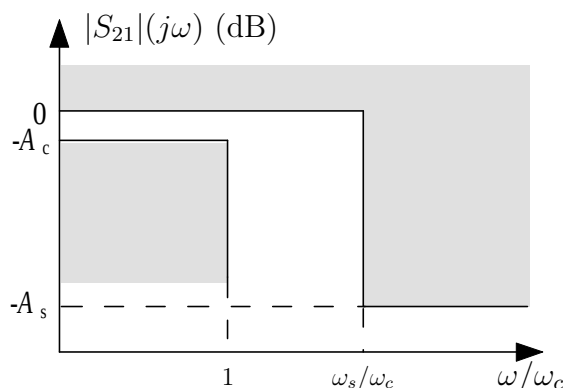


Figure 4.48: Gabarit du filtre passe-bas.

Nous commencerons par l'étude des principales lois mathématiques décrivant les fonctions de filtrage du filtre passe-bas : Butterworth, Tchebysheff et Elliptique. Le paragraphe 1.1.3 montrera que les caractéristiques des fonctions des autres types de filtres s'obtiennent par de simples transformations de fréquences à partir du prototype passe-bas normalisé.

a - Fonction de Butterworth

Un filtre de Butterworth présente une courbe de réponse très plate à l'origine, une amplitude régulière dans la bande passante et une raideur moyenne de la coupure (Fi-

gure 4.49 (a)). Le gain d'insertion d'un filtre de Butterworth est donné par :

$$G_I = |S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (4.6)$$

où n est l'ordre du filtre, ω_c sa pulsation de coupure et ϵ la constante d'ondulation liée à l'ondulation maximum dans la bande passante à $\omega = \omega_c$ A_c exprimé en dB par :

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_c}{10}} - 1}. \quad (4.7)$$

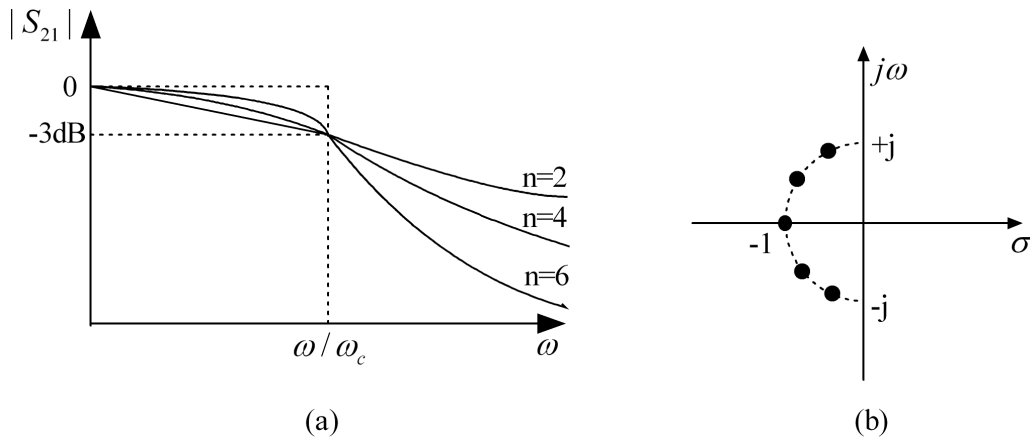


Figure 4.49: Filtre de Butterworth. (a) Réponse en amplitude. (b) Distribution des pôles.

Ce type de réponse est monotone dans la bande passante puisque la fonction de filtrage a ses $(2n-1)$ zéros situés à $\omega = 0$. Pour $\omega = 0$, l'atténuation est nulle et augmente pour atteindre 3 dB ($\epsilon=1$) à $\omega = \omega_c$ qui marque la limite entre la bande passante et la bande atténuée. On peut écrire :

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)} \quad (4.8)$$

avec

$$p_i = j \exp \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right]. \quad (4.9)$$

Ceci montre que le filtre ne possède pas des zéros de transmission finis (tous les zéros sont rejetés à l'infini) et que ses n pôles sont répartis sur le cercle unitaire dans le demi plan complexe gauche puisque $|p_i| = 1$ et $\arg |p_i| = (2i-1)\pi/2n$ comme le montre la Figure 4.49 (b).

b - Fonction de Tchebysheff

Les filtres de Tchebysheff présentent une ondulation régulière dans la bande passante, un front de coupure raide ainsi qu'une décroissance atténuée dans la bande coupée (Figure 4.50 (a)). Le gain d'insertion d'un filtre de Tchebysheff est donné par :

$$|G_I| = |S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\omega)}. \quad (4.10)$$

Dans cette expression $T_n(\omega)$ est le polynôme de Tchebysheff d'ordre n . La formule générale de la fonction de filtrage du filtre de Tchebycheff a été calculé par Rhodes [143] :

$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n (\eta^2 + \sin^2(i\pi/n))}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (4.11)$$

avec

$$p_i = j \cos \left[\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \quad (4.12)$$

$$\eta = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right). \quad (4.13)$$

Comme le filtre de Butterworth, les zéros de transmission du filtre de Tchebycheff sont situés à l'infini. Par contre, les n pôles de la fonction Tchebycheff sont situés sur une ellipse dans demi-plan complexe gauche (Figure 4.50 (b)). Un filtre de Tchebysheff présente une meilleure sélectivité que le filtre Butterworth du même ordre et une ondulation supérieure dans la bande passante.

