

2006

**Synthèse et Réalisations avec des Zéros de Transmission de Filtrés Planaires Miniaturisés à
Topologies Fractales en Substrat Suspendu**

Elias HANNA

Ce mémoire s'attache à proposer de nouvelles structures de filtrage planaires grâce aux itérations fractales et utilisant la technologie du substrat suspendu.

Une technique de synthèse est développée. Elle permet dans un premier temps de caractériser les circuits prototypes passe-bas et passe-bande équivalents du filtre à concevoir. La matrice des coefficients de couplages peut ainsi être extraite à partir éléments des circuits équivalents. La synthèse permet de développer des filtres à réponse asymétrique, avec des zéros de transmission à gauche ou à droite de la bande passante, grâce aux rétro-couplages entre résonateurs non-adjacents.

Les simulations électromagnétiques effectuées sous Momentum (ADS) permettent de caractériser les résonateurs miniaturisés fractals (facteur de qualité à vide, sensibilité aux tolérances...) et de déterminer les coefficients de couplages en fonction des gaps qui les séparent. Deux itérations fractales sont étudiées: l'itération de Minkowski appliquée à un résonateur bimode carré et l'itération de Hilbert appliquée à un résonateur linéique. Les résultats montrent surtout la possibilité de supprimer le premier harmonique grâce à ces itérations.

Cinq exemples de réalisations sont montrés. Des filtres compacts avec de fortes rejections hors bande passante ont ainsi pu être conçus. Les résultats de mesure valident la synthèse et justifient l'intérêt de la miniaturisation par itération fractale.

Mots-clés: Synthèse de filtres pseudo-elliptiques, Filtres planaires, Zéros de transmission, Itération fractale, Miniaturisation, Suppression de l'harmonique.

This thesis focuses on the development of new planar filtering structures using fractal iterations with the suspended substrate technology.

A synthesis method is developed. It allows the characterization of equivalent lowpass and bandpass filter prototypes. The theoretical coupling coefficients matrix is extrapolated from the equivalent circuits' elements. The synthesis allows the development of asymmetrical frequency characteristics, with transmission zeroes on both sides of the passband, thanks to cross-couplings between non-adjacent resonators.

Electromagnetic simulations carried out using Momentum (ADS) allow us to characterize miniaturized fractal resonators (unloaded quality factor, sensitivity...) and to determine the coupling coefficients along with their gap spacings. Two fractal iterations are studied; the Minkowski iteration is applied to a dual-mode square resonator and the Hilbert resonator is applied to a linear half-wavelength resonator. Results show the possibility to suppress the first harmonic thanks to these iterations.

Five examples of realizations are presented. Compact filters with high out of band rejections are obtained. Measurement results validate the synthesis procedure and justify the interest of miniaturized filters using fractal iterations.

Keywords: Synthesis of pseudo-elliptic filters, Planar filters, Transmission Zeroes, Fractal Iteration, Miniaturisation, Harmonic suppression.

THESE

présentée à

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

ÉCOLE DOCTORALE DE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

Par **Elias HANNA**, Ingénieur ENSEIRB

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : **ELECTRONIQUE**

Synthèse et Réalisations avec des Zéros de Transmission de Filtres Planaires Miniaturisés à Topologies Fractales en Substrat Suspendu

Soutenue le 11 Juillet 2006

Après avis de :

MM. ALQUIÉ Georges	Professeur	Paris 6	Rapporteurs
TANNÉ Gérard	Maître de Conférences	Brest	

Devant la commission d'examen formée de :

M.ALQUIÉ Georges	Professeur	Université Paris 6	Rapporteur
M.BONNAUD Olivier	Professeur	Université Rennes 1	Président
M.FOULLAT Pascal	Professeur	Université Bordeaux 1	Invité
M.HONG Jia-Sheng	Professeur	Université d'Edinburgh	Invité
M.JARRY Pierre	Professeur	Université Bordeaux 1	Examineur
M.KERHERVE Eric	MC	Université Bordeaux 1	Invité
M.LO-HINE-TONG Dominique	Ingénieur THOMSON		Invité
M.PHAM Jean-Marie	MC	Université Bordeaux 1	Examineur
M.TANNÉ Gérard	MC	Université Brest	Rapporteur
M.TOUBOUL André	Professeur	Université Bordeaux 1	Invité

J'adresse tout d'abord mes remerciements au Professeur Pierre Jarry, mon directeur de thèse, pour la confiance qu'il m'a témoignée et ses encouragements pendant toute la durée de cette thèse. Merci aussi à Monsieur Jean-Marie Pham pour avoir co-dirigé cette thèse. Je remercie également Monsieur Eric Kerhervé, responsable de l'équipe "Circuits et Systèmes en Hyperfréquence" au sein de laquelle s'est effectué mon travail, pour son soutien et ses conseils pendant ces quatre années.

J'adresse ma reconnaissance à Monsieur André Touboul, directeur de l'IXL (UMR CNRS 5818), pour m'avoir accueilli dans le laboratoire et pour avoir bien voulu participer au jury de soutenance. Je remercie également Monsieur Pascal Fouillat pour avoir relu mon rapport et pour sa présence au sein du jury de soutenance.

Je remercie Messieurs Gérard Tanné et Georges Alquié qui ont bien voulu assumer le rôle de rapporteur pour ce travail.

Je suis honoré que le Professeur Olivier Bonnaud ait accepté de présider le jury lors de ma soutenance de thèse.

Je suis également très honoré que le Professeur Jia-Sheng Hong se soit déplacé d'Edinburgh pour venir assister à ma soutenance. Merci aussi à Monsieur Dominique Lo-Hine-Tong, ingénieur THOMSON, pour sa présence à ma soutenance et pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail.

Je tiens aussi à remercier mes collègues doctorants: Moustapha El-Hassan, Alexandre Shirakawa, Christian Moreira, André Mariano, Wail El-Gharniti, Laurent Courcelle, Nathalie Deltimple et Laurent Leyssenne, pour leur soutien et pour l'ambiance agréable dans laquelle nous avons travaillé. D'une façon générale, je remercie tous les membres du laboratoire que j'ai côtoyés.

Ce travail n'aurait pas pu se concrétiser sans l'aide de Monsieur Serge Destor qui a réalisé les boîtiers en y apportant son savoir-faire et ses conseils de réalisation.

Je n'oublierai jamais le soutien et les encouragements de tous mes amis surtout pendant les moments difficiles. Je les remercie du fond du cœur. Merci à Elsa qui, malgré la distance, m'a toujours encouragé et soutenu. Enfin je remercie ma famille et en particulier mes parents qui m'ont toujours accordé leur confiance et ont toujours été à mes côtés pour venir à bout de ce travail. C'est à eux que je dédie cette thèse.

Table des Matières

Introduction

Chapitre 1 Structures de Filtrage Microonde25

I.1 Contexte.....27

I.2 Les filtres à cavités29

 I.2.1 Les filtres à modes évanescents.....29

 I.2.2 Les filtres à cavités couplées31

 I.2.3 Les filtres à résonateurs diélectriques.....37

 I.2.4 Les filtres plan E.....39

I.3 Les filtres planaires.....41

 I.3.1 Les filtres à éléments localisés41

 I.3.2 Les filtres à résonateurs linéiques.....42

 I.3.2.1 Les filtres à lignes couplées.....42

 I.3.2.2 Les filtres interdigités et pseudo-interdigités.....43

 I.3.2.3 Les filtres à stubs44

 I.3.3 Les filtres à résonateurs duaux46

I.4 Les technologies des filtres planaires47

 I.4.1 La technologie microstrip47

 I.4.2 La technologie coplanaire.....48

 I.4.3 La technologie multicouches49

I.5 Les filtres actifs50

I.6 Les filtres supraconducteurs (HTS).....51

I.7 Les filtres à structures périodiques52

I.8 Les filtres à ondes acoustiques53

I.9 Les filtres micro-usinés55

I.10 Les filtres en substrat suspendu.....56

I.11 Conclusion58

**Chapitre 2 Synthèse de Filtres Pseudo-Elliptiques en Ligne-Application à la
Conception de Filtres en Substrat Suspendu63**

II.1 Introduction65

II.2 Approximation et synthèse des filtres de Chebyshev.....65

 II.2.1 Filtres de Chebyshev66

II.2.2	Transformation passe-bande	67
II.2.3	Notion de zéro de transmission- Approximation pseudo-elliptique.....	67
II.3	Approximation et synthèse des filtres pseudo-elliptiques en ligne	68
II.3.1	Fonction caractéristique et calcul.....	68
II.3.2	Extraction numérique des racines	71
II.3.3	Comparaison des réponses avec et sans zéros de transmission.....	72
II.4	Circuit équivalent	73
II.4.1	Résonateur en contre-réaction avec un inverseur.....	73
II.4.2	Réseau synthétisable - Analyse	78
II.4.3	Réseau synthétisable – Extraction des éléments	79
II.5	Algorithme de synthèse des filtres pseudo-elliptiques.....	82
II.5.1	Exemple de synthèse	82
II.5.2	Passage du passe-bas au passe-bande.....	85
II.5.3	Facteur de qualité externe et coefficients de couplage.....	87
II.5.4	Exemples	90
II.6	Application à la conception de filtres en substrat suspendu.....	92
II.6.1	la technologie du substrat suspendu	92
II.6.2	Facteur de qualité à vide (Q_o) d'un résonateur.....	95
II.6.3	Etude des coefficients de couplage des résonateurs en substrat suspendu.....	99
II.6.4	Evolution du couplage inter-résonateurs en fonction des hauteurs des cavités ..	101
II.6.5	Signe du couplage inter-résonateurs	103
II.6.6	Choix des dimensions du boîtier	106
II.7	Conclusion.....	108

Chapitre 3 Miniaturisation des Résonateurs Planaires par Itération Fractale 111

III.1	Introduction.....	113
III.2	Miniaturisation des résonateurs linéiques.....	115
III.3	Itération fractale appliquée à des résonateurs planaires.....	118
III.4	Etude du résonateur de Minkowski.....	120
III.4.1	Application de l'itération carrée au résonateur dual	120
III.4.2	Application de l'itération rectangulaire au résonateur dual.....	121
III.4.3	Application d'une deuxième itération aux résonateurs duaux.....	124
III.4.4	Evolution du facteur de qualité à vide des résonateurs de Minkowski.....	129
III.4.5	Etude de la sensibilité des résonateurs de Minkowski.....	130

III.4.6 Application à la conception de filtres	132
III.5 Etude du résonateur de Hilbert	137
III.5.1 Application de l'itération de Hilbert à un résonateur linéique	137
III.5.2 Evolution du facteur de qualité à vide des résonateurs de Hilbert.....	140
III.5.3 Etude de la sensibilité des résonateurs de Hilbert.....	142
III.6 Application à la conception de filtres	145
III.6.1 Filtre d'ordre deux utilisant le résonateur de Hilbert du premier ordre.....	145
III.6.2 Filtre d'ordre trois utilisant le résonateur de Hilbert du premier ordre	149
III.6.3 Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante ..	152
III.6.4 Filtre d'ordre trois utilisant le résonateur de Hilbert du second ordre.....	156
III.7 Conclusion	160

Chapitre 4 Conception et Réalisations de Filtrés en Substrat Suspendu

IV.1 Introduction.....	165
IV.2 Filtrés d'ordre trois en bande C à caractéristiques asymétriques	167
IV.2.1 Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante ..	167
IV.2.1.1 Synthèse du filtre	167
IV.2.1.2 Dimensionnement du boîtier et calcul des modes de propagation	168
IV.2.1.3 Etude des coefficients de couplage.....	170
IV.2.1.4 Réponses à partir des valeurs initiales et réglages des dimensions	171
IV.2.1.5 Comparaison avec une structure de filtrage classique.....	174
IV.2.1.6 Fabrication du filtre et résultats des mesures.....	175
IV.2.2 Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante ..	183
IV.2.2.1 Synthèse du filtre	183
IV.2.2.2 Dimensionnement du boîtier et calcul des modes de propagation	184
IV.2.2.3 Etude des coefficients de couplage.....	184
IV.2.2.4 Réponses à partir des valeurs initiales et réglages des dimensions	186
IV.2.2.5 Fabrication du filtre et résultats des mesures.....	189
IV.3 Filtre en bande K_u utilisant les résonateurs duaux de Minkowski	195
IV.3.1 Synthèse du filtre	196
IV.3.2 Calcul de la longueur de la ligne en U (ligne de couplage).....	198
IV.3.3 Dimensionnement du boîtier.....	201
IV.3.4 Calcul des coefficients de couplage du filtre de Minkowski.....	202
IV.3.4.1 Calcul du couplage d'entré/sortie.....	202

IV.3.4.2 Calcul du couplage indirect k_{14}	204
IV.3.4.3 Calcul du couplage direct k_{23}	205
IV.3.4.4 Calcul du couplage mixte $k_{12}=k_{34}$	205
IV.3.5 Réponse à partir des valeurs extraites et réglage des couplages.....	206
IV.3.6 Fabrication et mesures du filtre de Minkowski	209
IV.4 Filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à droite de la bande passante	216
IV.4.1 Topologie et synthèse du filtre	216
IV.4.2 Calcul des coefficients de couplage et dimensionnement du filtre de Hilbert ..	218
IV.4.3 Fabrication du filtre de Hilbert et résultats de mesure.....	220
IV.5 Filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante	226
IV.5.1 Dimensionnement du boîtier.....	227
IV.5.2 Calcul des coefficients de couplage du filtre de Hilbert.....	227
IV.5.3 Fabrication du filtre de Hilbert et résultats des mesures.....	230
IV.6 Conclusion	235
Conclusion Générale	237
Annexe1	243
Annexe2	249
Références Bibliographiques	253
Communications et Publications	269

Table des Illustrations

Figures du chapitre 1

Figure I.1 : Communication par satellite entre deux stations terrestres	27
Figure I.2 : Schéma synoptique d'un répéteur satellite	28
Figure I.3 : Filtres à modes évanescents.....	30
Figure I.4 : Filtres à modes évanescents avec inserts diélectriques.....	31
Figure I.5 : Filtres à cavités couplées	32
Figure I.6 : Filtre à cavités bi-modes de section rectangulaire sans vis de couplage	33
Figure I.7 : Filtres à cavités de section rectangulaire sans vis de couplage.....	34
Figure I.8 : Filtres à cavités rectangulaires multi-modes.....	35
Figure I.9 : Filtres à cavités tri-modes.....	36
Figure I.10 : Filtres à résonateurs diélectriques.....	37
Figure I.11 : Filtres à résonateurs diélectriques.....	38
Figure I.12 : Filtre plan E -a-Filtre -b-Types de métallisations.....	39
Figure I.13 : Filtres plan E à inserts métalliques	39
Figure I.14 : Filtre plan E à inserts métalliques avec deux sections introduisant des zéros de transmission	40
Figure I.15 : Exemples d'éléments localisés -a-Inductance -b-Capacité	41
Figure I.16 : Topologies de couplage -a-Couplage distribué -b-Couplage capacitif.....	42
Figure I.17 : Filtre hairpin	42
Figure I.18 : Filtres Interdigités a-Filtre interdigité -b-Filtre pseudo-interdigité	43
Figure I.19 : Filtre combine.....	44
Figure I.20 : Filtre à stubs.....	44
Figure I.21 : Résonateurs sous formes de lignes recourbées	45
Figure I.22 : Trisections avec des résonateurs $\lambda_g/2$ rectangulaires	45
Figure I.23 : Exemples de résonateurs duaux.....	46
Figure I.24 : Filtres utilisant des résonateurs duaux.....	46
Figure I.25 : La technologie microstrip.....	47
Figure I.26 : La technologie coplanaire.....	48
Figure I.27 : Exemple d'un filtre en technologie LTCC	49
Figure I.28 : Exemple de filtre actif	50
Figure I.29 : Filtre supraconducteur d'ordre quatre à 4GHz	51
Figure I.30 : Filtre à lignes couplées avec un plan de masse à structures périodiques.....	52
Figure I.31 : Principe du filtre SAW	53
Figure I.32 : La technologie à ondes acoustiques de volume	54
Figure I.33 : a-La technologie du micro-usinage b-Exemple de filtre micro-usiné	55
Figure I.34 : La technologie du substrat suspendu	56

Figure I.35 : Exemple de filtre en substrat suspendu	57
Figure I.36 : Nouvelles topologies de résonateurs planaires	58
Tableau I.1 : Variantes de la technologie microstrip	48
Tableau I.2: Comparatif des technologies planaires	49
Tableau I.3 : Comparaison technologie guide d'onde- technologie planaire	59
Tableau I.4 : Récapitulatif des technologies de filtrage	60

Figures du chapitre 2

Figure II.1 : Réponse normalisée des filtres passe-bas et passe-bande idéaux	65
Figure II.2 : Réponse en transmission de Chebyshev pour n variant de 1 à 4	66
Figure II.3 : Organigramme de synthèse des filtres pseudo-elliptiques	72
Figure II.4 : Comparaison des réponses avec et sans zéros de transmission	72
Figure II.5 : Forme générale d'un prototype passe-bas à réponse asymétrique	73
Figure II.6 : Forme générale d'un prototype passe-bas à réponse asymétrique	74
Figure II.7 : Forme générale d'un prototype passe-bande à réponse asymétrique	74
Figure II.8 : Résonateur en contre-réaction avec un inverseur	75
Figure II.9 : Circuit en π de l'inverseur d'admittance	75
Figure II.10 : Calcul de l'admittance de l'élément fondamental	76
Figure II.11 : Deux configurations de gain possibles pour le résonateur couplé	77
Figure II.12 : Réseau équivalent de l'élément fondamental	78
Figure II.13 : a-Equivalence admittance parallèle/impédance série	78
Figure II.14 : Circuit intermédiaire	78
Figure II.15 : a-Pseudo-résonateur	79
Figure II.16 : Prototype passe-bas d'ordre trois avec un zéro de transmission	82
Figure II.17 : Prototype passe-bas d'ordre trois avec le circuit intermédiaire	82
Figure II.18 : Algorithme de calcul pour la synthèse des prototypes passe-bas pseudo-elliptiques	84
Figure II.19 : Transformation passe-bas/passe-bande	85
Figure II.20 : Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission	87
Figure II.21 : Algorithme de synthèse des filtres passe-bande	89
Figure II.22 : Exemple de synthèse de filtre pseudo-elliptique avec un zéro à droite de la bande passante	90
Figure II.23 : Exemple de synthèse de filtre pseudo-elliptique avec un zéro à gauche de la bande passante	91
Figure II.24 : Evolution du stripline vers le stripline suspendu	92

Figure II.25 : Vue détaillée de la technologie du substrat suspendu	93
Figure II.26 : Modélisation basse fréquence d'un résonateur.....	96
Figure II.27 : Calcul du facteur de qualité à vide d'un résonateur	97
Figure II.28 : Evolution du facteur de qualité à vide du résonateur linéique en fonction des hauteurs des cavités	98
Figure II.29 : Distribution du champ électrique en fonction de la hauteur de la cavité supérieure	98
Figure II.30 : Détermination du couplage d'entrée/sortie	99
Figure II.31 : Détermination du couplage inter-résonateurs.....	100
Figure II.32 : Couplage inter-résonateurs en fonction des hauteurs des cavités.....	101
Figure II.33 : L'impédance caractéristique Z_0 en fonction de W/H	102
Figure II.34 : a-Couplage électrique entre deux résonateurs et réponse en amplitude et en phase de S_{21}	104
b-Couplage magnétique entre deux résonateurs et réponse en amplitude et en phase de S_{21}	104
Figure II.35 : a-Zéro de transmission à gauche de la bande passante créé par couplage électrique	104
b-Zéro de transmission à droite de la bande passante créé par couplage magnétique.....	104
Figure II.38 : Modes de propagation en fonction du rapport R =longueur/largeur	107
Figure II.39 : Organigramme de synthèse et de conception de filtres en substrat suspendu .	109
Tableau II.1 : Récapitulatif bibliographie du substrat suspendu	95

Figures du chapitre 3

Figure III.1 : Quelques exemple de constructions fractales	113
Figure III.2 : Miniaturisation d'un résonateur linéique	115
Figure III.3 : Caractéristiques de transmission des trois résonateurs linéiques.....	116
Figure III.4 : Sensibilité des résonateurs linéiques.....	117
Figure III.5 : Itérations Fractales appliquées aux résonateurs linéiques et duaux.	118
Figure III.6 : Itérations de Minkowski appliquées à un résonateur carré	120
Figure III.7 : Relation entre L et g pour une résonance à 14 GHz	120
Figure III.8 : Réponse en transmission du résonateur carré et de deux résonateurs obtenus avec une itération carrée.....	121
Figure III.9 : Réponse en transmission des résonateurs obtenus avec une itération rectangulaire pour $g=1.05\text{mm}$ et $g=1.35\text{mm}$	122
Figure III.10 : Comparaison de deux résonateurs obtenus avec une itération carrée et une itération rectangulaire.....	123
Figure III.11 : Réponse en transmission de plusieurs résonateurs de Minkowski.....	124

Figure III.12 : Comparaison d'un résonateur obtenu par une première itération et d'un résonateur fractal	126
Figure III.13 : Réponse en transmission du résonateur carré, d'un résonateur obtenu par une première itération et d'un résonateur fractal.....	126
Figure III.14 : Exemples de topologies de filtrage permettant la suppression du premier harmonique.....	128
Figure III.16 : Distribution du courant dans les résonateurs	130
Figure III.17 : Sensibilité des résonateurs en fonction de la hauteur inférieure du boîtier....	131
Figure III.18 : Sensibilité des résonateurs en fonction de l'épaisseur du substrat.....	131
Figure III.19 : Filtres utilisant les trois types de résonateurs duaux.....	132
Figure III.20 : Comparaison large bande des réponses en transmission des filtres.....	133
Figure III.21 : Prototype passe-bande et caractéristiques de transfert d'un filtre d'ordre deux avec deux zéros de transmission.....	134
Figure III.22 : Evolution de la position du zéro à gauche de la bande passante en fonction de J_1	135
Figure III.23 : Evolution de la position du zéro à droite de la bande passante en fonction de J_2	135
Figure III.24 : Topologie du filtre dual	136
Figure III.25 : Contrôle de la position des zéros en fonction de d_{in}	136
Figure III.26 : Contrôle de la position des zéros en fonction de d_{out}	136
Figure III.27 : Itération de Hilbert.....	137
Figure III.28 : Itération de Hilbert appliquée à un résonateur $\lambda/2$	137
Figure III.29 : Réponses en transmission des résonateurs à 9.78 GHz.....	138
Figure III.30 : Réponses en transmission des résonateurs à 6.9 GHz.....	139
Figure III.31 : Réponses en transmission des résonateurs de Hilbert.....	139
Figure III.32 : Etude de la sensibilité du résonateur linéique et des résonateurs linéaires	143
Figure III.33 : Etude de la sensibilité des résonateurs de Hilbert.....	144
Figure III.34 : Filtre d'ordre 2 utilisant les résonateurs de Hilbert du premier ordre	145
Figure III.35 : Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre d'ordre deux	146
Figure III.36 : Variations du coefficient de couplage et du facteur de qualité externe	146
Figure III.37 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre final	147
Figure III.38 : Réponse large bande du filtre de Hilbert d'ordre deux.....	148
Figure III.39 : Comparaison des réponses large bande du filtre de Hilbert et du filtre à résonateurs linéiques	148
Figure III.40 : Filtre d'ordre trois utilisant des résonateurs de Hilbert du premier ordre	149
Figure III.41 : Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre d'ordre trois.....	149
Figure III.42 : Variations du coefficient de couplage et du facteur de qualité externe	150
Figure III.43 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre final après réglages.....	151

Figure III.44 : Réponse large bande du filtre de Hilbert d'ordre trois	151
Figure III.45 : Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante	152
Figure III.46 : Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre d'ordre trois à réponse asymétrique	152
Figure III.47 : Variations des coefficients de couplage et du facteur de qualité externe du filtre à réponse asymétrique	153
Figure III.48 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre à réponse asymétrique après réglages.....	154
Figure III.49 : Déplacement du zéro de transmission lorsque d_{13} augmente.....	154
Figure III.50 : Distribution du courant à 10.12 GHz.....	155
Figure III.51 : Réponse large bande du filtre à réponse asymétrique.....	155
Figure III.52 : Topologie du filtre fractal de Hilbert	156
Figure III.53 : Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre fractal de Hilbert.....	156
Figure III.54 : Variations des coefficients de couplage et du facteur de qualité externe du filtre fractal de Hilbert.....	157
Figure III.56 : Déplacement du zéro de transmission du filtre fractal lorsque d_{13} augmente	159
Figure III.57 : Distribution du courant à 9.9 GHz et simulation large bande du filtre fractal de Hilbert.....	159
Tableau III.1 : Bibliographie des fractales appliquées à la propagation électromagnétique.	114
Tableau III.2: Evolution du facteur de qualité à vide des résonateurs de Minkowski..	125
Tableau III.3 : Comparaison des facteurs de qualité des résonateurs de la figure III.12.....	125
Tableau III.4 : Evolution du facteur de qualité à vide avec l'itération de Minkowski...	129
Tableau III.5: Evolution du facteur de qualité du résonateur de Hilbert.....	140
Tableau III.6 : Comparaison des facteurs de qualité de trois résonateurs de même taille.....	141

Figures du chapitre 4

Figure IV.1 : Imperfection des arêtes	165
Figure IV.2 : Plan de coupe horizontal des boîtiers	166
Figure IV.3 : Topologie du filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante.....	167
Figure IV.4 : Prototypes passe-bas et passe-bande du filtre, réponse théorique et matrices de couplages.....	168
Figure IV.5 : Distribution des modes de propagation en fonction de R	169
Figure IV.6 : Courbe de variation de k_{13} en fonction de d_{13}	170
Figure IV.7 : Courbe de variation de k_{12} en fonction de d_{12}	170

Figure IV.8 : Courbe de variation du facteur de qualité externe Q_e en fonction de d	171
Figure IV.10 : Déplacement du zéro de transmission en fonction de d_{13}	172
Figure IV.11 : Distribution du courant à 7.4 GHz.....	173
Figure IV.12 : Réponse du filtre avec pertes	173
Figure IV.13 : Réponse large bande du filtre	174
Figure IV.14 : Topologie du filtre d'ordre trois avec des résonateurs rectilignes.....	174
Figure IV.15 : Comparaison des réponses en transmission des deux filtres	175
Figure IV.16 : a-Structure du substrat suspendu simulée par Momentum	175
b-Structure réelle	175
Figure IV.17 : Variations de l'impédance caractéristique en fonction des dimensions du substrat suspendu.....	176
Figure IV.18 : Photographie du filtre d'ordre trois avec un zéro a droite de la bande passante	177
Figure IV.19 : Comparaison des réponses simulées et mesurées	177
Figure IV.20 : Comparaison des réponses simulées et mesurées sur une large bande de fréquence	178
Figure IV.21 : Influence des hauteurs des cavités sur les caractéristiques de transfert du filtre	179
Figure IV.22 : Influence de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de transfert du filtre	180
Figure IV.23 : Influence de la densité du maillage sur les caractéristiques de transfert du filtre	182
Figure IV.24 : Topologie du filtre d'ordre trois avec un zéro à gauche de la bande passante	183
Figure IV.25 : Prototypes passe-bas et passe-bande du filtre, réponse théorique et matrices de couplages	184
Figure IV.26 : Courbe de variation de $ k_{13} $ en fonction de d_{13}	185
Figure IV.27 : Courbe de variation de k_{12} en fonction de d_{12}	185
Figure IV.28 : Courbe de variation du facteur de qualité externe Q_e en fonction de d	186
Figure IV.29 : Dimensions et réponses initiales et finales du filtre.....	186
Figure IV.30 : Zéros dus au couplage entre les ligne d'entrée/sortie du filtre	187
Figure IV.31 : Réglage du zéro de transmission	188
Figure IV.32 : Réponse du filtre tenant compte des pertes métalliques et diélectriques	188
Figure IV.33 : Réponse large bande du filtre	188
Figure IV.34 : Photographie du filtre d'ordre trois avec un zéro a gauche de la bande passante	189
Figure IV.35 : Comparaison des réponses simulées et mesurées	189
Figure IV.36 : Comparaison large bande de la réponse en transmission simulée et mesurée	190
Figure IV.37 : Influence des hauteurs des cavités sur les caractéristiques de transfert	191
Figure IV.38 : Influence de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de transfert	192
Figure IV.39 : Influence de la densité du maillage sur les caractéristiques de transfert	193

Figure IV.40 : Topologie du filtre d'ordre quatre utilisant les résonateurs de Minkowski....	195
Figure IV.41 : Réseau passe-bande pseudo-elliptique équivalent du filtre de Minkowski ...	196
Figure IV.42 : Prototype passe-bande du filtre de Chebyshev	196
Figure IV.43 : Prototype passe-bande pseudo-elliptique du filtre de Minkowski.....	197
Figure IV.44 : Matrice des mutuelles inductances de couplage et matrice des coefficients de couplage du filtre de Minkowski.....	197
Figure IV.45 : Couplage entre les modes de résonance verticaux avec la ligne en U.....	198
Figure IV.46 : Equivalence entre le couplage créé par une ligne de transmission et le couplage créé par mutuelle inductance.....	198
Figure IV.47 : Résonances des modes $TE_{m,n}$ du boîtier en fonction de R	201
Figure IV.48 : Calcul du couplage d'entrée/sortie du filtre de Minkowski	202
Figure IV.49 : Calcul du couplage d'entrée/sortie du filtre de Minkowski pour un résonateur excité par deux lignes d'accès.....	202
Figure IV.50 : a- Configuration du calcul du facteur de qualité externe.....	203
b- Variations de Q_{ext} en fonction de g	203
Figure IV.51 : Topologie de calcul du couplage k_{14}	204
Figure IV.52: a- Evolution des fréquences de résonance des résonateurs de Minkowski en fonction de d_{14} b- Evolution du coefficient de couplage k_{14} en fonction de d_{14}	204
Figure IV.53: a- Topologie de calcul du couplage direct k_{23} b- Evolution du coefficient de couplage k_{23} en fonction de d_{23}	205
Figure IV.54: a- Topologie de calcul du couplage mixte k_{12} b- Evolution du coefficient de couplage k_{12} en fonction de a	206
Figure IV.55: Réponses à partir des valeur extraites et réponses après réglages du filtre de Minkowski.....	206
Figure IV.56: Réponse en transmission du filtre de Minkowski.....	207
Figure IV.57: Réponse large bande du filtre de Minkowski	207
Figure IV.58: Réglage de la position des zéros de transmission	208
Figure IV.59: Réponse du filtre de Minkowski en tenant compte des pertes du circuit.....	209
Figure IV.60: Photographie du filtre de Minkowski réalisé.....	209
Figure IV.61: Comparaison des caractéristiques de transfert théoriques et mesurées du filtre de Minkowski.....	210
Figure IV.62: Influence des hauteurs des cavités sur les caractéristiques de transfert du filtre de Minkowski.....	212
Figure IV.63: Influence de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de transfert du filtre de Minkowski.....	213
Figure IV.64: Influence de la densité du maillage sur la réponse du filtre de Minkowski....	214
Figure IV.65: Influence des pertes des connecteurs sur la réponse en transmission du filtre de Minkowski.....	215
Figure IV.66: Topologie du filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à droite de la bande passante	216
Figure IV.67: Prototypes du filtre de Hilbert, réponse théorique et matrices de couplages..	217

Figure IV.68: Evolution des coefficients de couplage en fonction des gaps inter-résonateurs	218
Figure IV.69: Caractéristiques de transfert du filtre de Hilbert après réglage des gaps inter-résonateurs.....	219
Figure IV.70 : Distribution du courant dans le filtre de Hilbert à 10.15 GHz.....	219
Figure IV.71 : Déplacement du zéro de transmission en fonction du couplage k_{13}	220
Figure IV.72 : Réponse simulée du filtre de Hilbert en tenant compte des pertes du circuit	220
Figure IV.73 : Photographie du filtre de Hilbert avec un zéro à droite de la bande passante	221
Figure IV.74 : Comparaison des simulations et des mesures du filtre de Hilbert	222
Figure IV.75 : Effet des variations des hauteurs des cavités sur la réponse du filtre de Hilbert	223
Figure IV.76 : Effet des variations de l'épaisseur du substrat sur la réponse du filtre de Hilbert	224
Figure IV.77 : Effet des variations de la densité du maillage sur la réponse du filtre de Hilbert	225
Figure IV.78: Topologie du filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante	226
Figure IV.79: Prototypes passe-bas et passe-bande du filtre, réponse théorique et matrices de couplages.....	226
Figure IV.80: Résonances des modes TE_{mn} en fonction de $R=L/l$	227
Figure IV.81: Evolution du couplage k_{13} en fonction de d_{13}	228
Figure IV.82: Evolution du couplage k_{12} en fonction de d_{12}	228
Figure IV.83: Evolution du facteur de qualité externe en fonction de d_e	228
Figure IV.84: Dimensions initiales et finales et réponse théorique du filtre de Hilbert	229
Figure IV.85: Distribution du courant à 9.87 GHz.....	229
Figure IV.86: Filtre de Hilbert avec le boîtier ouvert.....	230
Figure IV.87: Comparaison des réponses simulées et mesurées du filtre	231
Figure IV.88: Comparaison des réponses en transmission simulée et mesurée	232
Figure IV.89: Influence des hauteurs des cavités sur les réponses du filtre de Hilbert	233
Figure IV.90: Influence de l'épaisseur du substrat sur la réponse en transmission du filtre de Hilbert.....	234
Figure IV.91: Influence de la densité de maillage sur la réponse en transmission du filtre de Hilbert.....	234
Tableau IV.1 : Comparaison des résultats des mesures et des simulations	1777
Tableau IV.2 : Comparaison des résultats des mesures et des simulations	1899
Tableau IV.3 : Comparaison des résultats des mesures et des simulations du filtre de Minkowski.....	211
Tableau IV.4 : Comparaison des résultats des mesures et des simulations du filtre de Hilbert	221
Tableau IV.5: Comparaison des différents paramètres simulés et mesurés	23030

Introduction

Le but de cette thèse est de rechercher de nouvelles structures de filtrage utilisant la technologie du substrat suspendu. Cette recherche s'inscrit dans le contexte d'une demande croissante de structures miniaturisées et performantes, capables d'assurer un fonctionnement optimal du filtre tout en gardant un encombrement minimal. En effet, les nouvelles technologies de filtrage actuellement les plus utilisées (microusinage, supraconductivité...) présentent encore des coûts de fabrication élevés, et la fabrication de wafers larges demeure difficile.