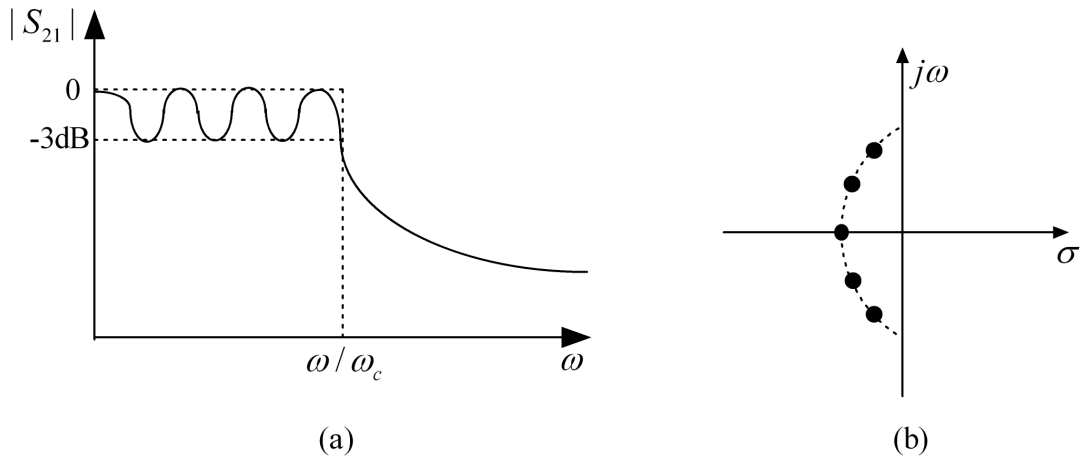


Figure 4.50: Filtre de Tchebysheff. (a) Réponse en amplitude. (b) Distribution des pôles.

c - Fonction elliptique

La réponse qui présente une ondulation aussi bien dans la bande passante que la bande atténuée avec une transition très rapide est donnée par la fonction elliptique appelée aussi fonction de Bessel ou Thomson :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\omega)}. \quad (4.14)$$

Le terme F_n n'est pas un polynôme mais une fonction rationnelle présentant donc des pôles et des zéros. Ces filtres sont aussi connus sous le vocable Cauer. Leurs pôles sont disposés sur une ellipse comme pour le filtre de Tchebycheff et leurs zéros sur l'axe imaginaire.

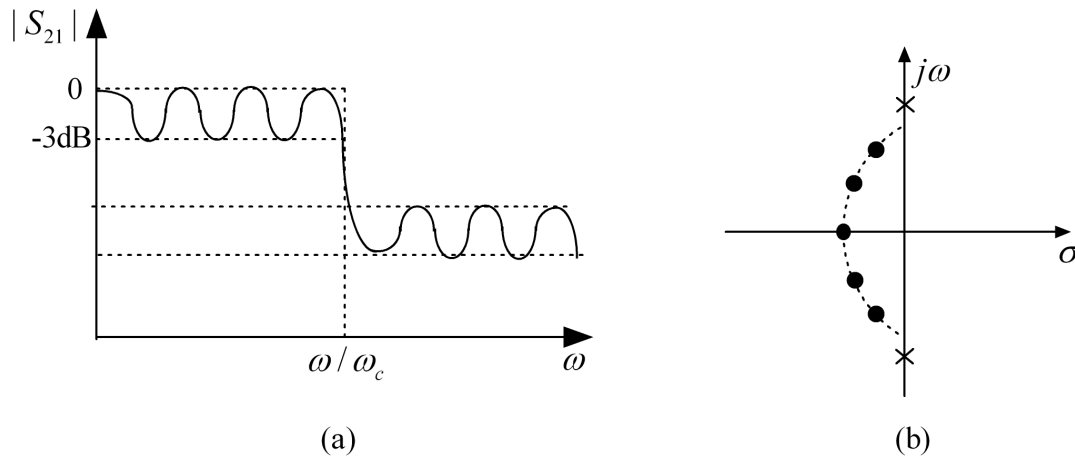


Figure 4.51: Filtre elliptique. (a) Réponse en amplitude. (b) Distribution des pôles et des zéros.

d - Filtre passe-tout

Les régulateurs de phase sont largement utilisés pour compenser les variations de phase indésirables dans les systèmes de communication. Un filtre passe-tout passe toutes les fréquences avec la même amplitude mais avec un décalage de phase. Ceci est réalisé par la variation de la vitesse de propagation en fonction de la fréquence. La fonction de filtrage d'un passe-tout est définie par :

$$S_{21}(p) = \frac{D(-p)}{D(p)} \quad (4.15)$$

où $D(p)$ est le polynôme de Hurwitz. Aux fréquences réelles ($p = j\omega$), $|S_{21}(j\omega)|^2 = 1$; l'amplitude de la réponse est unitaire à toutes les fréquences, d'où le nom de passe-tout. Un passe-tout est un filtre dont les zéros se trouvent dans le demi-plan de droite, en symétrie horizontale avec ses pôles. Sa réponse en phase est par contre égale à la somme des contributions des zéros moins la somme des contributions des pôles, à π près. La structure d'un passe-tout est donnée par un réseau "lattice" symétrique [32].

e - Réalisation du prototype passe-bas

Le filtre passe-bas normalisé constitue l'élément de base pour la synthèse analytique de tout autre type de filtre. L'implémentation du passe-bas se fait avec la même configuration de circuit, quelque soit le type de réponse voulu. Seules les valeurs des éléments du circuit électrique changent. Le choix de la fonction de filtrage dépend de l'application. Deux réalisations possibles du filtre passe-bas normalisé, quelque soit la fonction de filtrage, sont montrées sur la Figure 4.52. Les résistances de générateur et de charge sont normalisées $g_0 = g_{n+1} = 1\Omega$ aussi bien que la pulsation de coupure $\omega_c = 1$ rd/s. La valeurs des éléments du circuit g_i pour $i = 1$ à n représente une inductance série ou une capacitance en parallèle. g_0 est définie comme la résistance du générateur ou sa conductance. De même g_{n+1} est définie comme la résistance de la charge ou sa conductance. Les valeurs des coefficients g_i du filtre passe-bas normalisé sont tabulées dans [2, 33].

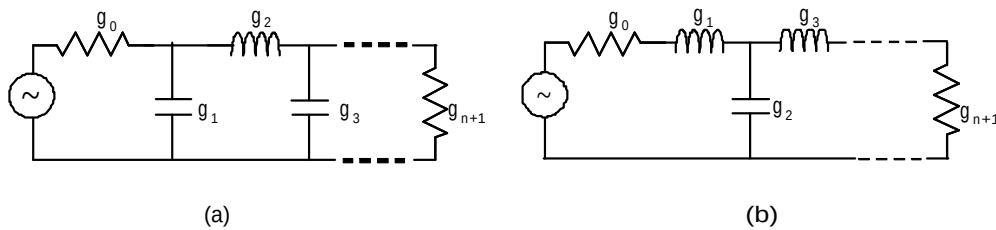


Figure 4.52: Réalisations possibles du prototype passe-bas normalisé.