Le chapitre 1 récapitule les principales technologies de filtrage les plus couramment utilisées, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients. Elles ont été regroupées en deux catégories principales: les filtres en guide d'onde et les filtres planaires.

Le chapitre 2 s'intéresse à l'élaboration d'un outil de synthèse des filtres pseudo-elliptiques à réponse asymétrique et avec des zéros de transmission. Cette synthèse permet de déterminer le circuit électrique équivalent capable de simuler la fonction de transfert du filtre souhaité. Elle constitue donc la première étape de la conception d'un filtre.

Dans le chapitre 3 nous nous intéressons à la miniaturisation des résonateurs planaires en substrat suspendu grâce aux itérations fractales. Les effets des itérations fractales sur la miniaturisation des résonateurs ainsi que sur leur facteur de qualité sont étudiés.

Enfin, le chapitre 4 présente cinq exemples de filtres utilisant la synthèse du chapitre 2 et les résonateurs étudiés dans le chapitre 3.

Chapitre 1 Structures De Filtrage Microonde

Dans ce chapitre, une étude comparative des différentes technologies de filtrage est menée. Ces technologies sont divisées en deux catégories principales : les filtres à cavités (guide d'ondes) et les filtres planaires. Cette étude permettra de déterminer les avantages et les inconvénients des différentes structures de filtrage et de choisir la technologie la mieux adaptée au cahier des charges exigé.

I.1 Contexte

Le 4 Octobre 1957, Spoutnik I, le premier satellite artificiel, est lancé dans l'espace par les soviétiques. Ses appareils électriques fonctionnent pendant trois semaines durant lesquelles les informations sont envoyées par ondes radio. Les communications par satellite commencent à la fin des années 1960 avec le lancement du satellite Intelsat I. Le lancement d'Intelsat IV en 1971 confirme l'importance des satellites de communications à vocation commerciale. Depuis, l'utilisation des satellites n'a cessé de croître, et ils font aujourd'hui partie intégrante des réseaux de télécommunications. Leur composant de base est le répéteur, dont la fonction est de relayer des signaux provenant d'une station émettrice (fréquence montante) vers une station réceptrice (fréquence descendante) (figure. I.1).

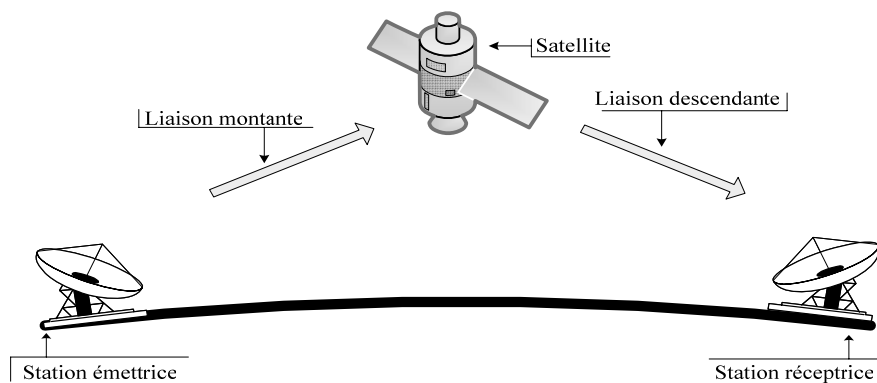


Figure I.1: Communication par satellite entre deux stations terrestres

Un schéma synoptique simplifié d'un répéteur satellite est présenté Figure.I.2. Il montre la présence de plusieurs filtres conçus pour des applications spatiales et qui présentent donc de très faibles pertes. En effet, les ressources énergétiques des satellites de télécommunications sont limitées et l'économie d'énergie est d'une importance primordiale. Les filtres qu'on retrouve dans le répéteur sont le filtre de présélection, les filtres du multiplexeur d'entrée (IMUX) et du multiplexeur de sortie (OMUX), et enfin un filtre passe-bas précédant l'antenne d'émission et qui permet d'éliminer les composantes fréquentielles générées par les amplificateurs de puissance.

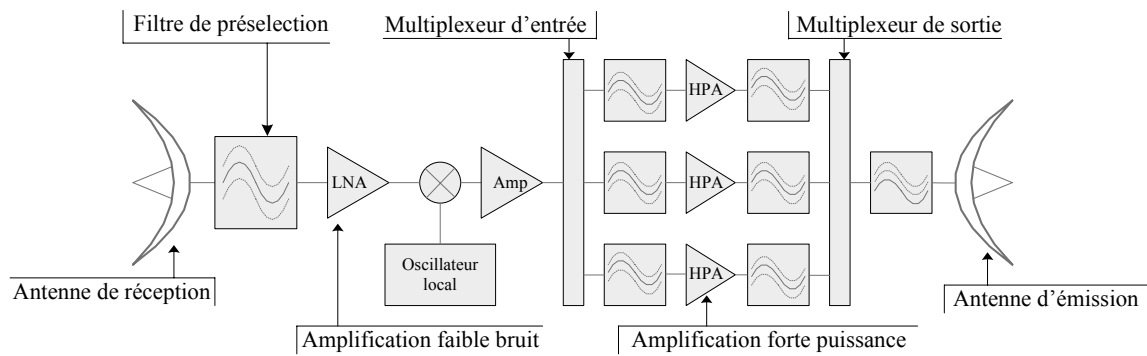


Figure I.2: Schéma synoptique d'un répéteur satellite

Le filtre de présélection et les filtres IMUX et OMUX utilisent généralement la technologie guide d'ondes, mais l'encombrement et le poids de ces filtres a conduit au développement de nouvelles technologies que nous verrons dans les paragraphes suivants.

Les radars (civils ou militaires) sont un autre domaine d'application du filtrage microonde. En effet, la deuxième guerre mondiale et l'invention du radar ont entraîné de nombreux développements dans le domaine des filtres en guide d'ondes ou les filtres coaxiaux. Enfin, citons la radiométrie (mesure du rayonnement électromagnétique) comme domaine d'application du filtrage microonde.

Nous présentons dans ce chapitre une étude bibliographique qui recense les techniques de filtrage microonde les plus importantes. Celles-ci sont regroupées en deux catégories principales : les filtres à cavités et les filtres planaires. Cette étude permettra de déterminer les avantages et les inconvénients des différentes structures de filtrage et de choisir la meilleure technologie adaptée au cahier des charges exigé.

I.2 Les filtres à cavités

Les filtres à cavités sont surtout utilisés pour leurs excellentes performances électriques. Grâce à leur facteur de qualité très élevé, il est possible d'obtenir des filtres très sélectifs et à faibles pertes d'insertion. Par ailleurs, ils sont particulièrement intéressants pour les applications spatiales puisqu'ils peuvent supporter de fortes puissances.

Il existe plusieurs types de filtres à cavités :

- ♦ Les filtres à modes évanescents,
- ♦ Les filtres à cavités multi-modes,
- ♦ Les filtres à résonateurs diélectriques,
- ♦ Les filtres plan E.

I.2.1 Les filtres à modes évanescents

Le principe de ces filtres consiste en l'utilisation d'un guide d'onde dont les dimensions sont telles que les fréquences de coupure de tous les modes se situent au delà de la bande passante du filtre. Ainsi tous les modes sont évanescents, c'est-à-dire que leur amplitude décroît exponentiellement avec la distance parcourue dans le guide. Afin d'obtenir une fonction de filtrage, on crée des effets capacitifs à différentes positions le long du guide d'ondes. En pratique, on ne considère que le mode fondamental. On fait donc l'hypothèse que tous les autres modes sont suffisamment atténués pour être négligés en traversant le tronçon de guide séparant deux obstacles capacitifs consécutifs.

Une des premières méthodes de synthèse de ce type de filtres a été proposée par G.F.Craven [1]. Cette méthode fournit des formules qui, à partir du prototype passe-bas, permettent de trouver les longueurs des tronçons de guides d'ondes ainsi que la valeur des effets capacitifs à introduire. Cette méthode donne de bons résultats pour des filtres à bande relative jusqu'à 20%. Plus tard, R.V.Snyder [2]-[3] étend cette technique pour des filtres à bande relative plus large (jusqu'à une octave), grâce à l'utilisation d'un schéma équivalent d'inverseur d'admittance qui tient compte de la dépendance fréquentielle.

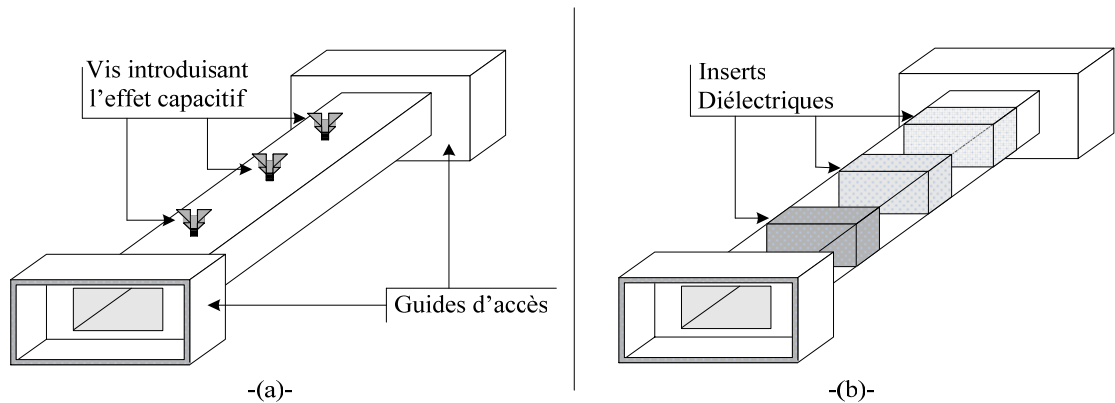


Figure I. 3: Filtres à modes évanescents
-a-Avec vis à effet capacitif-b-Avec inserts diélectriques

La figure I.3.a montre un exemple de filtre à modes évanescents. L'effet capacitif créant la fonction de filtrage est introduit par les vis de couplage. Y.C.Shih et K.G.Gray [4] proposent ensuite de remplacer les vis par des inserts diélectriques comme le montre la figure I.3.b. Des filtres de ce type ont été réalisés à l'IXL dans le cadre des thèses de Marc Lecouvé [5] et de Nicolas Boutheiller [6]. La permittivité du diélectrique employé est faible (Téflon, $\epsilon_r \approx 2.2$) mais elle permet au mode fondamental d'être propagé à l'intérieur du diélectrique. La structure peut donc être également vue comme un ensemble de résonateurs couplés par des tronçons de guides évanescents.

Les figures I.4.a et I.4.b montrent deux exemples de filtres en bande X et K_u . Une alternative aux inserts diélectriques a aussi été proposée et vérifiée, en donnant au guide d'onde un rayon de courbure suffisamment faible. La figure I.4.c présente ainsi un filtre d'ordre trois avec seulement deux inserts diélectriques. La courbure provoque la troisième résonance. Cette configuration permet de diminuer l'encombrement. Cependant, la nature des modes de propagation dans la partie courbe complexifie considérablement la synthèse.

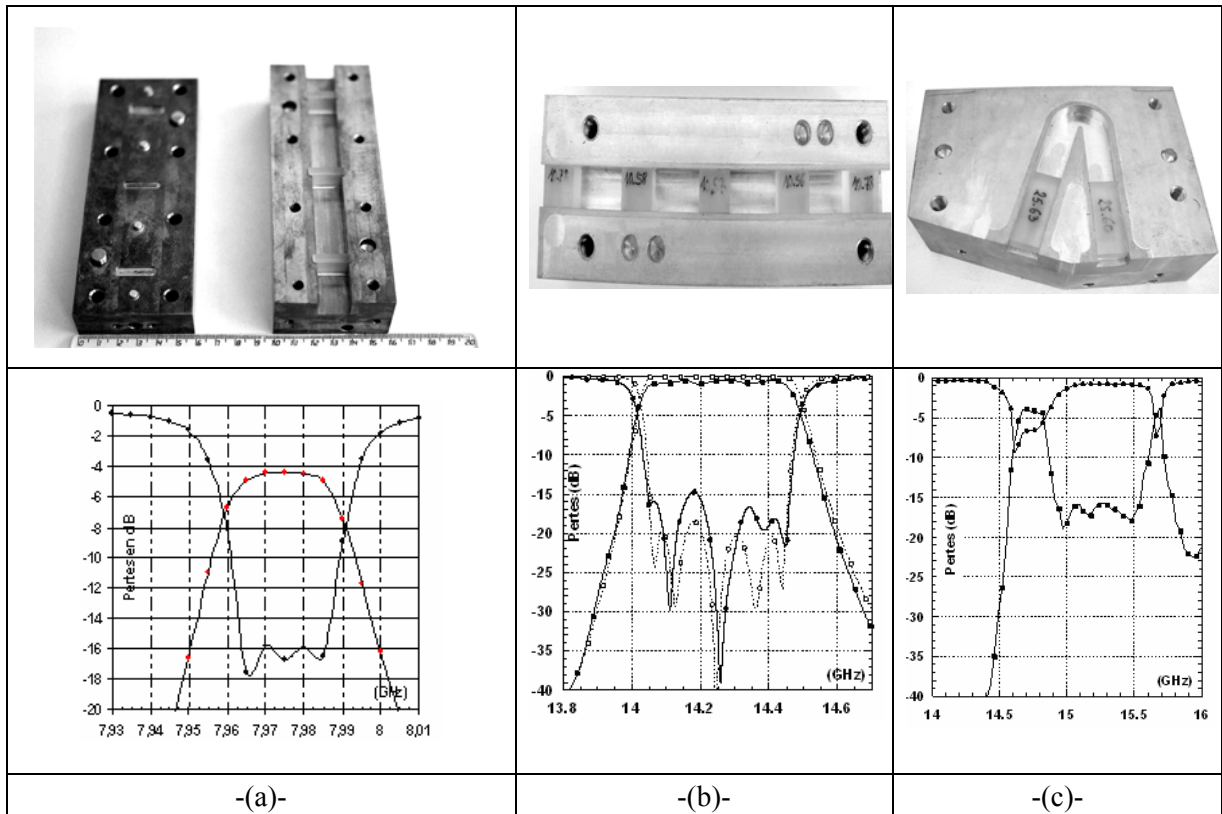


Figure I.4: Filtres à modes évanescents avec inserts diélectriques
-a-Filtre d'ordre trois en bande X -b-Filtre d'ordre cinq en bande K_u -c-Filtre courbé d'ordre trois en bande K_u

I.2.2 Les filtres à cavités couplées

Les filtres à cavités couplées reposent sur le principe de la résonance de plusieurs modes dégénérés dans une même cavité (cavités multi-modes). Cette idée a été proposée par W.G.Lin en 1951 [7], mais les premières réalisations n'apparaissent qu'à la fin des années 1960 [8]-[9]. L'implémentation la plus couramment rencontrée de ces filtres consiste en l'utilisation de cavités bi-modes à section circulaire. La figure I.5.a montre un filtre à cavités bi-modes d'ordre huit centré à 3973 MHz. Pour les besoins de réglages lors de la phase de mesures, des vis de réglages sont ajoutées pour ajuster mécaniquement les coefficients de couplage et pour régler le filtre en fréquence. Dans un souci de reproductibilité, les derniers travaux sur ce type de filtres ont montré la possibilité de se passer des vis de réglage grâce à l'insertion dans la cavité d'un obstacle constitué par une ouverture circulaire [10] ou rectangulaire [11]. La figure I.5.b montre un filtre d'ordre 4 avec des obstacles à ouverture circulaire centré à 4140 MHz.

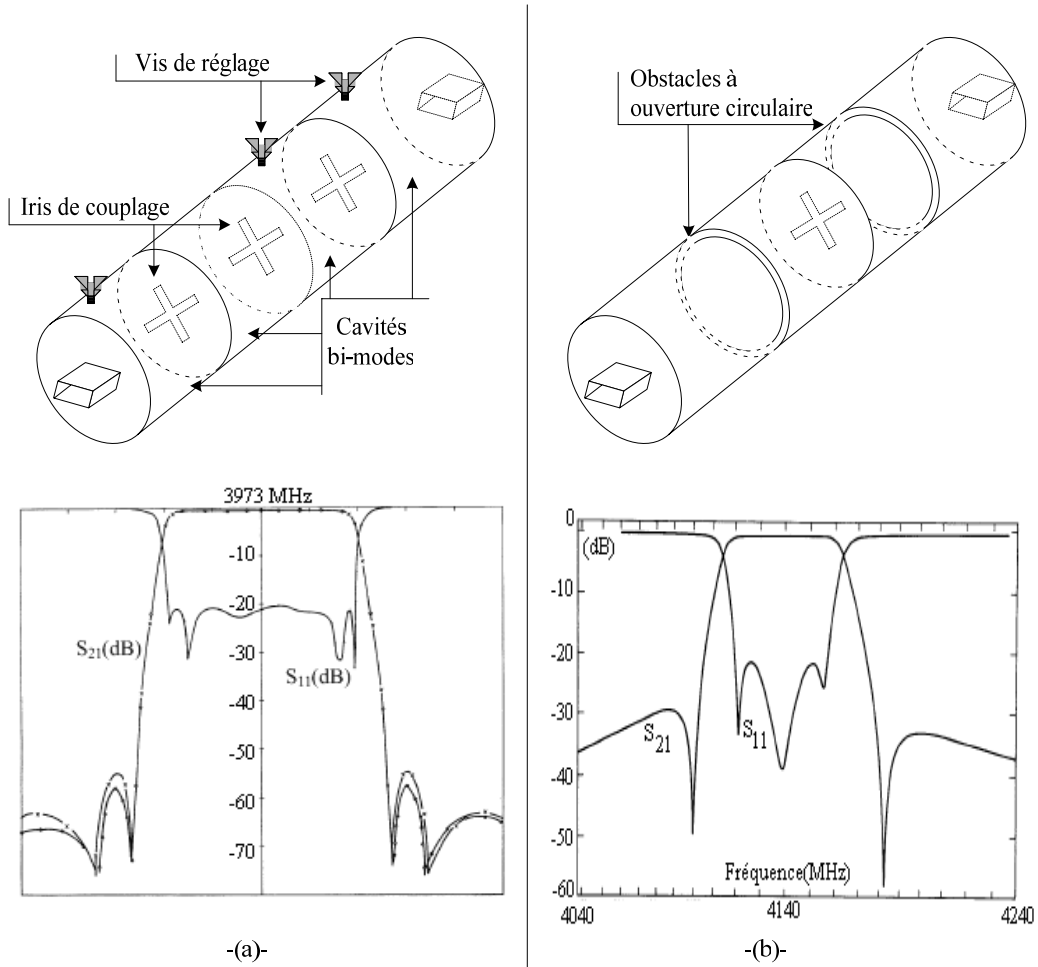


Figure I.5: Filtrés à cavités couplées
-a- Filtré d'ordre huit avec vis de réglage -b- Filtré d'ordre quatre avec obstacles à ouverture circulaire

Ces filtres sont utilisés pour des applications à bandes très étroites, notamment dans les multiplexeurs. Ayant des coefficients de qualité élevés pour les modes employés, leurs cavités sont facilement fabriquées avec une bonne précision et possèdent des possibilités de réglages étendues et relativement indépendantes.

La deuxième catégorie de filtres à cavités couplées est celle des cavités rectangulaires. Dans ce cas, le couplage entre deux cavités peut être réalisé par l'intermédiaire d'un petit guide d'ondes évanescent, dont la variation des dimensions permet d'avoir une large gamme de couplages réalisables [12]. Par ailleurs, les vis de couplage intra-cavités peuvent être remplacées par la découpe d'un coin du guide rectangulaire. La figure I.6 représente un filtré à cavités bi-modes à section rectangulaire sans vis de couplage d'ordre quatre avec une fréquence centrale de 8.5 GHz [13].

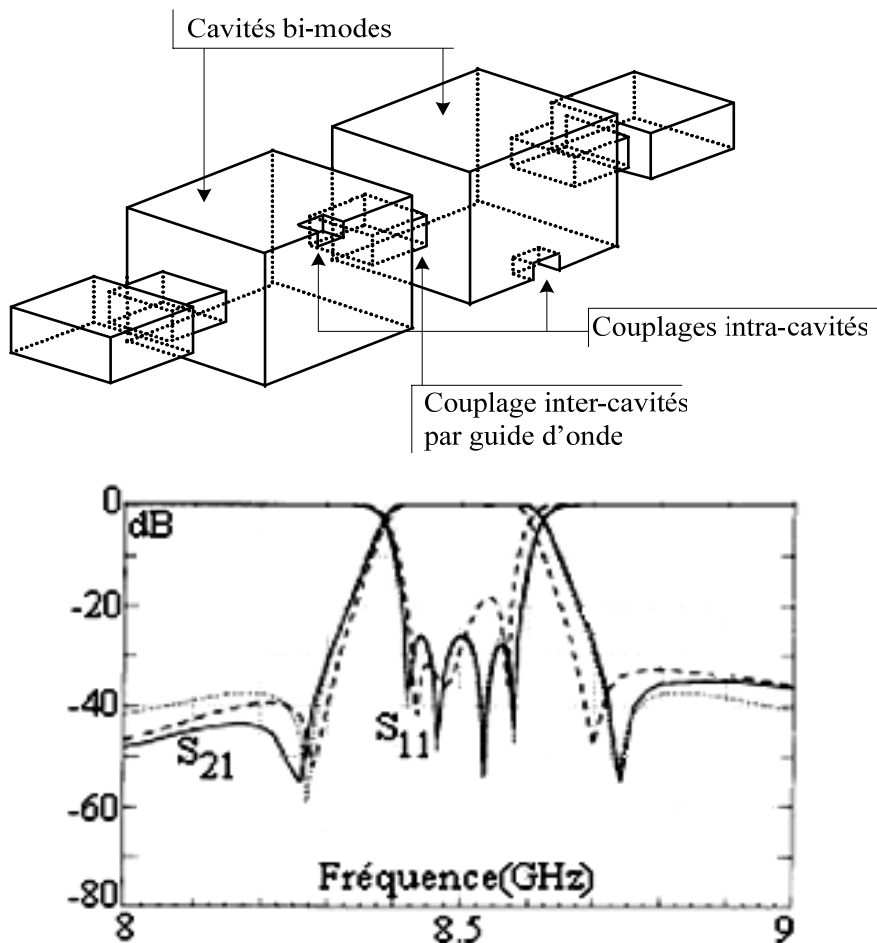


Figure I.6: Filtre à cavités bi-modes de section rectangulaire sans vis de couplage

Comme pour les filtres à cavités cylindriques, il existe une large variété de filtres à cavités rectangulaires. Des filtres à cavités rectangulaires bi-modes ont été réalisés à l'IXL sans exploiter des modes dégénérés. Il s'agit alors de surdimensionner la cavité afin que le mode fondamental et un autre mode possèdent des résonances à des fréquences identiques [14][15][16]. La hauteur de la structure peut alors être constante et des iris de type inductif suffisent. Ces filtres permettent l'introduction de deux pôles et d'un zéro de transmission par cavité bi-mode. La figure I.7 montre trois de ces filtres réalisés au laboratoire IXL. L'exemple (a) est un ordre deux avec un zéro de transmission à droite de la bande passante. L'exemple (b) est constitué d'une cavité bi-mode et d'une mono-mode, soit un filtre d'ordre trois avec dans ce cas un zéro à gauche de la bande passante. L'exemple (c) possède deux cavités bi-modes et introduit donc quatre pôles et un zéro de transmission de chaque côté de la bande passante.

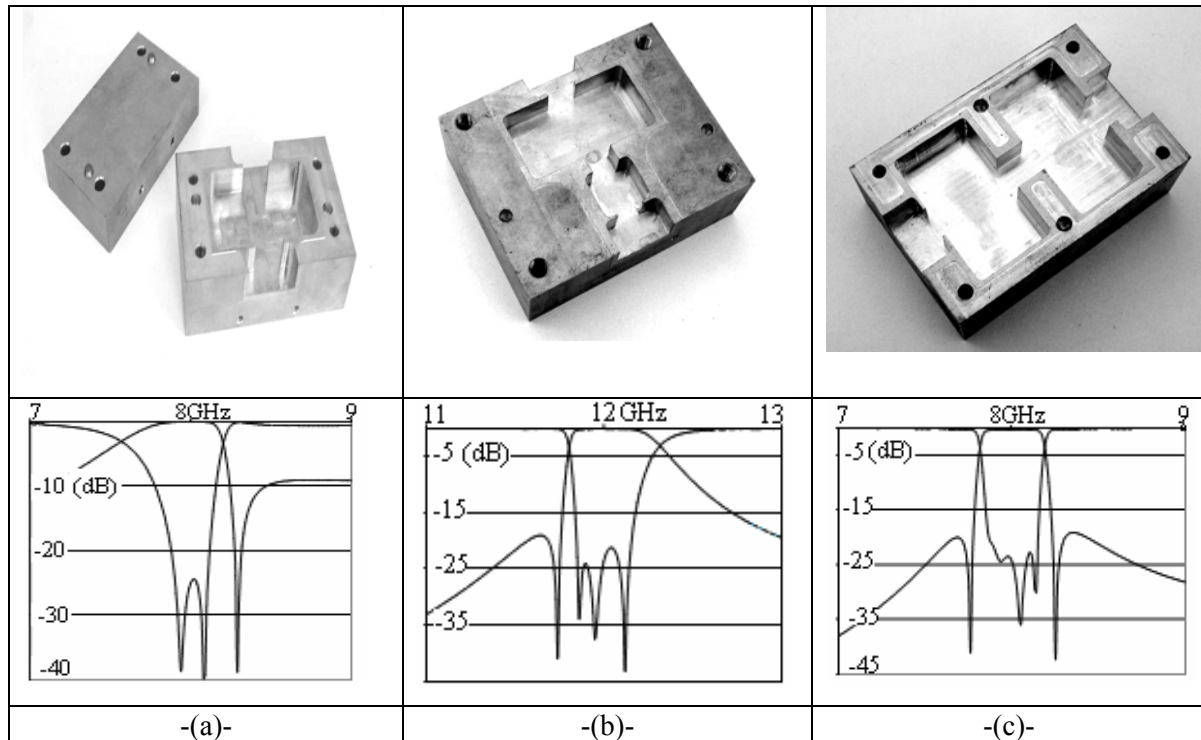


Figure I.7: Filtres à cavités de section rectangulaire sans vis de couplage
-a-Filtre d'ordre deux avec une cavité bi-modes -b-Filtre d'ordre trois avec une cavité bi-modes
et une cavité mono-mode -c-Filtre d'ordre quatre avec deux cavités bi-modes

Les logiciels COFRIM (Conception par Optimisation de Filtrage Rectangulaires à Iris Multi-sections) et SOFRIM (Simulation et Optimisation de Filtrage Rectangulaires à Iris Multi-sections) développés à l'IXL par N. Boutheiller [6] ont permis la réalisation de filtres à cavités rectangulaires multi-modes en exploitant au mieux les couplages entre les différents modes résonnants dans les cavités afin d'obtenir également des zéros de transmission. Ainsi un filtre d'ordre quatre avec deux zéros de transmission a été réalisé avec seulement une cavité présentée figure I.8-a avec le schéma des différents couplages. De même un filtre d'ordre sept avec deux zéros de transmission a été réalisé avec deux cavités (figure I.8-b).

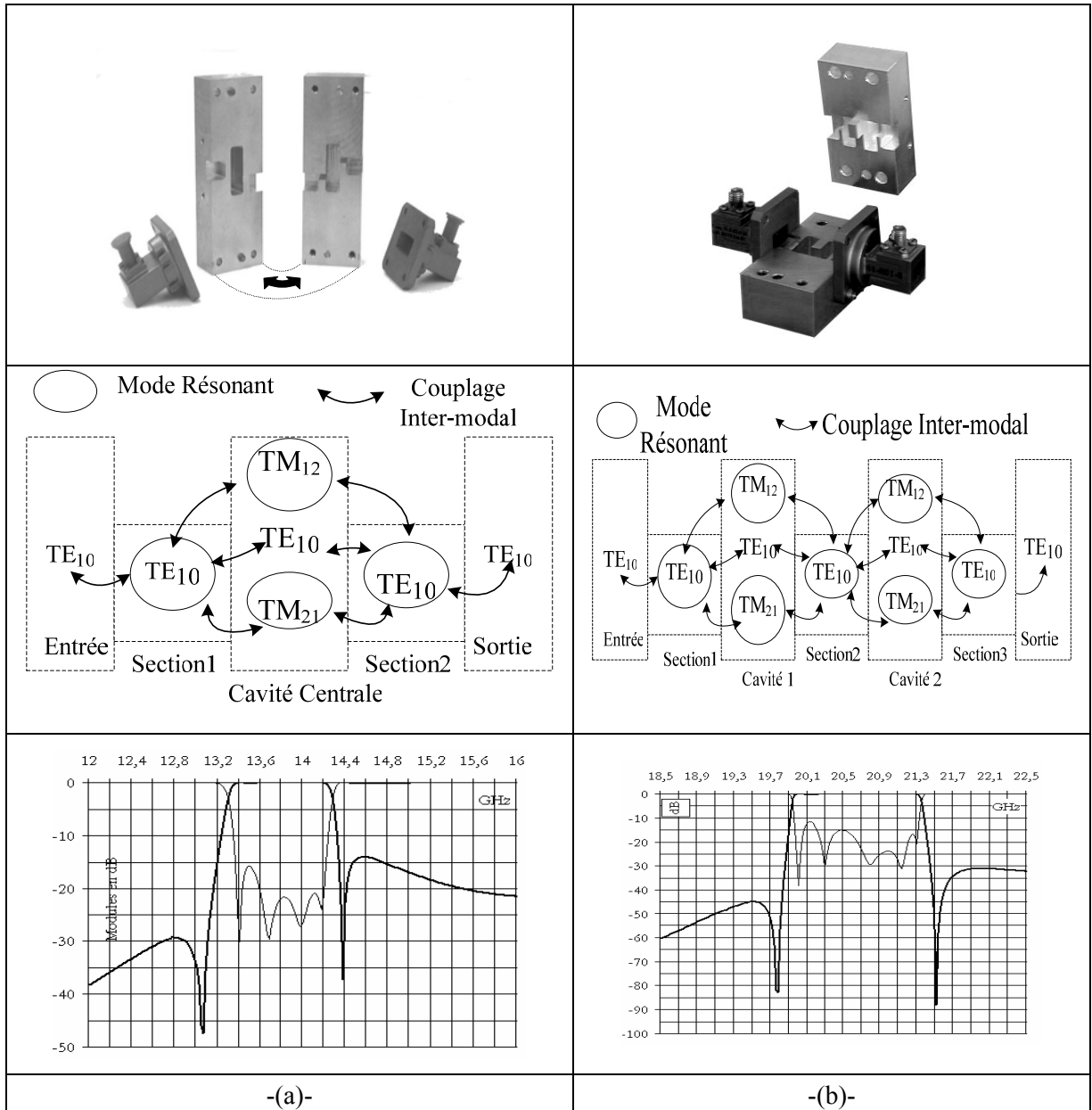


Figure I.8: Filtrés à cavités rectangulaires multi-modes
-a-Filtre d'ordre quatre avec deux zéros de transmission -b-Filtre d'ordre sept avec deux zéros de transmission

L'extension des filtres à section circulaire à des cavités tri-modes a été initiée par A.E. Atia et A.E. Williams en 1971 [17]. Ils utilisèrent les deux modes TE_{111} polarisés orthogonalement auxquels ils avaient adjoint le TM_{010} . Cependant, afin de pouvoir réaliser les différents couplages nécessaires de façon indépendante, un nouveau type d'iris était requis et fut introduit en 1984 [18]. La structure résultante pour un filtre d'ordre six constitué de deux cavités tri-modes est présentée par la figure I.9.a.

En guide d'ondes rectangulaire, une configuration de cavité tri-mode a été présentée par G. Lastoria [19]. Elle utilise les modes TE_{10} , TM_{11} et TE_{01} . Les couplages intra-cavités sont créés par deux parallélépipèdes rectangles métalliques placés le long des arêtes (figure I.9.b).

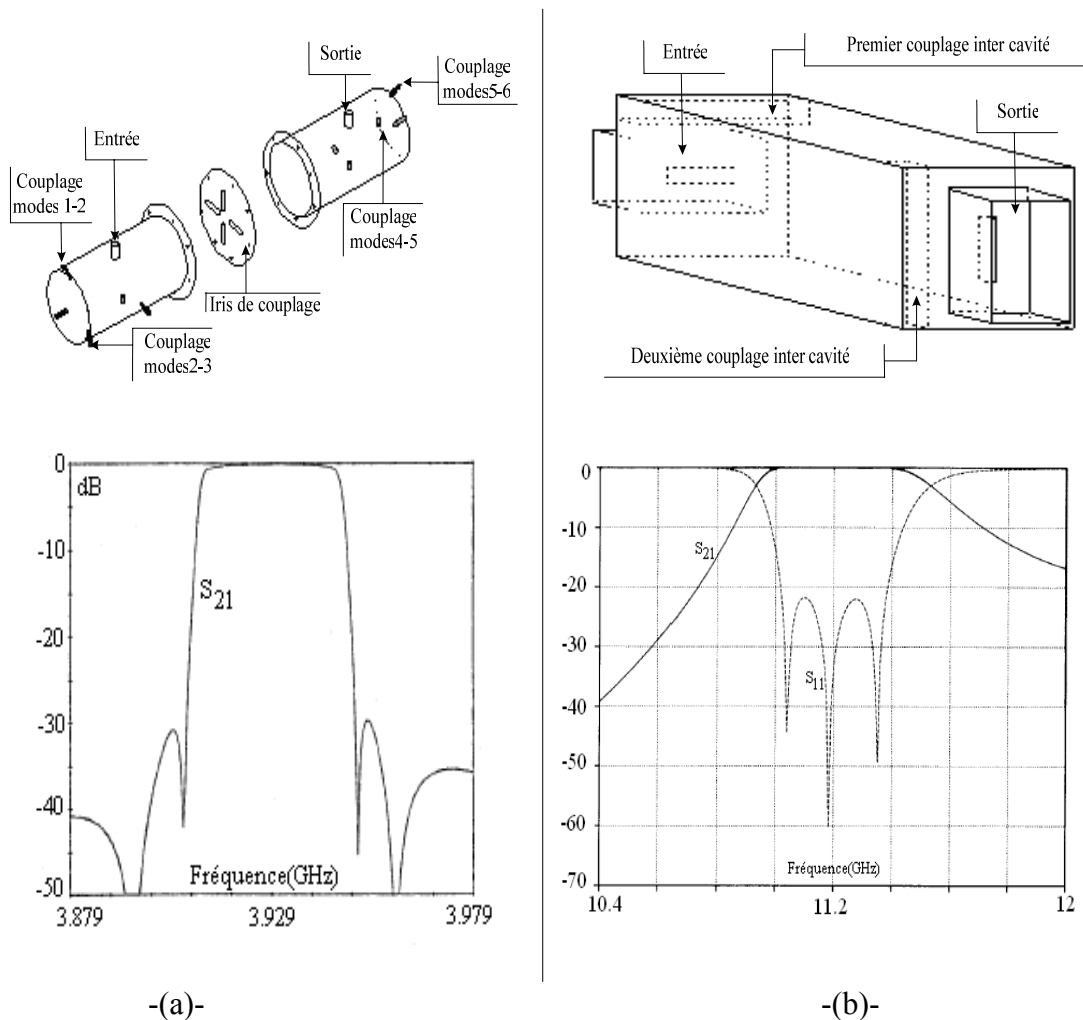


Figure I.9: Filtrés à cavités tri-modes
-a-Filtre d'ordre six à cavités cylindriques tri-modes -b-Cavité rectangulaire tri-modes

La cavité quadri-mode requiert quant à elle deux modes orthogonaux pouvant être utilisés deux fois avec des polarisations différentes. Aussi, le choix s'est fait sur l'utilisation du TE_{113} et du TM_{110} [20]. Cependant, cette structure se révèle trop sensible pour conserver ses performances sur toute la gamme de températures requise.