Annexe B. Dénormalisation de l'impédance et de la fréquence

Les fonctions analytiques décrites précédemment s'appliquent uniquement au filtre passe-bas normalisé. La synthèse d'un filtre quelconque de type de réponse connue s'effectue en trois étapes :

- 1- Trouver une fonction associant à toute fréquence ω des spécifications réelles une fréquence Ω des spécifications du passe-bas normalisé : $\Omega = f(\omega)$, et en déduire les spécifications du passe-bas normalisé.
- 2- Réaliser l'approximation de ce passe-bas normalisé.
- 3- Obtenir la réalisation du filtre cherché à partir de celle du passe-bas normalisé.

Dans les paragraphes qui suivent, les transformations de fréquence nécessaires à l'approximation des passes-bas, passe-hauts, passe-bandes, et coupe-bandes non normalisés sont présentées.

a - Dénormalisation de l'impédance.

Les résistances de source et de charge du prototype passe-bas sont unitaires. La dénormalisation de l'impédance permet d'ajuster le filtre pour une impédance de source égale à Z_0 . Cette étape consiste à multiplier les impédances du prototype par Z_0 :

$$\tilde{L} = Z_0 L \quad (4.16)$$

$$\tilde{C} = C/Z_0 \quad (4.17)$$

$$\widetilde{R_s} = Z_0 \quad (4.18)$$

$$\widetilde{R_L} = Z_0 R_L \quad (4.19)$$

où L , C , R_L sont les valeurs des éléments du prototype passe-bas normalisé.

b - Dénormalisation de la fréquence.

La transformation en fréquence du prototype normalisé à un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure $\omega_c = 1$ consiste en une simple division par le facteur $\omega_c = 1$ rd/s. Il suffit donc d'appliquer la transformation $\Omega = \frac{\omega}{\omega_c}$. En appliquant simultanément la dénormalisation en impédance et en fréquence, les éléments sont donnés par

$$\tilde{L} = \frac{Z_0 L}{\omega_c} \quad (4.20)$$

$$\tilde{C} = \frac{C}{Z_0 \omega_c}. \quad (4.21)$$

b.1 - Transformation passe-bas/ passe-haut

Un filtre passe-haut a les spécifications inversées du filtre passe-bas. Sa bande atténuée va de 0 à ω_s et sa bande passante s'étend de ω_c à l'infini comme le montre la Figure 4.53.

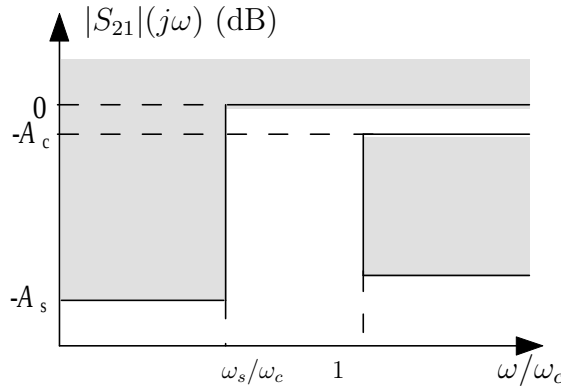


Figure 4.53: Gabarit en amplitude du filtre passe-haut.

Pour passer d'un passe-bas à un passe-haut, la transformation en fréquence est

$$\Omega = -\frac{\omega_c}{\omega}. \quad (4.22)$$

Le signe négatif est utilisé pour convertir les inductances en capacités et vice versa.

$$\tilde{L} = \frac{1}{Z_0 \omega_c C} \quad (4.23)$$

$$\tilde{C} = \frac{Z_0}{\omega_c L}. \quad (4.24)$$

b.2 - Transformation passe-bas/ passe-bande

Un filtre passe-bande a deux bandes atténuées de 0 à ω_{s-} et de ω_{s+} à l'infini comme montre la Figure 4.54. Il laisse passer les fréquences entre ω_{c-} et ω_{c+} .

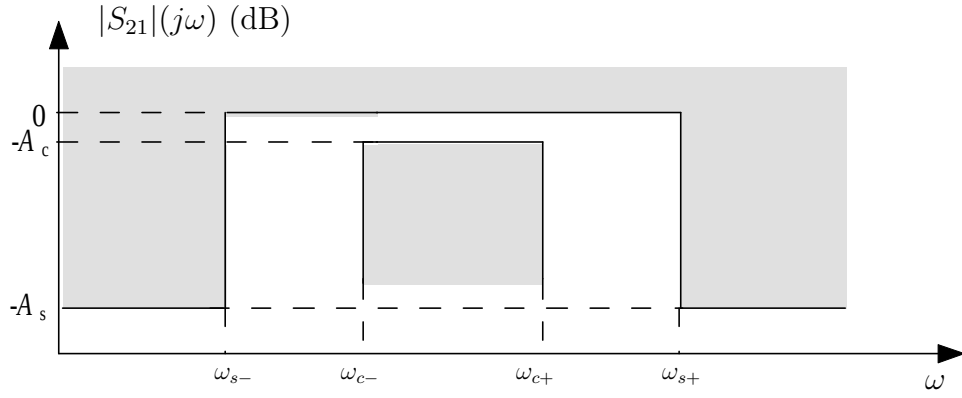


Figure 4.54: Gabarit en amplitude du filtre passe-bande.

Le passage du filtre passe-bas au passe-bande est plus complexe. Pour un filtre passe-bande de fréquence de coupure ω_{c-} et ω_{c+} , la transformation est donnée par :

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.25)$$

avec

$$FBW = \frac{\omega_{c+} - \omega_{c-}}{\omega_0} \quad (4.26)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c-} \omega_{c+}} \quad (4.27)$$

avec ω_0 la fréquence centrale du filtre et FBW sa bande passante relative. Une inductance série L est remplacée par un circuit LC série résonant. Les éléments du résonateur série sont donnés par :

$$\widetilde{L}_s = \left(\frac{1}{FBW \omega_0} \right) Z_0 L \quad (4.28)$$

$$\widetilde{C}_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0} \right) \frac{1}{Z_0 L}. \quad (4.29)$$

De même, une capacité parallèle est remplacée par un résonateur parallèle LC dont les éléments sont :

$$\widetilde{C}_p = \left(\frac{1}{FBW \omega_0} \right) \frac{C}{Z_0} \quad (4.30)$$

$$\widetilde{L}_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0} \right) \frac{Z_0}{C}. \quad (4.31)$$

b.3 - Transformation passe-bas/ coupe bande

Les spécifications d'un filtre coupe-bande sont l'inverse d'un filtre passe-bande (Figure 4.55).