Pour des filtres utilisant plus de quatre modes résonant dans une même cavité, on peut citer la réalisation de L. Sheng-Li et L. Wei-Gan [21] qui sont parvenus à faire résonner dans une cavité sphérique cinq modes en produisant de surcroît deux zéros

de transmission. Cependant, tous les couplages et réglages reposent sur l'utilisation de vis ajustées a posteriori. Quelques années auparavant, en 1990, R.R. Bonetti et A.E. Williams avaient déjà réussi une performance similaire avec six modes (TE_{102} , TE_{201} , TE_{021} , TE_{012} , TM_{120} et TM_{210}) dans une cavité parallélépipédique rectangulaire [22].

I.2.3 Les filtres à résonateurs diélectriques

L'utilisation des filtres à résonateurs diélectriques apparaît à la fin des années 1960. Ils sont basés sur l'utilisation de résonateurs cylindriques [23] ou parallélépipédiques [24]. Ces résonateurs sont confinés dans une cavité métallique pour éviter les pertes par radiation. Ils peuvent alors être excités selon un mode transverse électrique TE_{0n} , transverse magnétique TM_{0m} ou encore selon un mode hybride TEM_{nm} . Le mode fondamental dépend du rapport entre le diamètre du résonateur et sa hauteur. La figure I.10 montre la structure des filtres à résonateurs diélectriques. Les résonateurs peuvent être placés axialement dans la cavité métallique (a) ou latéralement (b). La cavité peut être de section circulaire ou rectangulaire.

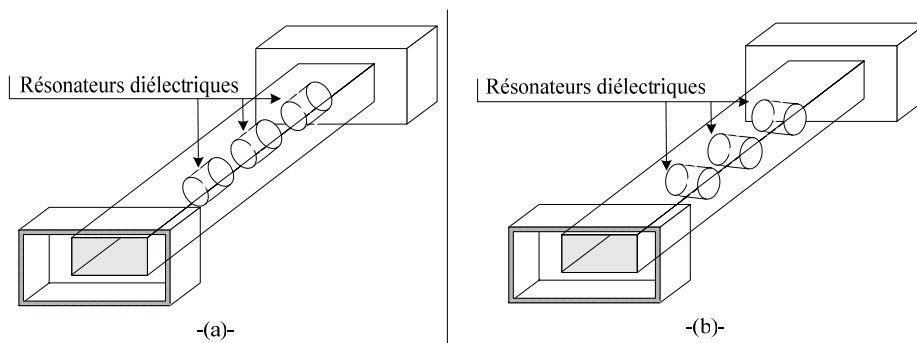


Figure I.10: Filtres à résonateurs diélectriques
-a-Résonateurs placés axialement -b-Résonateurs placés latéralement

Les couplages entre les résonateurs peuvent être déterminés grâce à une méthode approximative basée sur les moments magnétiques dipolaires et proposée par Cohn [25]. Les mêmes techniques que celles présentées pour les filtres à cavités bi-modes sont utilisées dans la synthèse des filtres à résonateurs diélectriques. Des vis de réglage sont souvent nécessaires. Le couplage inter-cavités se fait soit par un iris classique [26] (figure I.11.a) ou par une portion de guide d'ondes [27] (figure I.11.b).

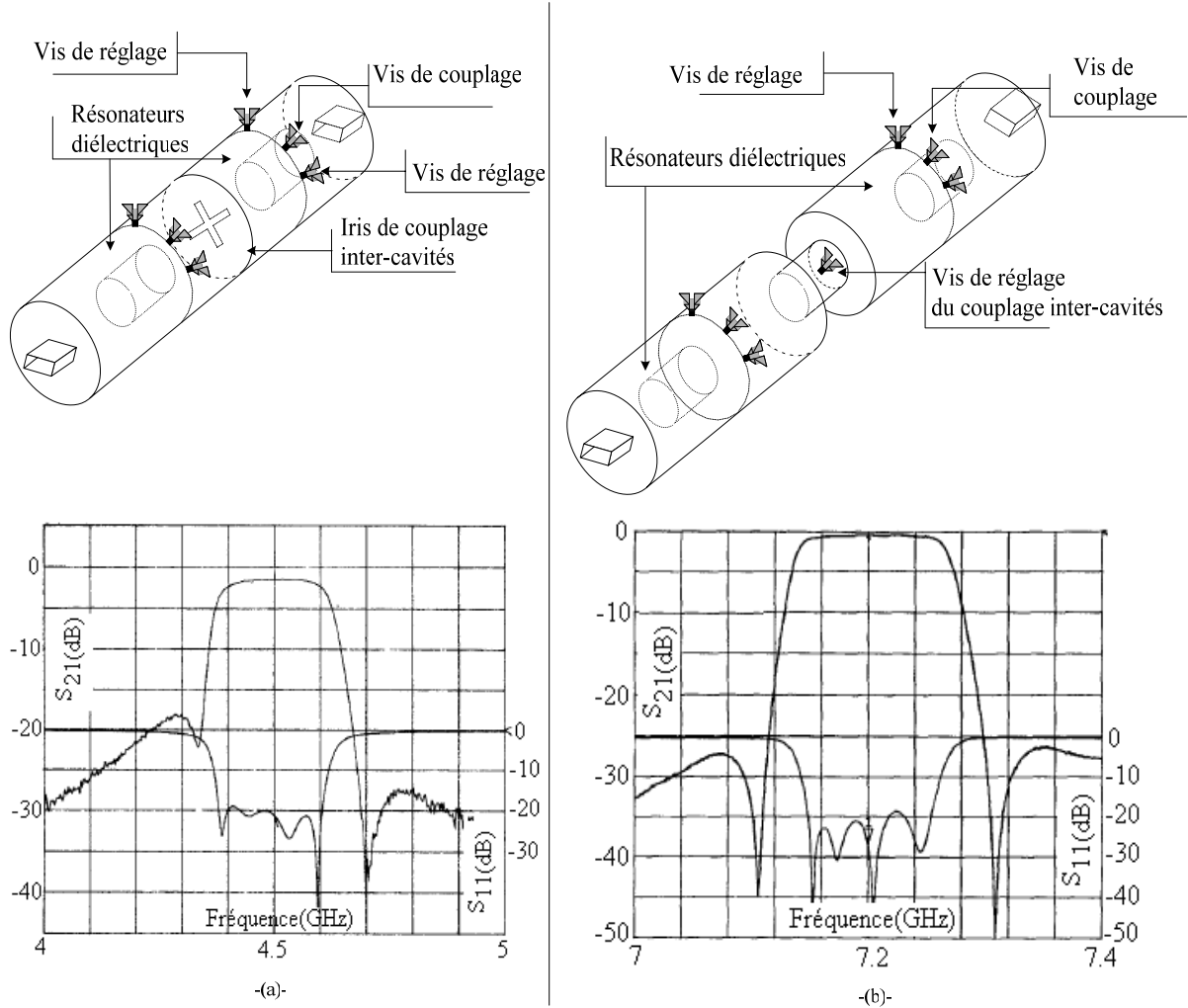


Figure I.11: Filtres à résonateurs diélectriques
-a-Couplage inter-cavités classique -b-Couplage inter-cavités réglable

Le principal inconvénient des résonateurs diélectriques est leur faible conductivité thermique qui provoque d'importantes variations de température dans les résonateurs, perturbant ainsi le fonctionnement du filtre. Une solution consiste à insérer des plans métalliques conducteurs dans le diélectrique [28] augmentant ainsi sa conductivité. Une autre solution est l'utilisation de résonateurs de géométrie plus complexe, comme les résonateurs octogonaux [29]. Par ailleurs, afin de limiter les pertes d'insertion plusieurs systèmes d'excitation entrée/sortie sont possibles (guides d'ondes, sondes magnétiques ou électriques), notamment l'excitation par une ligne microstrip qui facilite l'intégration du filtre dans un environnement planaire. Une dernière difficulté est d'ordre mécanique : la fixation des résonateurs diélectriques est très délicate notamment dans le cas d'applications spatiales où les filtres sont soumis à de fortes contraintes de vibrations.

I.2.4 Les filtres plan E

Les filtres plan E sont constitués d'une plaque de diélectrique partiellement métallisée sur ses faces et placée dans le plan du champ électrique d'un guide d'ondes (figure I.12.a). Afin de réaliser des filtres passe-bande avec la fonction de filtrage souhaitée, la métallisation permet de créer des résonateurs demi-onde couplés entre eux (figure I.12.b). Pour augmenter le facteur de qualité du filtre, le substrat peut être supprimé et le filtre se résume alors à une feuille métallique entre les deux moitiés du guide d'ondes. On parle ainsi de filtres à inserts métalliques (figure I.13.a) par opposition aux filtres *finline* qui comportent un diélectrique. Leur sensibilité aux tolérances de fabrication est un point faible vis-à-vis des filtres *finline*. La synthèse de ces filtres s'appuie soit sur des schémas équivalents [30] [31], soit sur une optimisation basée sur une analyse électromagnétique du filtre découpé en portions de guide d'ondes homogène [32].

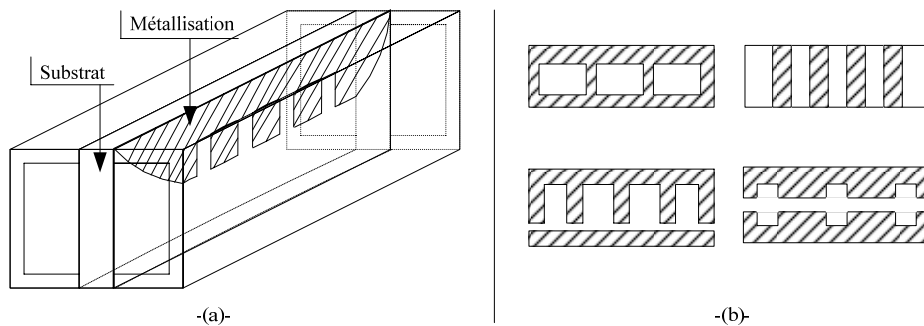


Figure I.12: Filtre plan E -a-Filtre -b-Types de métallisations

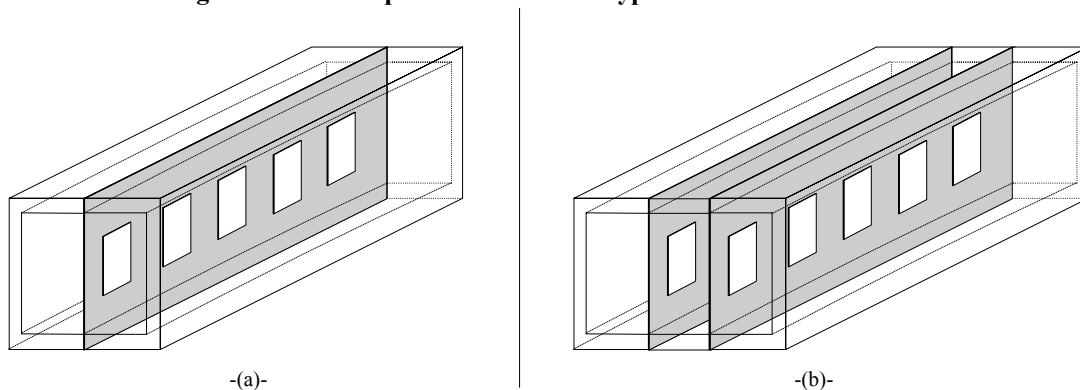


Figure I.13: Filtrage plan E à inserts métalliques
-a-Filtre à un insert métallique -b-Filtre à deux inserts métalliques

L'introduction de deux inserts placés parallèlement (figure I.13-b) peut améliorer la réjection hors bande de ce type de filtres. En réduisant ainsi la distance séparant les plans les inserts des faces latérales du guide, l'évanescence des champs couplant les résonateurs est assurée en vue de maintenir la nature inductive du couplage. Cette sélectivité peut aussi être améliorée grâce l'introduction de sections de guide d'onde qui fonctionnent comme des stubs et qui introduisent des zéros de transmission [33]. La figure I.14 montre un exemple de filtre plan E à inserts métalliques et avec un zéro de transmission de chaque côté de la bande passante.

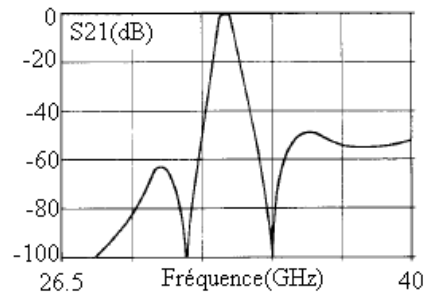
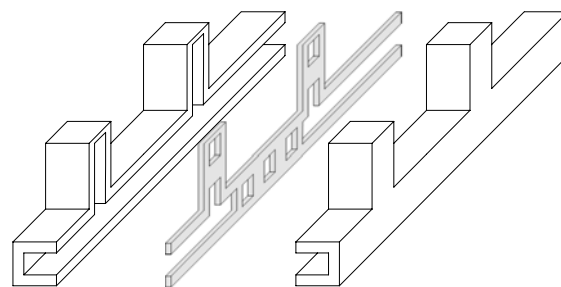


Figure I.14: Filtre plan E à inserts métalliques avec deux sections introduisant des zéros de transmission

I.3 Les filtres planaires

Les filtres planaires ont subi d'importants développements aussi bien au niveau des topologies adoptées qu'au niveau des méthodes de synthèse et des technologies de conception. Les filtres planaires présentent l'avantage d'un faible encombrement, d'une intégration totale à l'environnement électronique, d'un faible coût de production et d'une grande reproductibilité. Leur inconvénient majeur est leur faible facteur de qualité à vide qui réduit leur sélectivité, ce qui engendre des pertes importantes. C'est ainsi que de nouvelles technologies ont été adoptées afin d'améliorer les performances électriques des filtres planaires (supraconductivité, microusinage, technologie multicouches...)

I.3.1 Les filtres à éléments localisés

La réalisation des filtres à éléments localisés fait appel à des inductances et des capacités qui peuvent avoir respectivement la forme d'une ligne en spirale ou de deux lignes interdigitées (figure I.15).

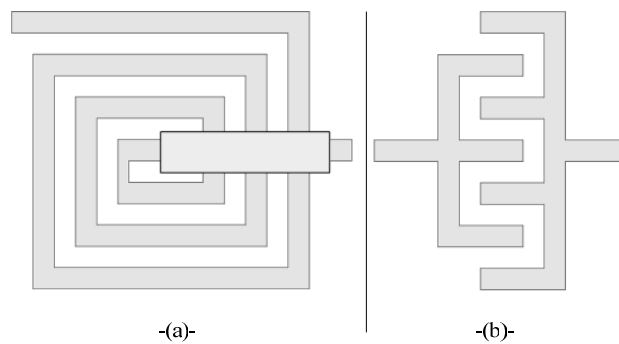


Figure I.15: Exemples d'éléments localisés -a-Inductance -b-Capacité

Ces filtres [34] se caractérisent par une importante intégration mais présentent un faible facteur de qualité et des pertes élevées qui sont compensés par des éléments amplificateurs lors d'un filtrage actif. Des réglages électriques (asservissement en fréquence) sont nécessaires pour améliorer la réponse du filtre vis-à-vis du décalage en fréquence dû à la qualité du processus de fabrication et au modèle des éléments localisés. Ces filtres sont utilisés pour des applications jusqu'à 5 GHz. Au delà de cette fréquence, il est préférable d'utiliser d'autres technologies du fait de leur faible facteur de qualité.

I.3.2 Les filtres à résonateurs linéiques

I.3.2.1 Les filtres à lignes couplées

Ces filtres sont composés de lignes dont la longueur est $l = \lambda_g/2$ ou $l = \lambda_g/4$, λ_g étant la longueur d'onde guidée. Ces filtres sont par conséquent intéressants pour des applications haute fréquence où leurs dimensions sont très compactes. La largeur de la ligne détermine son impédance caractéristique.

Les filtres à lignes couplées sont basés sur des résonateurs linéiques couplés entre eux et chargés en leurs extrémités par des circuits ouverts ou des courts-circuits. La réponse du filtre dépend du nombre de résonateurs (ordre du filtre), des distances entre ces lignes (gaps) et des paramètres du substrat utilisé. Les topologies de filtrage les plus connues sont la topologie à couplage capacitif (couplage bout à bout) et la topologie à couplage distribué (couplage sur une longueur $\lambda_g/4$) présentées figure I.16.

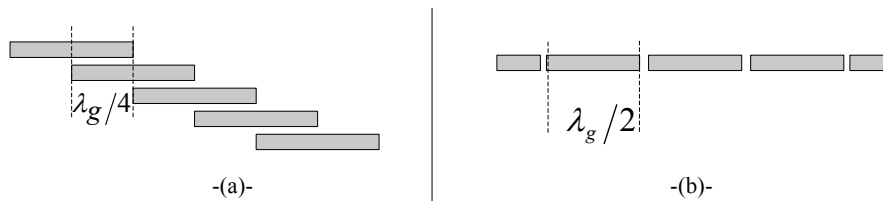


Figure I.16: Topologies de couplage -a-Couplage distribué -b-Couplage capacitif

Le couplage distribué est plus fort que le couplage capacitif et permet d'avoir des bandes passantes plus larges. Par ailleurs il permet de réduire la taille du filtre de moitié par rapport à un filtre à couplage capacitif. Avec ce type de filtres, les premières remontées parasites apparaissent au triple de la fréquence centrale. La synthèse de ces filtres a été introduite par S.B.Cohn [35][36] mais elle n'est applicable que pour des rapports de bande inférieurs à 30%. Un autre type de filtre à résonateurs linéiques est le filtre en peigne (ou hairpin) [37] [38] présenté figure I.17. Le couplage est de type distribué.

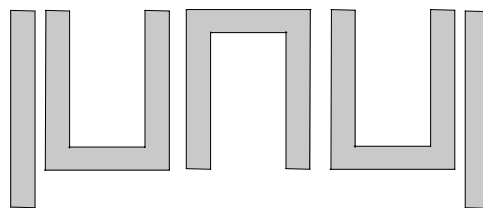
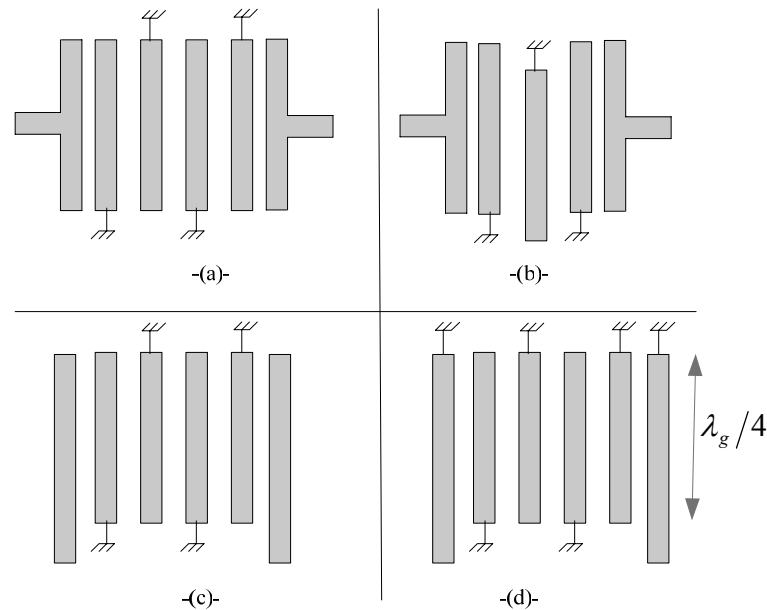


Figure I.17: Filtre hairpin

I.3.2.2 Les filtres interdigités et pseudo-interdigités

A la suite de ses travaux sur les filtres à résonateurs $\lambda/2$ couplés parallèlement, G.L. Matthaei a développé en 1962 la méthode de conception des filtres interdigités [39]. La théorie exacte sur la synthèse de ces filtres a été fournie par R.J. Wenzel en 1965 [40]. Ces filtres interdigités sont constitués de conducteurs parallèles disposés transversalement entre deux plans de masse (figure I.18).



**Figure I.18: Filtrés Interdigités a-Filtré interdigité b-Filtré pseudo-interdigité
-c- Accès en circuit ouvert -d- Accès en court-circuit**

Chacun des conducteurs possède une extrémité reliée à un plan de masse et l'autre extrémité non connectée. Les résonateurs ont la même longueur ($l = \lambda_g/4$). Concernant la configuration des accès, deux possibilités se présentent : dans la première (figure I.18-c), les accès sont en circuit ouvert et ils sont pris en compte dans le nombre des résonateurs, ce qui n'est pas le cas de la deuxième configuration (figure I.18-d) où les accès sont court-circuités. La deuxième topologie est préférée dans le cas des filtres dont le rapport de bande est supérieur à 30%. Les filtres interdigités présentent l'avantage d'être compacts et faciles à fabriquer. Les gaps relativement importants entre les résonateurs rendent la structure peu sensible aux tolérances de fabrication. Par ailleurs, ces filtres peuvent être accordés en fréquence en insérant des capacités variables. Cependant ils présentent des pertes d'insertion importantes surtout dans les applications à bande étroite, des facteurs de qualité à vide Q_0 très faibles et ils sont limités en puissance.

Une variante du filtre interdigité chargé capacitivement est le filtre *combliné*, développé par G.L. Matthaei en 1963 [41]. Ce filtre est composé de résonateurs métalliques parallèles placés transversalement, tous court-circuités d'un côté et chargés par une capacité variable de l'autre (figure I.19). Ceci permet d'avoir un filtre accordable en fréquence [42].

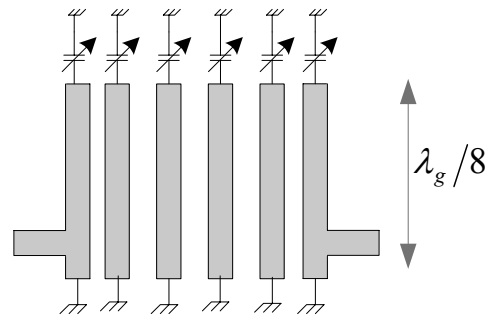


Figure I.19: Filtre combliné

L'avantage de ce type de filtres est qu'il présente un encombrement réduit par rapport aux filtres interdigités puisque la taille des résonateurs est typiquement égale au huitième de la longueur d'onde à la fréquence centrale, la première bande parasite apparaît au delà du quatrième harmonique.

I.3.2.3 Les filtres à stubs

Les filtres à stubs utilisent des lignes de longueur $\lambda_g/2$ ou $\lambda_g/4$ (figure I.20). Cette topologie de filtrage permet d'avoir des structures compactes à faibles pertes d'insertion. Les stubs peuvent introduire des zéros de transmission qui améliorent la réjection hors bande [43].

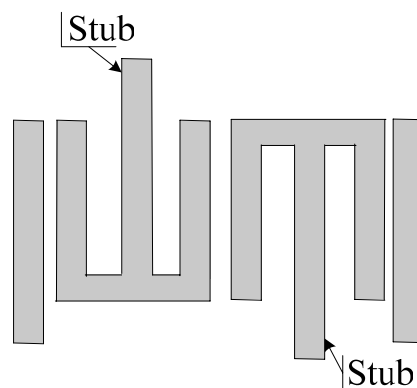


Figure I.20: Filtre à stubs

Il existe bien d'autres topologies de filtrages basées sur les résonateurs linéiques. Afin d'améliorer les caractéristiques de transfert des filtres ainsi que leur compacité, les nouvelles topologies utilisent des lignes $\lambda_g/2$ recourbées sur elles-mêmes, comme le montre la figure I.21. Ce type de filtres a surtout été étudié par J.S.Hong et M.J.Lancaster [44][45].

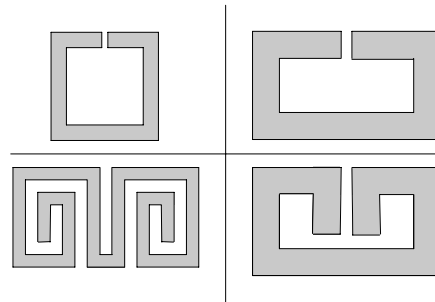


Figure I.21: Résonateurs sous formes de lignes recourbées

Quelle que soit la forme du résonateur, la synthèse de filtres basés sur des résonateurs linéiques se fait en deux étapes : d'abord la recherche théorique de la matrice des coefficients de couplage à partir du prototype passe-bas du gabarit souhaité, puis la recherche expérimentale par simulations électromagnétiques des couplages entre deux résonateurs en fonction de la distance qui les sépare. Enfin, la structure finale sera obtenue par identification de ces résultats. A titre d'exemple, la figure I.22 montre deux trisections avec des résonateurs rectangulaires [46].

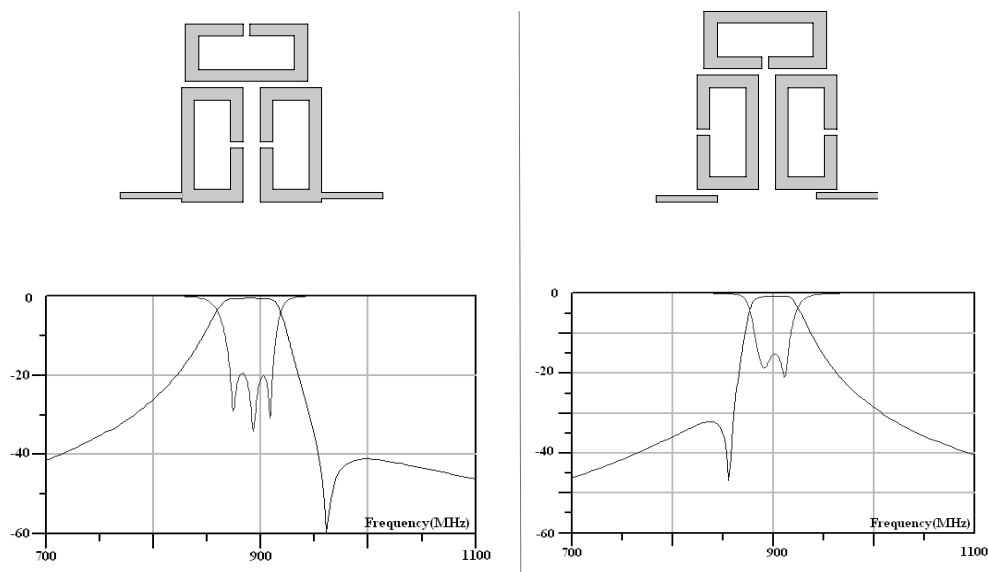


Figure I.22: Trisections avec des résonateurs $\lambda_g/2$ rectangulaires

I.3.3 Les filtres à résonateurs duaux

Les résonateurs duaux (ou patches), appelés aussi résonateurs bimodes, sont des résonateurs surfaciques de géométries variées (rectangulaire, carrée, triangulaire, circulaire) (figure I.23). Ils sont surtout utilisés pour la réalisation d'antennes mais on les trouve de plus en plus souvent dans les filtres microondes. En effet chaque résonateur présente deux modes de résonance orthogonaux, ce qui divise par deux le nombre de résonateurs nécessaires pour un filtre d'un ordre donné par rapport aux résonateurs linéiques classiques et réduit ainsi considérablement l'encombrement du filtre. Par ailleurs les résonateurs duaux permettent une bonne tenue en puissance. Les encoches qu'on observe sur les différents résonateurs de la figure I.23 servent à introduire des dissymétries afin de découpler les deux modes de résonances.

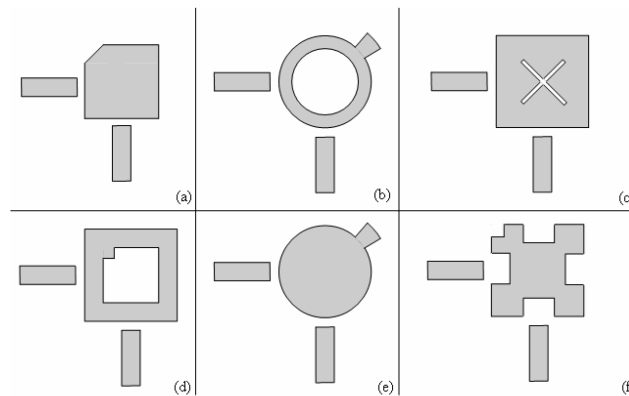


Figure I.23: Exemples de résonateurs duaux

Grâce aux résonateurs patches, des filtres elliptiques d'ordre quatre avec deux zéros de transmission sont réalisables avec seulement deux résonateurs (figure I.24).

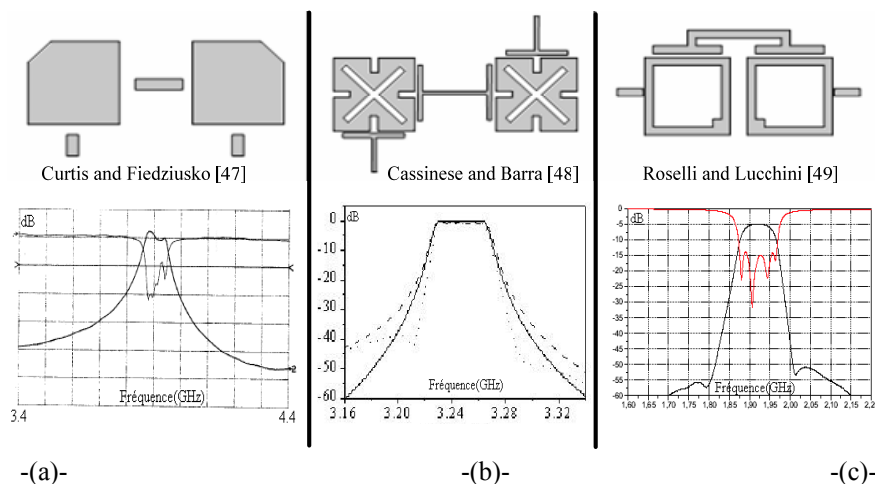


Figure I.24: Filtres utilisant des résonateurs duaux

I.4 Les technologies des filtres planaires

Nous présentons ici les principales technologies utilisées pour la réalisation des filtres planaires précédemment présentés: la technologie microruban (microstrip), la technologie coplanaire, et la technologie multicouches.

I.4.1 La technologie microstrip

La technologie microstrip consiste en un conducteur métallique mince déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique. La face inférieure du substrat est entièrement recouverte de métal (plan de masse).

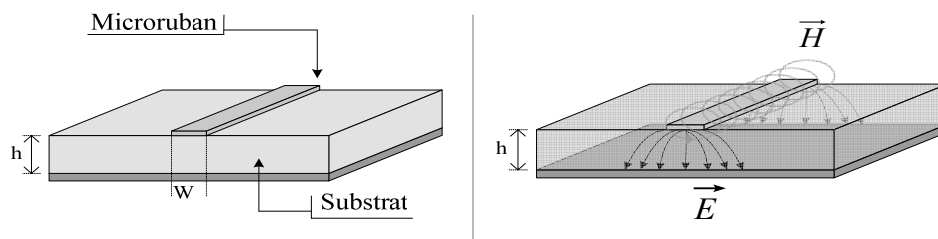


Figure I.25: La technologie microstrip

Le substrat, caractérisé par sa permittivité diélectrique et son épaisseur, sert de support mécanique et de support de propagation du champ électromagnétique. Selon les formules élaborées par E.O. Hammerstad et publiées en 1975 [50], l'impédance caractéristique d'une ligne microstrip est déterminée par le rapport w/h . Afin de résoudre le problème de la forte dispersion des lignes microstrip aux fréquences millimétriques, plusieurs variantes ont ensuite été développées. Le tableau I.1 regroupe ces différentes technologies.

	Configuration De base	Variantes		
Microstrip				
Stripline				
Slotline				
Finline				

Tableau I.1: Variantes de la technologie microstrip

I.4.2 La technologie coplanaire

La technologie coplanaire est présentée figure I.26. Son avantage est de pouvoir connecter un élément à la masse sans passer par des vias dans le substrat, ce qui limite les effets parasites. Un autre avantage de cette technologie est la facilité d'intégration et de report d'autres structures, comme les MMIC, avec un report flip-chips [51]. Par contre cette technologie présente un rayonnement plus important que la technologie microstrip.