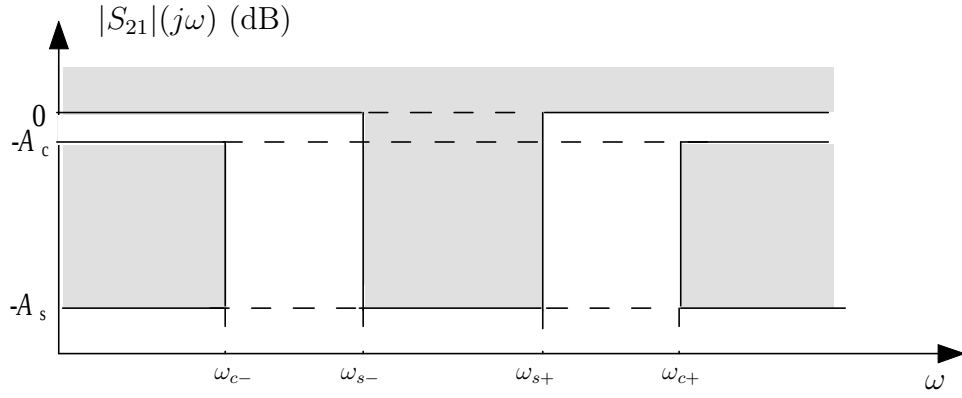


Figure 4.55: Gabarit en amplitude du filtre coupe-bande.

La transformation en coupe bande peut être développée à partir de l'inverse de la transformation (4.25) :

$$\Omega = FBW \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1} \quad (4.32)$$

avec FBW et ω_0 donnés par (4.26) et (4.27). Une inductance série est transformée en un résonateur LC parallèle dont les valeurs sont :

$$\widetilde{L}_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0} \right) Z_0 L \quad (4.33)$$

$$\widetilde{C}_p = \left(\frac{1}{FBW \omega_0} \right) \frac{1}{Z_0 L}. \quad (4.34)$$

Une capacité parallèle est remplacée par un résonateur LC série avec :

$$\widetilde{L}_s = \left(\frac{1}{FBW \omega_0} \right) \frac{Z_0}{C} \quad (4.35)$$

$$\widetilde{C}_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0} \right) \frac{C}{Z_0}. \quad (4.36)$$

Liste des travaux

Articles dans des revues à comité de lecture

1. **D. Kaddour**, E. Pistono, J.-M. Duchamp, J.-D. Arnould, H. Eusebe, P. Ferrari, and R. G. Harrison, A compact and selective low-pass filter with reduced spurious responses, based on CPW tapered periodic structures, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 54, no. 6, pp. 2367-2375, June 2006.
2. **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, 2004.

Conférences internationales avec actes

1. **D. Kaddour**, J.-D. Arnould, and P. Ferrari, A Planar Miniaturized Ultra Wide-band Bandpass Filter, European Ultra Wide Band Radio Technology Workshop, Grenoble, 2007.
2. **D. Kaddour**, J.-D. Arnould, and P. Ferrari, Design of a miniaturized ultra wide-band bandpass filter based on a hybrid lumped capacitors-distributed transmission lines topology, Proc. Of the 36th European Microwave Conference, Manchester, GB, 2006.
3. 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, Proc. Of the 35th European Microwave Conference, Paris, France, 2005.
4. E. Pistono, A.-L. Perrier, R. Bourtoutian, **D. Kaddour**, A. Jrad, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, F. Podevin, A. Vilcot, D. Vincent, and P. Ferrari, Tunable RF /

Microwave Devices, Nefertiti Workshop, Brussels, Belguim, 2005.

Conférences nationales avec actes

1. **D. Kaddour**, J.-D. Arnould et P. Ferrari, Filtre Passe-bande Ultra Large Bande en technologie hybride, 15èmes Journées Nationales Microondes, Toulouse, France, 2007.
2. **D. Kaddour**, J.-M. Duchamp et P. Ferrari, Modélisation des pertes dans les structures périodiques, 15èmes Journées Nationales Microondes, Toulouse, France, 2007.
3. E. Pistono, **D. Kaddour**, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, A. Jrad, J-D Arnould et P. Ferrari, Filtres Passe-bas Compacts et Sélectifs, 14èmes Journées Nationales Microondes, Nantes, France, 2005.

Bibliographie

- [1] C.-L. Hsu, F.-C. Hsu, and J.-T. Kuo, “Microstrip bandpass filters for ultra-wideband (UWB) wireless communications,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2005.
- [2] Rizzi, *Microwave Engineering Passive Circuits*. Prentice Hall, 1988.
- [3] K. Gupta, R. Gang, and J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*. Debhamn, MA : Artech House, 1996.
- [4] Y. Rong, K. Zaki, M. Hageman, D. Stevens, and J. Gripprich, “Low temperature cofired ceramic (LTCC) ridge waveguide bandpass chip filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2317–2324, December 1999.
- [5] Y. Rong, K. Zaki, J. Gripprich, M. Hageman, and D. Stevens, “LTCC wide-band ridge-waveguide bandpass filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 9, pp. 1836–1840, September 1999.
- [6] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetgi, M. A. Laso, M. Coderch, and M. Sorolla, “New periodic-loaded electromagnetic bandgap coplanar waveguides with complete spurious passband supression,” *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 12, no. 11, pp. 435–437, November 2002.
- [7] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetgi, M. Laso, M. Coderch, and M. Sorolla, “Periodic-loaded sinusoidal patterned electromagnetic bandgap coplanar waveguides,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 3, pp. 181–184, February 2003.
- [8] L. Zhu and K. Wu, “Accurate circuit model of interdigital capacitor and its application to design of new quasi-lumped miniaturized filters with suppression of harmonic

- resonance,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 3, pp. 1593–1598, March 2000.
- [9] J.-W. Sheen, “A compact low pass filter for harmonics and spurious suppression,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 3, pp. 92–93, March 2000.
- [10] M. 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.
- [11] 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.
- [12] J. Rhodes, “Design formulas for stepped impedance distributed and digital wave maximally flat and chebyshev low-pass prototype filters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 22, no. 11, pp. 866–874, November 1975.
- [13] G. Matthiae, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters Impedance-Matching Network and Coupling Structures*. New York : McGraw-Hill, 1964.
- [14] M. Karim, A. Liu, A. Alphones, and X. Zhang, “Low-pass filter using a hybrid EBG structure,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 2, pp. 95–98, April 2005.
- [15] Y.-C. Chiou, J.-T. Kuo, and J. Chen, “Compact miniaturized stepped impedance low pass filters with broad stopband,” in *Asia pacific Microwave week*, 2005.
- [16] S. Huang and Y. Lee, “Compact U-shaped dual planar EBG microstrip low-pass filter,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 12, pp. 3799–3805, December 2005.
- [17] 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.
- [18] 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.

- [19] J. Garcia-Garcia, J. Bonache, F. Falcone, F. Martin, I. Gil, T. Lopetgi, M. A. Laso, A. Marcotegui, R. Marqués, and M. Sorolla, “Stepped-impedance lowpass filters with spurious passband suppression,” *IEE Electronic letters*, vol. 40, no. 14, pp. 881–883, July 2004.
- [20] M.-Q. Lee, K.-K. Ryu, I.-B. Yom, and S.-P. Lee, “Novel lowpass filter for broad-band spurious suppression,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002.
- [21] K. Kim, S. Kim, H. Han, I. Park, and H. Lim, “Compact microstrip lowpass filter using shunt open stubs and coupled slots on ground plane,” *IEE Electronic Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 313–314, March 2004.
- [22] C. Jianxin, Y. Mengxia, X. Jun, and X. Quan, “Compact microstrip lowpass filter,” *IEE Electronic Letters*, vol. 40, no. 11, pp. 674–675, May 2004.
- [23] K. Hettak, N. Did, A. Omar, G.-Y. Delisle, M. Stubbs, and S. Toutain, “A useful new class of miniature CPW shunt stubs and its impact on millimeter-wave integrated circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2340–2349, December 1999.
- [24] W.-T. Wong, Y.-S. Lin, C.-H. Wang, and C. H. Chen, “Highly selective microstrip bandpass filters for ultra-wideband (UWB) applications,” in *Asia Pacific Microwave Conference*, 2005.
- [25] P. Cai, Z. MA, X. Guan, X. Yang, Y. Kobayashi, T. Anada, and G. Hagiwara, “A compact UWB bandpass filter using two-section open-circuited stubs to realize transmission zeros,” in *Asia Pacific Microwave Conference*, 2005.
- [26] H. Shaman and J.-S. Hong, “A compact ultra-wideband (UWB) bandpass filter with transmission zero,” in *36th European Microwave Conference*, September 2006, pp. 603–605.
- [27] J. Garcia-Garcia, J. Bonache, and F. Martin, “Application of electromagnetic band-gap to the design of ultra- wide bandpass filters with good out-of band performance,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4136–4140, December 2006.

- [28] J.-T. Kuo and E. Shih, "Wideband bandpass filters design with three-line microstrip structures," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, pp. 1593–1593.
- [29] J.-S. Hong and M. Lancaster, "End coupled microstrip slow wave resonator filter," *IEE Electronic letters*, vol. 32, no. 16, pp. 1494–1496, August 1996.
- [30] —, "Microstrip slow-wave open-loop resonator filters," in *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, vol. 2, 8-13 June 1997.
- [31] —, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 45, no. 12, pp. 2358–2365, December 1997.
- [32] J.-H. Hong and M. J. Lancaster, *Microwave filters for RF – Microwave applications*, K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [33] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. Willey New york, 2005.
- [34] T. Lopetegi, M. A. L. J. Hernandez, M. Bocaicao, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "New microstrip "wiggly-line" filters with spurious passband supression," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 9, pp. 1593–1598, September 2001.
- [35] B.-S. Kim, J. Leer, and M.-S. Song, "An implementation of harmonic supression microstrip filters with periodic grooves," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 413–415, September 2004.
- [36] J. Garcia-Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetgi, M. A. Laso, M. Sorolla, and R. Marqués, "Spurious passband supression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 416–418, September 2004.
- [37] E. Cristal and S. Frankel, "Hairpin-line and hybrid hairpin line/ half wave parallel coupled-line filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, pp. 719–728, November 1972.
- [38] K. Sagawa and M. Makimoto, "Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front end MIC 's," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1991–1997, December 1989.

- [39] J. Zhu and Z. Feng, "Microstrip interdigital hairpin resonator with an optimal physical length," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 2, no. 16, pp. 672–674, December 2006.
- [40] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel couples stripline stepped impedance resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-28, no. 12, pp. 1413–1417, December 1980.
- [41] C.-F. Chen, T.-Y. Huang, and R.-B. Wu, "Design of microstrip bandpass filters with multiover spurious-mode suppression," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 12, pp. 3788–3793, December 2005.
- [42] C.-W. Tang and H.-H. Liang, "Parallel-coupled stacked SIR's bandpass filters with open-loop resonators for suppression of spurious responses," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 11, pp. 802–804, November 2005.
- [43] A. Atia and A. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, April 1972.
- [44] A. Atia, A. Williams, and R. Newcomb, "Narrow-bandpass multiple coupled cavity synthesis," *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 21, no. 5, pp. 649–635, September 1974.
- [45] R. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for chebychev filtering functions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, April 1999.
- [46] J.-S. Hong and M. Lancaster, "Canonical microstrip filter using square open-loop resonators," *IEE Electronic letters*, vol. 31, no. 23, pp. 2020–2022, November 1995.
- [47] —, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, November 1996.
- [48] —, "Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters," *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 46, no. 1, pp. 118–122, December 1998.
- [49] —, "Compact microwave elliptic function filter using novel microstrip meander open-loop resonators," *IEE Electronic letters*, vol. 32, no. 6, pp. 563–564, March 1996.