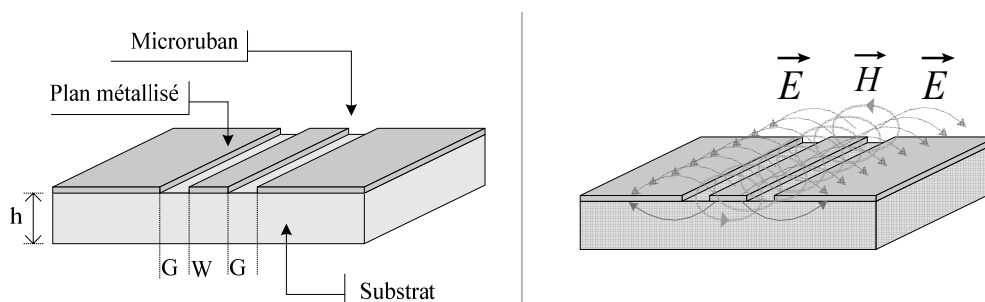


Figure I.26: La technologie coplanaire

Le tableau I.2 compare les principales caractéristiques des différentes technologies de lignes de transmission présentées en II.4.1 et II.5.2

Ligne de transmission	Fréquence (GHz)	Impédance caractéristique (Ohm)	Dimensions	Pertes	Tenue en Puissance
Microstrip	<110 GHz	10-100	Faibles	Elevées	Faible
Stripline	<60 GHz	20-150	Modérées	Faibles	Faible
Stripline Suspendu	<220 GHz	20-150	Modérées	Faibles	Faible
Finline	<220 GHz	20-400	Modérées	Modérées	Faible
Slotline	<110 GHz	60-200	Faibles	Elevées	Faible
Microstrip inversé	<110 GHz	25-130	Faibles	Modérées	Faible
Coplanaire	<110 GHz	40-150	Faibles	Elevées	Faible

Tableau I.2: Comparatif des technologies planaires

I.4.3 La technologie multicouches

La technologie multicouches ou LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) est apparue vers le début des années 1990 pour répondre aux exigences de coût, de performance et de complexité dans le cas des nouvelles applications en bande millimétrique. Cette technologie est basée sur un empilement successif de fines couches de diélectriques et de conducteurs. Les lignes sur des niveaux différents peuvent être reliées par des vias au moment de la réalisation technologique. Ces différentes "feuilles" sont ensuite cuites, à 850°C pour le LTCC, afin de former une structure compacte et homogène. La figure I.27 montre l'exemple d'un filtre à patch dual centré à 29 GHz avec 3dB de pertes d'insertion réalisé en technologie LTCC [52].

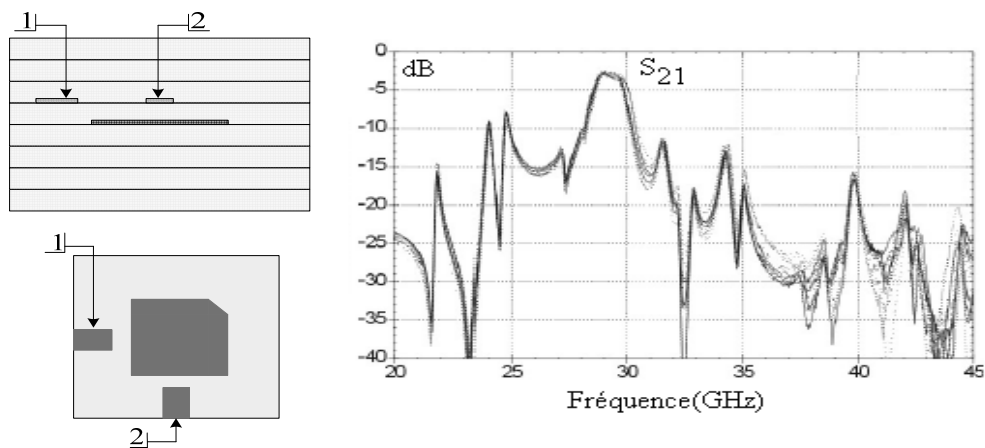


Figure I.27: Exemple d'un filtre en technologie LTCC

Avec cette technologie, il est possible d'intégrer directement dans le substrat des éléments passifs, comme des résistances, des selfs ou des capacités. Cette technologie est donc très compacte car elle permet une réalisation aisée de circuits en trois dimensions. Ainsi, elle sera facile à intégrer avec d'autres éléments en permettant de placer les accès sur le dessus ou le dessous de la structure. En revanche, elle n'apporte pas une réelle diminution des pertes qui pénalisent les circuits planaires.

I.5 Les filtres actifs

Afin de réduire les pertes obtenues avec les technologies précédemment citées, des éléments actifs sont rajoutés sur les filtres planaires passifs. Ceci permet notamment de pouvoir accorder le filtre en fréquence (grâce à une diode varactor qui modifie la longueur électrique du résonateur à la résonance) et de pouvoir compenser les pertes grâce à des circuits MMIC simulant des résistances négatives. La figure I.28 montre un filtre à 2.3 GHz basé sur des inductances actives accordables [53]. Cependant, cette technologie comporte quelques points faibles, comme un mauvais facteur de bruit, des problèmes de linéarité ou de stabilité et une consommation supplémentaire due à la partie active du filtre.

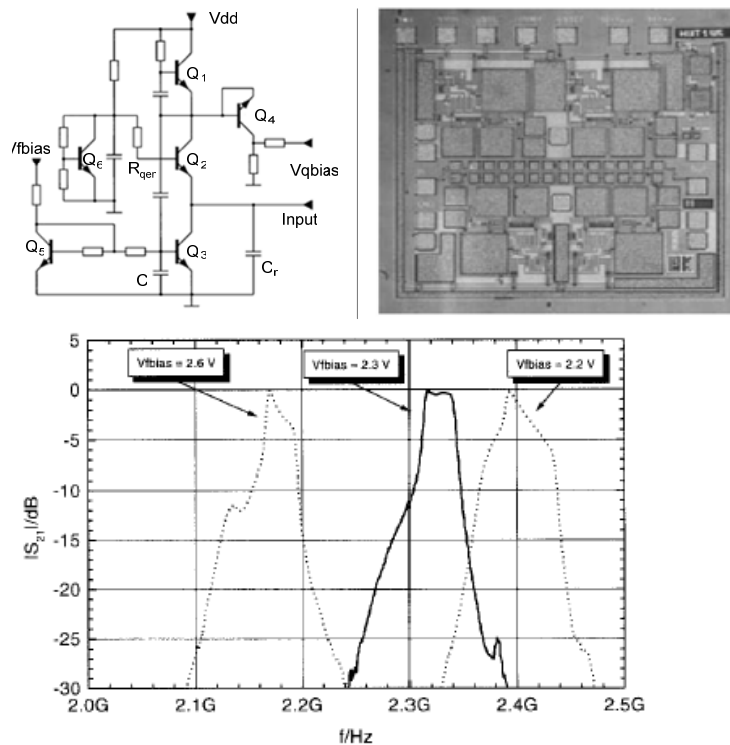


Figure I.28: Exemple de filtre actif

I.6 Les filtres supraconducteurs (HTS)

La découverte de la supraconductivité (HTS-High Temperature Superconductivity) en 1986 a permis l'essor d'une nouvelle technologie de filtrage planaire. Ces filtres, utilisant des films minces supraconducteurs à hautes températures critiques (HTS), permettent d'obtenir des réponses à bandes étroites présentant de très faibles pertes d'insertions.

En effet, les matériaux supraconducteurs possèdent de très petites résistances de surfaces par rapport aux matériaux classiques, ce qui induit des résonateurs planaires ayant des facteurs de qualité à vides élevés.

Les inconvénients des filtres HTS sont la nécessité d'un procédé de refroidissement et une limitation de la puissance supportée, contrairement aux guides d'ondes [54]. A titre d'exemple, la figure I.29 montre un filtre passe-bande elliptique d'ordre quatre avec deux zéros de transmissions et centré à 4 GHz fabriqué en technologie supraconducteur [55].

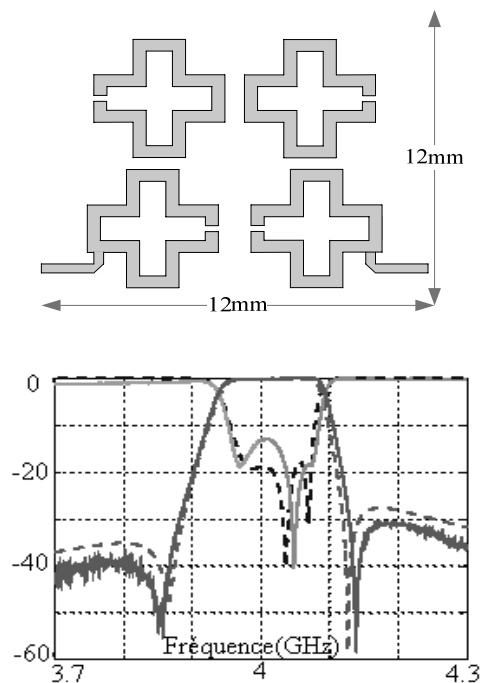


Figure I.29: Filtre supraconducteur d'ordre quatre à 4GHz

I.7 Les filtres à structures périodiques

Les structures périodiques (Photonic Bandgap-PBG) ont été étudiées dès l'apparition des radars microondes et ont d'abord été utilisées pour la réalisation d'antennes par R.E.Collins et F.J.Zucker en 1969 [56]. Le principe de fonctionnement de ces structures est qu'un alignement périodique d'un matériau permettait d'interdire la propagation des ondes sur une plage de fréquence donnée. Les structures périodiques peuvent être diélectriques (trous dans le substrat) ou métalliques (motifs dans le plan de masse). La figure I.30 montre un filtre à lignes couplées parallèlement, avec un plan de masse à structures périodiques [57]. Le seul inconvénient de ce type de structure reste la réalisation dont la mise en œuvre est délicate. En effet, la périodicité des motifs doit être reproductible sur toute la structure, afin d'obtenir de bonnes performances électroniques.

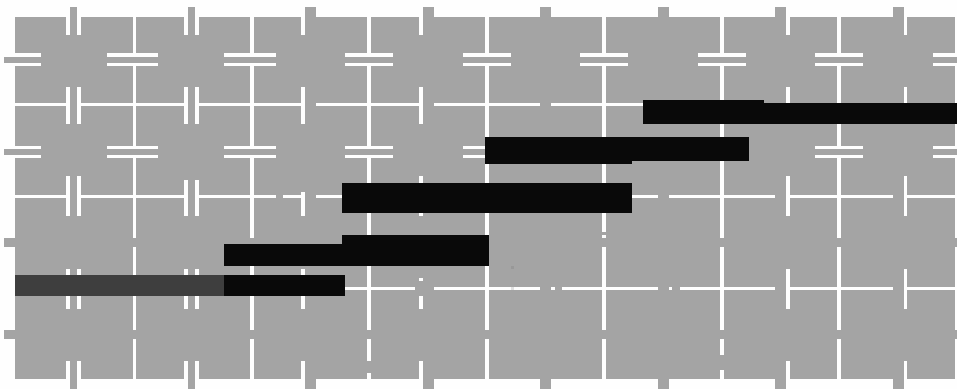


Figure I.30: Filtre à lignes couplées avec un plan de masse à structures périodiques

I.8 Les filtres à ondes acoustiques

Les filtres à ondes acoustiques de surface (SAW-Surface Acoustic Wave) [58] utilisent des matériaux piézoélectriques (quartz, céramique...) déposés en fine couche sur un substrat. Ils sont utilisés dans les systèmes de communication sans fil et surtout dans la téléphonie cellulaire. Leur principe de fonctionnement est le suivant: la couche de matériau piézoélectrique est déposée entre deux électrodes métalliques (figure I.31). L'application d'un champ électromagnétique entre les électrodes permet aux ondes acoustiques de se propager en surface du substrat. Les avantages des filtres à ondes de surface sont liés à leur structure physique : ils sont compacts, intrinsèquement robustes, fiables et reproductibles à grande échelle. La fréquence centrale des filtres et leur réponse en fréquence étant établies par procédé de photolithographie, ils nécessitent peu, voire généralement pas d'opérations de réglage.

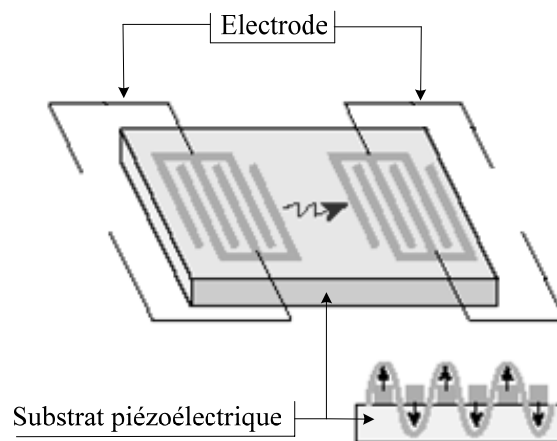


Figure I.31: Principe du filtre SAW

Malgré leur succès, ces composants présentent plusieurs limitations, imposées par leur technologie. En effet, la dimension de ces composants est inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation. Cela a dans un premier temps permis de proposer des composants de très petites dimensions par rapport aux résonateurs diélectriques plus traditionnels. Mais avec l'arrivée de nouveaux standards de téléphonie (GPRS, UMTS, ...) opérant à des fréquences plus importantes (supérieures à 2 GHz), on atteint la limite de résolution des techniques de photolithographie utilisables industriellement.

Pour pallier à ces inconvénients, une nouvelle technologie de filtres basés sur des résonateurs à ondes de volume (ou BAW : *Bulk Acoustic Wave*) [59][60] a été développée. Le principe consiste à exciter un cristal piézoélectrique inséré entre deux électrodes (figure I.32.a). On obtient une résonance lorsque l'épaisseur du cristal est égale à une demi longueur d'onde. La montée en fréquence de ces dispositifs a été rendue possible par les progrès réalisés ces dernières années dans le dépôt de couches minces (de l'ordre du micron) de matériaux piézoélectriques. Ces techniques permettent d'envisager des applications jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 GHz. La figure I.32.b montre un filtre BAW d'ordre 6 à base de résonateurs FBAR (*Film Bulk Acoustic Wave Resonator*) pour application GSM (figure I.32.c). la taille du filtre est de $1.4 \times 2 \text{ mm}^2$.

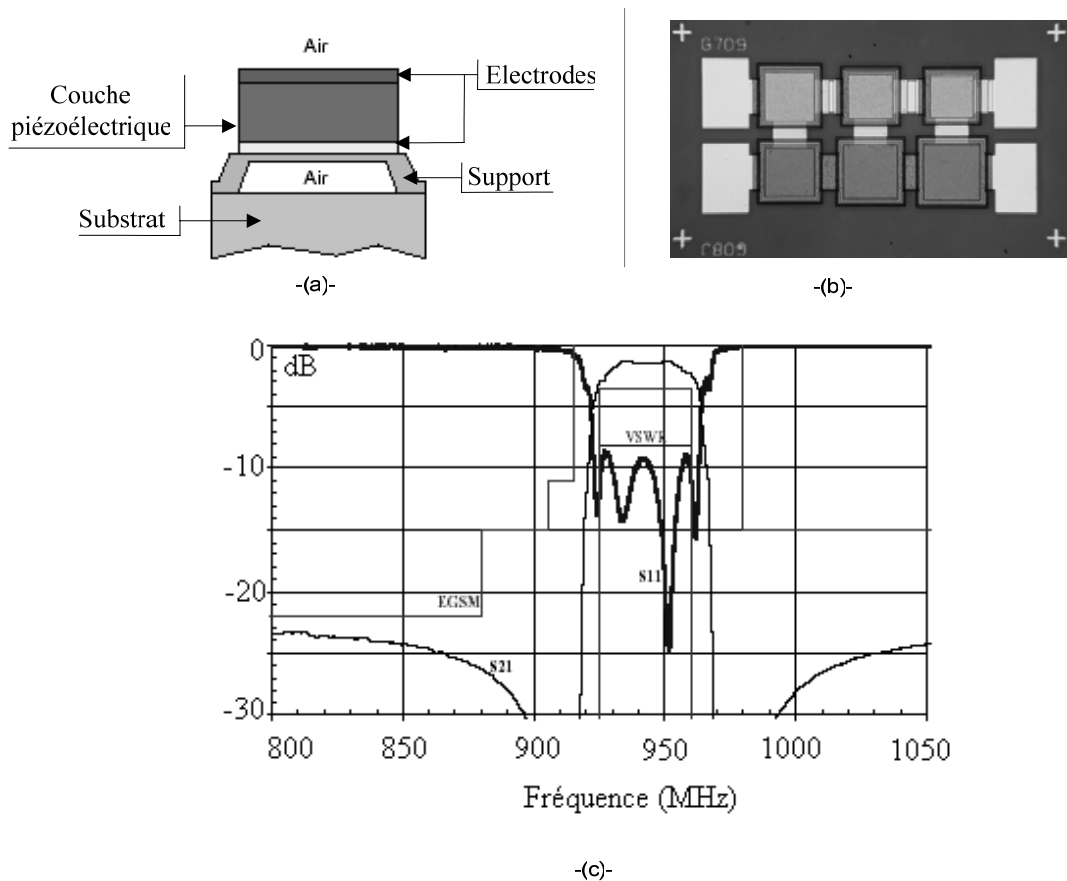
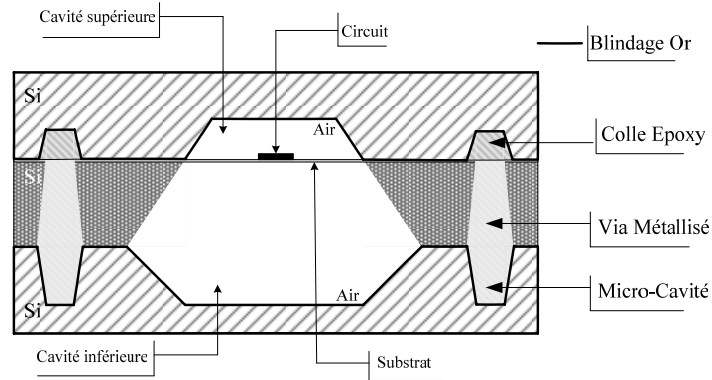


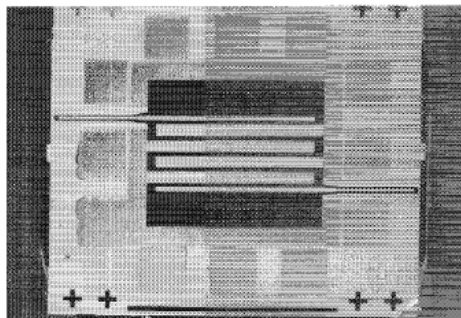
Figure I.32: La technologie à ondes acoustiques de volume

I.9 Les filtres micro-usinés

Lorsqu'on souhaite fabriquer des filtres aux fréquences millimétriques, les technologies microstrip et coplanaire ne conviennent plus, puisque les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement sont très importantes. En 1991, une équipe du "NASA Center for Space Terahertz Technology (University of Michigan-Ann Arbor)" propose un nouveau type de ligne de transmission : la ligne micro-usinée [61]. En effet, le silicium micro-usiné a été utilisé pour réaliser des composants millimétriques, comme des filtres sur membranes ou des antennes [62][63]. La figure I.33.a montre la technologie du micro-usinage : le conducteur métallique du circuit est déposé sur une fine membrane diélectrique suspendue dans l'air, ce qui réduit les pertes diélectriques et la dispersion. La cavité supérieure permet de s'affranchir des pertes par rayonnement, puisque le circuit devient totalement blindé. Cette technologie permet par ailleurs d'offrir une bonne stabilité mécanique et elle est compatible avec l'environnement MMIC du filtre tout en offrant une très grande reproductibilité des circuits. La figure I.33.b montre un filtre interdigité micro-usiné à 12GHz.