- [50] S. Lee and C. Tsai, "New cross-coupled filter design using improved hairpin resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2482–2490, December 2000.
- [51] —, "A new network model for miniaturized hairpin resonators and its applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, 11–16 June 2000, pp. 1161–1164.
- [52] G. L. Matthaei, N. O. Fenzi, R. Forse, and S. Rohlfiing, "Narrow-band hairpin comb filters for hts and other applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 1996, pp. 457–460.
- [53] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," *Proceedings to IEEE*, vol. 67, pp. 16–19, January 1979.
- [54] J. S. Hong and M. Lancaster, "Development of new microstrip pseudo-interdigital bandpass filters," *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 11, pp. 261–263, August 1995.
- [55] 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.
- [56] —, "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.
- [57] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, and J.-F. Favennec, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no. 1, pp. 4–6, January 2006.
- [58] I. Wolff, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator," *IEE Electronics Letters*, vol. 8, no. 12, pp. 163–164, June 1972.
- [59] J. Curtis and S. Fiedziuski, "Miniature dual mode microstrip filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1991, pp. 443–446.

- [60] J. S. Hong and M. Lancaster, "Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators," *IEE Electronic letters*, vol. 31, no. 11, May 1995.
- [61] J.-S. Hong and S.-Z. Li, "Theory and experiment of dual-mode microstrip triangular patch resonators and filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1237–1243, April 2004.
- [62] W. Hu, Z. Ma, D. Xu, Y. Kobayashi, T. Anada, and G. Hagiwara, "Microstrip bandpass filters using degenerate dual modes of slotted equilateral triangular patch resonators," in *Asia Pacific Microwave Conference*, 2005.
- [63] R.-B. Wu and S. Amari, "New triangular microstrip loop resonators for bandpass dual-mode filter application," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 941–944, 2005.
- [64] R.-J. Mao and X.-H. Tang, "Novel dual-mode bandpass filters using hexagonal loop resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 9, September 2006.
- [65] A. Gorur, "A reduced-size dual-mode bandpass filter with capacitively loaded open-loop arms," *IEEE Microwave and Wireless components letters*, vol. 14, no. 3, pp. 118–120, March 2004.
- [66] J. S. Hong and M. Lancaster, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator," *IEEE Microwave and guided wave letters*, vol. 5, no. 11, November 1995.
- [67] L. Zhu, P. M. Wecowski, and K. Wu, "New planar dual mode filter using cross slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 5, pp. 650–654, May 1999.
- [68] L. Zhu, B. Tan, and S. Quek, "Miniaturized dual mode bandpass filter using inductively loaded cross slotted patch resonator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, no. 1, pp. 22–24, January 2005.
- [69] W.-H. Tu and K. Chang, "Miniaturized dual bandpass filter with harmonic control," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, no. 12, pp. 838–840, December 2005.

- [70] A. Gorur, "A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator," *IEEE Microwave and Wireless components letters*, vol. 12, no. 10, pp. 386–388, October 2002.
- [71] A. Gorur, C. Karpuz, and M. Akpınar, "A reduced-size dual-mode bandpass filter with capacitively loaded open-loop arms," *IEEE Microwave and Wireless components letters*, vol. 13, no. 9, pp. 385–387, September 2003.
- [72] S.-W. Fokand, P. Cheong, K.-W. Tam, and R. P. Martins, "A novel microstrip square-loop dual-mode bandpass filter with simultaneous size reduction and spurious response suppression," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 2175–2178, May 2006.
- [73] A. Abdel-Rahman, A. Verma, A. Boytedjar, and A. Omar, "Control of bandstop response of hi-lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 1008–1013, March 2004.
- [74] 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.
- [75] A. D’Orazio, M. D. Sario, V. Petruzelli, F. Prudeniano, and F. Renna, "Compact tapered photonic bandgap microstrip low pass filter," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, pp. 1107–1109, September 2002.
- [76] A. Griol, A. Mira, A. Martinez, J. Martí, and J. Corral, "Microstrip multistage coupled ring bandpass filters using photonic bandgap structures for harmonic suppression," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 68–70, January 2003.
- [77] A. Bozetti, A. D’Orazio, M. D. Sario, V. Petruzelli, F. Prudeniano, and F. Renna, "Tapered photonic bandgap microstrip low pass filters : Design and realization," in *Proceedings in Microwave Antennas Propagation*, vol. 150, no. 6, December 2003, pp. 459–461.
- [78] N. C. Karmakar and M. N. Mollah, "Investigations into nonuniform photonic-bandgap microstripline low-pass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 564–572, February 2003.

- [79] Y.-Q. Fu, G.-H. Zhang, and N.-C. Yuan, "A novel PBG coplanar waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 11, pp. 447–449, November 2001.
- [80] M. Karim, A. Liu, A. Alphones, and X. Zhang, "CPW bandstop filter using unloaded and loaded EBG structures," in *in IEE Proceedings on Microwave Antenna propagation*, no. 6, December 2005, pp. 434–440.
- [81] J. P. Kim and W. S. Park, "Microstrip lowpass filter with multislots on ground plane," *IEE Electronic Letters*, vol. 37, no. 25, pp. 1525–1526, December 2001.
- [82] C. Caloz, H. Oba, T. Iwai, and T. Itoh, "A simple and accurate model for microstrip structures with slotted ground plane," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 14, no. 4, pp. 133–135, April 2004.
- [83] C.-S. Kim, J.-S. Park, D. Ahn, and J.-B. Lim, "A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 131–133, April 2000.
- [84] T. Kim and C. Seo, "A novel photonic bandgap structure for low-pass filter of wide stopband," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 1, pp. 13–15, January 2000.
- [85] D. Ahn, J.-S. Park, C.-S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 1, pp. 86–92, January 2001.
- [86] J.-S. Lim, C.-S. Kim, Y.-T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Design of lowpass filters using defected ground structure and compensated microstrip line," *IEE Electronic Letters*, vol. 38, no. 22, pp. 1357–1358, October 2002.
- [87] J.-S. Lim, C.-S. Kim, D. Ahn, Y.-C. Jeong, and S. Nam, "Design of lowpass filters using defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2539–2545, August 2005.
- [88] J.-S. Lim, C.-S. Kim, Y.-T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Design of lowpass filters using defected ground structure and compensated microstrip line," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 330–332, September 2002.

- [89] S.-W. Ting, K.-W. Tam, and R. Martins, "Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no. 5, pp. 240–242, May 2006.
- [90] F. Falcone, T. Lopetegi, J. Baena, R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla, "Effective negative stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators," *Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 280–282, June 2004.
- [91] X. Ying and A. Alphones, "Propagation characteristics of complementary split ring resonator (CSRR) based EBG structure," *Microwave And Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 5, pp. 409–412, December 2005.
- [92] J. Li, J. Chen, Q. Xue, J. Wang, W. Shao, and L. Xue, "Compact microstrip lowpass filter based on defected ground structure and compensated microstrip line," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 12-17 June 2005.
- [93] F.-R. Yang, Y. Qian, R. Cociolli, and T. Itoh, "A novel low loss slow wave microstrip structure," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 11, no. 8, pp. 372–374, November 1998.
- [94] F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A uniplanar compact photonic-bandgap (UC – PBG) structure and its applications for microwave circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, pp. 1509–1999, August 1999.
- [95] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Physical Review Letters*, vol. 58, pp. 2059–2062, May 1987.
- [96] 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.
- [97] X. Rao, L. Chen, C. Tan, J. Lu, and C. Ong, "Design of one dimensional microstrip bandstop filters with continuous patterns based on fourier transform," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 64–65, January 2003.

- [98] A. LeRoy, A. Prennec, S. Toutain, and L.-C. Calvez, "The continuously varying transmission line technique-application to filter design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 9, pp. 1680–1687, September 1999.
- [99] 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.
- [100] 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.
- [101] Y.-S. Lin, W.-C. Ku, C.-H. Wang, and C. Chen, "Wideband coplanar-waveguide bandpass filters with good stopband rejection," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 422–424, September 2004.
- [102] K.-S. Chin, L.-Y. Lin, and J. Kuo, "New formulas for synthesizing microstrip bandpass filters with relatively wide bandwidths," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 231–233, May 2004.
- [103] L. Zhu, H. Bu, and K. Wu, "Broadband and compact multi-pole microstrip bandpass filters using ground plane aperture technique," in *IEE Proceedings Microwave Antennas propagation*, vol. 149, no. 1, 2002, pp. 71–77.
- [104] —, "Aperture compensation technique for innovative design of ultra-broadband microstrip bandpass filters," *IEEE MTTS International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 315–318, 2000.
- [105] H. Wang and L. Zhu, "Aperture-backed microstrip line multiple-mode resonator for design of a novel UWB bandpass filter," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 4, 4-7 December 2005.
- [106] A. Saito, H. Harada, and A. Nishikata, "Development of bandpass filter for ultra wideband (UWB) communication systems," in *IEEE Conference for Ultra Wideband Systems Technology*, 2003, pp. 76–80.
- [107] L. Zhu, S. Sun, and W. Menzel, "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple mode resonator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, no. 11, pp. 796–798, November 2005.

- [108] S. Sun and L. Zhu, "Capacitive ended interdigital coupled lines for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 8, pp. 440–443, August 2006.
- [109] J. Gao, L. Zhu, W. Menzel, and F. Bogelsack, "Short-circuited CPW multiple-mode resonator for ultra-wideband (UWB) bandpass filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 3, pp. 104–106, March 2006.
- [110] R. Li and L. Zhu, "Compact UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 40–42, January 2007.
- [111] H. Ishida and K. Araki, "Design and analysis of UWB bandpass filter with ring filter," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, 6-11 June 2004, pp. 1307–1310.
- [112] —, "Design and analysis of UWB bandpass filter with ring filter," in *Conference on Ultra wideband Systems and technologies*, 18-21 May 2004, pp. 424–429.
- [113] M. Kheir, A. Abdin, and E. Hashish, "An extremely compact UWB microstrip annular ring filter for bluetooth applications," *Innovations in Information Technology*, pp. 1–3, November 2006.
- [114] K. Li, D. Kurita, and T. Matsui, "An ultra-wideband bandpass filter with using broad-side coupled microstrip-coplanar waveguide structure," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2005, pp. 675–678.
- [115] —, "An ultra-wideband bandpass filter with using broad-side coupled microstrip-coplanar waveguide structure," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 2005, pp. 675–678.
- [116] H. Wang and L. Zhu, "Ultra-wideband bandpass filter using back to back microstrip-to CPW transition structure," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 24, November 2004.
- [117] —, "Ultra-wideband bandpass filter with hybrid microstrip/CPWstructure," *IEEE Microwave and Wireless Components letters*, vol. 15, no. 12, pp. 844–846, December 2005.

- [118] T.-N. Kuo, S.-C. Lin, and C. Chen, "Compact ultra-wideband bandpass filters using composite microstrip- coplanar-waveguide structure." *IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3772–3778, October 2006.
- [119] H. Hu, X. D. Huang, and C. H. Cheng, "Ultra-wideband bandpass filter using CPW-to-microstrip coupling structure," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 10, May 2006.
- [120] N. Thomson and J.-S. Hong, "Compact ultra wideband microstrip/ coplanar waveguide bandpass filter." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 184–186, March 2007.
- [121] R. Gomez-Garcia and J. I. Alonso, "Systematic method for the exact synthesis of ultra-wideband filtering responses using high-pass and low-pass sections," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006.
- [122] W. Menzel, M. Tito, and L. Zhu, "Low-loss ultra-wideband (UWB) filters using suspended stripline," in *Asia Pacific Microwave Conference*, 2005.
- [123] Y.-K. Kuo, C.-H. Wang, and C. Chen, "Novel reduced -size coplanar-waveguide bandpass filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 65–67, February 2001.
- [124] M. Sagawa and S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1991–1997, December 1997.
- [125] 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, décembre 2004.
- [126] Advanced Design System (ADS), ver. 2004A, Agilent Technologies, California, USA, 2004.
- [127] E. Pistono, "Conception et réalisation de filtres microondes planaires accordables par varactors, à base de structures périodiques," Thèse de doctorat en Electronique, Electrotechnique, Automatique, Automatique et Traitement du Signal, Juillet 2006.

- [128] D. Kaddour, E. Pistono, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, A. Jrad, and P. Ferrari, "Compact and selective low pass filter with spurious suppression," *IEEE Electronics Letters*, vol. 40, no. 2004, pp. 1344–1345, October 2004.
- [129] 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.
- [130] 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.
- [131] E. Pistono, A.-L. Perrier, R. Bourtoutian, D. Kaddour, A. Jrad, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, F. Podevin, A. Vilcot, D. Vincent, and P. Ferrari, "Tunable rf / microwave devices," in *Nefertiti Workshop*, Brussels, Belgium, 2005.
- [132] E. Pistono, D. Kaddour, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, A. Jrad, J.-D. Arnould, and P. Ferrari, "Filtres passe-bas compacts et sélectifs," in *14èmes Journées Nationales Microondes*, Nantes, France, 2005.
- [133] www.klmicrowave.com.
- [134] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Boston, London : Artech House, 2003.
- [135] J. Krausse, "Spreading resistance measurements on starting silicon crystals," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 23, no. 8, pp. 974–978, August 1976.
- [136] K. NG, R. Bayruns, and S. Fang, "The spreading resistance of mosfet's," *IEEE Electrons Device Letters*, vol. EDL-6, no. 4, pp. 195–198, April 1985.
- [137] G. Smith, E. Tadmor, and E. Kaxiras, "Multiscale simulation of loading and electrical resistance in silicon nanoidentation," *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 6, pp. 1260–1263, February 2000.
- [138] S. Karamlkar, V. Mohan, and P. Kunar, "A unified compact model of electrical and thermal 3-d spreading between eccentric rectangular and circular contacts," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, no. 12, pp. 909–912, December 2005.

- [139] M. Goldfarb and R. Pucel, “Modeling via hole grounds in microstrip,” *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 6, pp. 135–137, June 1991.
- [140] D. Kaddour, J.-D. Arnould, and P. Ferrari, “Design of a miniaturized ultra wideband bandpass filter based on a hybrid lumped capacitors-distributed transmission lines topology,” in *Proc. Of the 36th European Microwave Conference*, Manchester, GB, 2006.
- [141] ———, “A planar miniaturized ultra wideband bandpass filter,” in *European Ultra Wide Band Radio Technology Workshop*, Grenoble, 2007.
- [142] ———, “Filtre passe-bande ultra large bande en technologie hybride,” in *15èmes Journées Nationales Microondes*, Toulouse, France, 2007.
- [143] J. Rhodes, *Theory of electrical filters*. Wiley, New York, 1976.

CONCEPTION ET RÉALISATION DE FILTRES RF PASSE-BAS À STRUCTURES PÉRIODIQUES ET FILTRES ULTRA LARGE BANDE, SEMI-LOCALISÉS EN TECHNOLOGIE PLANAIRE

Résumé :

La technologie planaire constitue une technologie attrayante pour la réalisation de filtres, en terme de coût, de volume, ainsi que des possibilités d'intégration. Dans ce contexte, le développement de filtres planaires sélectifs et peu encombrants est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental. Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche. Après un état de l'art sur les différentes familles de filtres planaires, une nouvelle topologie de filtre passe-bas compact, constituée d'une ligne de propagation périodiquement chargée par des capacités CMS, est développée. Une méthode rigoureuse de conception est développée et des démonstrateurs hybrides en technologie CPW à 1 GHz sont réalisés. Les mesures, en très bon accord avec les simulations, valident des propriétés intéressantes en terme de réjection, d'adaptation et de remontées parasites. La montée en fréquence est également explorée par la réalisation d'un filtre passe-bas en bande X. Les résultats montrent la nécessité d'une caractérisation fine des capacités. Ensuite, une méthode de caractérisation des capacités est mise en oeuvre. Il s'avère que l'insertion des capacités dans des filtres passe-bas à structure périodique constitue un moyen précis et fiable de modélisation. Une topologie de filtre passe-bande à Ultra Large Bande, basée sur une imbrication d'un filtre passe-haut à stubs dans un filtre passe-bas à lignes capacitivement chargées, est mise en place. Les mesures des prototypes en technologie micro-ruban, en bon accord avec les simulations, montrent des propriétés intéressantes de sélectivité, de miniaturisation et de rejet de lobes secondaires.

Mots-clés : filtre RF, filtre microonde, filtre passe-bas, filtre passe-bande, ultra large bande, guide d'onde coplanaire (CPW), microruban, capacité CMS, structure périodique .

DESIGN AND REALIZATION OF LOW-PASS FILTERS WITH PERIODIC STRUCTURES AND ULTRA WIDE BAND BAND-PASS FILTERS, IN HYBRID PLANAR TECHNOLOGY

Abstract :

In recent years, extensive research and development efforts have been put into exploiting planar filters for their potential qualities of low cost, tiny weight and high degree of integration. The aim of the research work presented in this manuscript is the design and the realization of selective and miniaturized planar filters. A new topology of compact low-pass filter with periodic structures, constituted by a transmission line loaded by SMT capacitors, is proposed. A rigorous design method for the low-pass filter is also implemented. The measurements of the low-pass filters, realized near to 1 GHz in a CPW technology, in good agreement with simulations demonstrated interesting electrical proprieties of rejection, matching and spurious suppression. The validity of this topology is also investigated for higher frequencies with the realization of a low-pass filter in the X-band. Several capacitor's characterization approaches were also investigated. The implementation of capacitors in a low pass filter with periodic structure carried out constitutes the most precise way to characterize capacitors. A new topology of Ultra Wide Band band-pass filters, based on the combination of a high pass filter with short circuited stubs and a low pass filter with capacitively loaded lines, is proposed. The measurements of the prototype filters realized in a microstrip technology, in good agreement with simulations, show interesting proprieties of selectivity, miniaturization and spurious suppression.

Keywords : RF filter, microwave filter, low-pass filter, band-pass filter, ultra wide band, coplanar waveguide, microstrip, SMT capacitor, periodic structure.