-(a)-



-(b)-

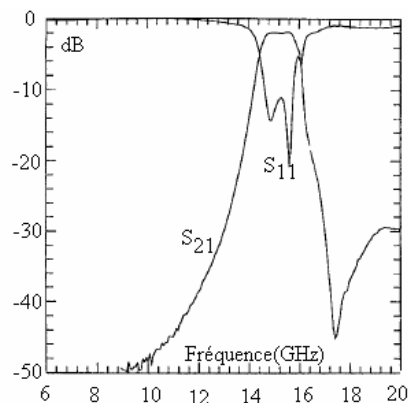


Figure I.33: a-La technologie du micro-usinage b-Exemple de filtre micro-usiné

I.10 Les filtres en substrat suspendu

Le substrat suspendu apparaît dans les années 1960 comme une variante de la ligne microstrip classique [64][65]. Le substrat est positionné dans un boîtier parallélépipédique et le circuit repose sur le substrat. Des cavités à air existent entre le substrat et les capots supérieur et inférieur du boîtier (figure I.34).

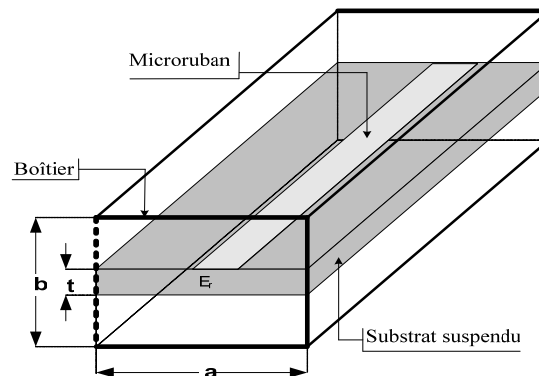


Figure I.34: La technologie du substrat suspendu

La suspension du substrat au milieu d'un boîtier permet une nette amélioration des performances électriques du filtre par rapport à un filtre microstrip classique. En effet, la propagation du champ électromagnétique se fait quasiment dans l'air, et comme le circuit est blindé il y a peu de rayonnement, ce qui augmente le facteur de qualité à vide des résonateurs. Le boîtier doit être correctement dimensionné afin d'éviter la propagation de modes TEM qui peuvent résonner à des fréquences voisines de la plage de fonctionnement du filtre, ce qui perturberait ses caractéristiques de propagation. La figure I.35 montre un filtre en substrat suspendu à 10 GHz, qui utilise les deux faces du substrat [66]. La technologie du substrat suspendu a été retenue pour fabriquer les filtres présentés dans le cadre de cette thèse. Ses caractéristiques seront donc plus amplement détaillées dans le chapitre suivant.

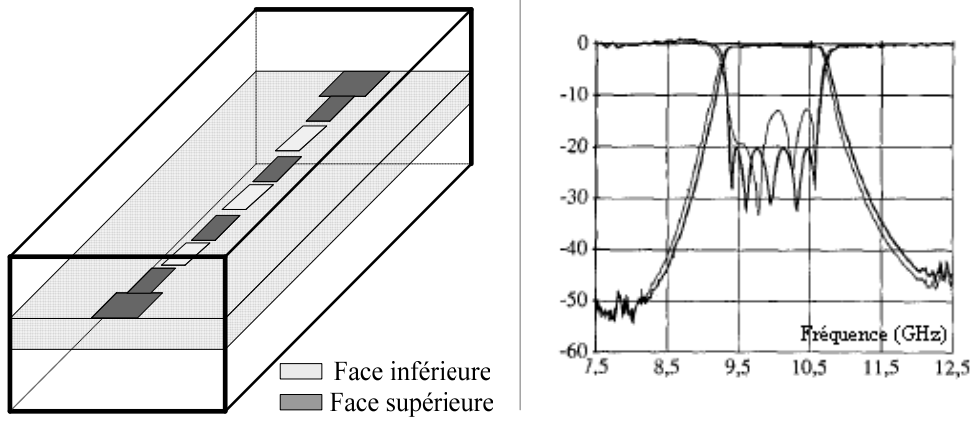


Figure I.35: Exemple de filtre en substrat suspendu

I.11 Conclusion

Cette étude nous a permis de faire un bilan des différentes technologies de filtrage existant à l'heure actuelle. Les avantages et les inconvénients de chacune d'elles ont été présentés. Le choix d'une technologie dépendra donc des contraintes de filtrage, du gabarit spécifié, de la fréquence de travail, du coût et de l'encombrement. Le tableau I.3 regroupe quelques propriétés globales des technologies guides d'ondes et planaires. Le tableau I.4 regroupe les caractéristiques des différentes technologies exposées dans ce chapitre. En ce qui concerne les technologies planaires, et ce quelle que soit la technologie étudiée, la tendance observée est à la miniaturisation des filtres grâce à de nouvelles topologies de filtrage de plus en plus complexes. La figure I.36 montre quelques exemples de résonateurs rencontrés ces dernières années [67][68][69]. L'étude de ces résonateurs est surtout basée sur des simulations électromagnétiques qui permettent d'étudier les différents couplages introduits par les méandres et d'améliorer les caractéristiques de propagation tout en occupant une surface de plus en plus réduite.

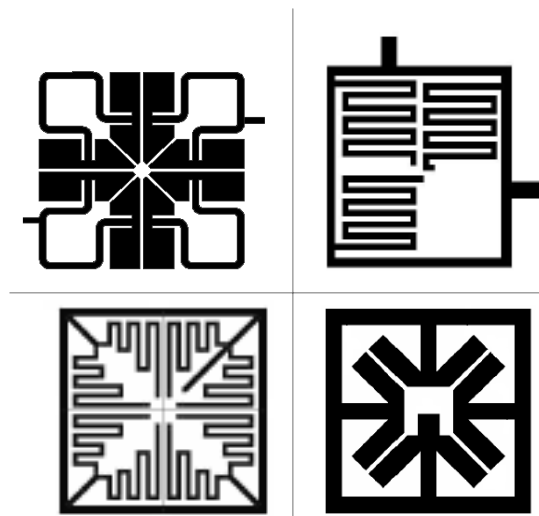


Figure I.36: Nouvelles topologies de résonateurs planaires

Les différentes technologies de filtrage ayant été exposées, nous allons nous intéresser plus particulièrement à la technologie du substrat suspendu qui a été retenue pour la synthèse et la réalisation des filtres. Le chapitre suivant s'attache donc à présenter la synthèse de filtres pseudo-elliptiques en ligne et à étudier l'évolution des caractéristiques des filtres en fonction des paramètres géométriques de la technologie du substrat suspendu.

Technologie guide d'onde	Technologie planaire
peu de pertes par conduction pas de rayonnement	pertes par conduction rayonnement
<u>mais:</u>	<u>mais:</u>
précision d'usinage poids encombrement (aérodynamisme)	réalisation par gravure encombrement et poids réduits meilleure intégration
<u>contraintes économiques:</u>	<u>contraintes économiques:</u>
choix de l'usinage (métal ou plastic métallisé) résistance aux vibrations	choix du substrat choix de la métallisation

Tableau I.3: Comparaison technologie guide d'onde- technologie planaire

Technologie du filtre	Gamme de Fréquences	Encombrement	Puissance admissible	Production à grande échelle	Références
Filtres à modes évanescent	5GHz...100GHz	Volumineux aux basses fréquences	Forte	Faible car Nécessite de réglages	[1]... [6]
Filtres à cavités	30MHz...30GHz	Volumineux aux basses fréquences	Forte	Faible car Nécessite de réglages	[7]... [22]
Filtres à résonateurs diélectriques	500MHz...100GHz	Volumineux aux basses fréquences	Forte	Faible car Nécessite de réglages	[23]... [29]
Filtres plan E	5GHz...100GHz	Volumineux aux basses fréquences	Forte	Faible car Nécessite de réglages	[30]... [33]
Filtres à résonateurs linéiques ou duaux	0.5GHz...100GHz	Faibles Dimensions	Moyenne	Bonne	[34]... [52]
Filtres actifs	1MHz... 100GHz	Faibles Dimensions	Moyenne	Bonne	[53]
Filtres supraconducteurs	0.5GHz...100GHz	Faibles Dimensions	Faible	Bonne	[54] [55]
Filtres à structures périodiques	20GHz...100GHz	Faibles Dimensions	Moyenne	Faible	[56] [57]
Filtres SAW/BAW	1MHz...10GHz	Faibles Dimensions	Moyenne	Bonne	[58]... [60]
Filtres micro-usinés	20GHz...100GHz	Faibles Dimensions	Moyenne	Bonne	[61]... [63]
Filtres à substrat suspendu	2GHz...20GHz	Faibles Dimensions	Forte	Bonne	[64]... [66]

Tableau I.4: Récapitulatif des technologies de filtrage

Chapitre **2** Synthèse de Filtres Pseudo-Elliptiques en Ligne et Application à la Conception de Filtres en Substrat Suspendu

Dans ce chapitre, la synthèse basée sur l'extraction des éléments du réseau d'un prototype passe-bas généralisé sera développée. Elle nous permettra de modéliser des filtres à réponse asymétrique avec des zéros de transmission. Cette synthèse sera appliquée à la conception de filtres en substrat suspendu dont nous développerons les caractéristiques en deuxième partie de chapitre.

II.1 Introduction

Afin de satisfaire au gabarit de filtrage souhaité, la conception d'un filtre fait appel à une synthèse qui permet de déterminer non seulement les valeurs des composants d'un circuit électrique équivalent, mais aussi les coefficients de couplage théoriques entre les résonateurs et le facteur de qualité externe. Ce dernier définit le couplage entre l'entrée du filtre et le premier résonateur du filtre (ainsi que le couplage entre le dernier résonateur et la sortie), tandis que les coefficients de couplage quantifient le couplage entre deux résonateurs. Une telle synthèse est développée en première partie de ce chapitre.

Pratiquement, ces coefficients de couplage dépendent de la topologie du résonateur ainsi que de la technologie de conception du filtre. Les simulations électromagnétiques permettent de calculer les coefficients de couplage entre deux résonateurs de topologie quelconque à partir de leurs fréquences de résonance et de les tracer en fonction de la distance qui les sépare. La détermination expérimentale de ces coefficients de couplage entre deux résonateurs en substrat suspendu est présentée en deuxième partie de ce chapitre. Ainsi nous pouvons passer au dimensionnement du filtre avant de procéder à sa fabrication.

II.2 Approximation et synthèse des filtres de Chebyshev

Un filtre passe-bande est défini à partir du prototype passe-bas par transformation de fréquence [70]. Ce dernier simule l'approximation mathématique de filtrage. Nous pouvons distinguer plusieurs types de filtres: Butterworth, Chebyshev, Bessel. Les réponses en amplitude du passe-bas et du passe-bande idéaux sont représentées figure II.1.

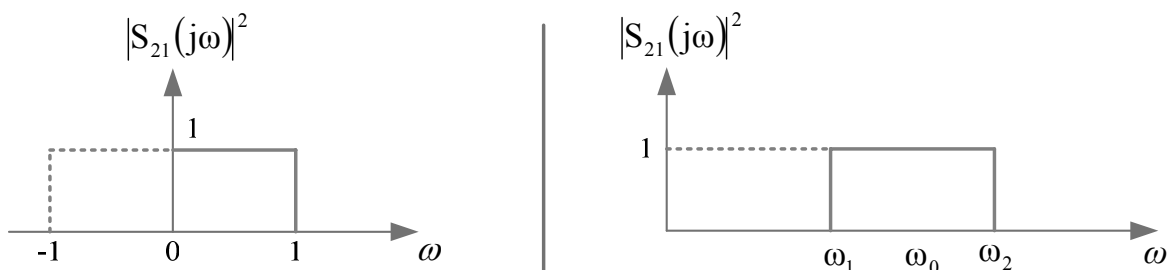


Figure II.1: Réponse normalisée des filtres passe-bas et passe-bande idéaux

La synthèse d'un filtre consiste à prévoir son comportement à l'aide d'une expression mathématique qui doit correspondre au gabarit. Elle permet de modéliser simplement la fonction de transfert d'un filtre et de la réaliser à l'aide de composants électroniques. Les caractéristiques de propagation (transmission, réflexion, temps de propagation, phase) sont déduites à partir du circuit électrique équivalent du filtre.

II.2.1 Filtres de Chebyshev

La fonction de transfert d'un filtre de Chebyshev est la suivante :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)}$$

ε est un paramètre qui caractérise l'ondulation dans la bande passante du filtre, n est l'ordre du filtre et $T_n(\omega)$ est une fonction définie par :

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \arccos \omega) & \omega \leq 1 \\ \operatorname{ch}(n \operatorname{argch} \omega) & \omega > 1 \end{cases}$$

$T_n(\omega)$ oscille entre +1 et -1 et varie très vite lorsque $\omega > 1$, c'est-à-dire lorsqu'on est dans la bande d'atténuation. La figure II.2 montre la réponse de Chebyshev lorsque n varie de 1 à 4.

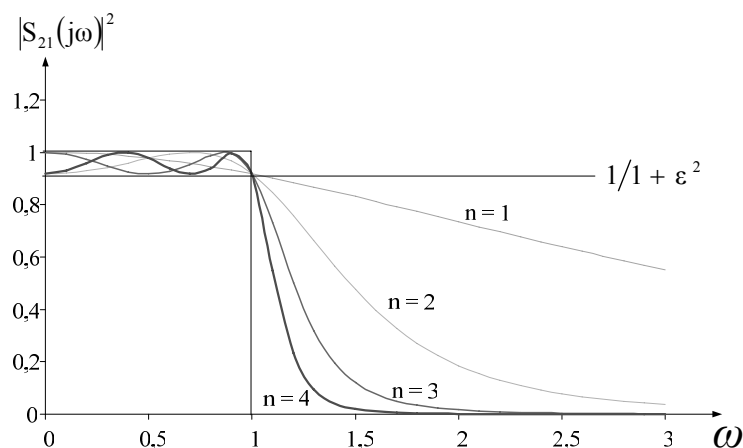


Figure II.2: Réponse en transmission de Chebyshev pour n variant de 1 à 4

II.2.2 Transformation passe-bande

Le filtre passe-bande est obtenu à partir du prototype passe-bas grâce à une transformation de fréquence avec conservation des performances. Cette opération a pour effet de transformer la bande basse fréquence $[-1..+1]$ en une bande passante $[\omega_1.. \omega_2]$. Dans ce type de transformation, l'opération est en fait appliquée à la variable de Laplace. En notant p la variable de Laplace associé au passe-bande et p' celle du prototype passe-bas, alors la transformation s'écrit :

$$p' \rightarrow \alpha \left(\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p} \right) \quad \begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \\ \alpha = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \end{cases}$$

Dans cette expression, ω_0 représente la pulsation "centrale" du filtre et $1/\alpha$ le rapport de bande. Ainsi nous passons du prototype passe-bas au prototype passe-bande [70][71].

II.2.3 Notion de zéro de transmission- Approximation pseudo-elliptique

L'inconvénient du filtre de Chebyshev est sa sélectivité. Pour certaines applications spatiales la sélectivité d'un filtre est primordiale. En effet, lorsque l'on désire isoler la bande utile (présélection) ou la diviser en sous-bandes (multiplexage), il faut tenir compte du recouvrement des bandes passantes. Il est donc nécessaire d'améliorer la réponse au niveau des transitions latérales. Ainsi, deux solutions se présentent :

- ♦ Augmenter l'ordre du filtre. Mais la réalisation d'un filtre est d'autant plus complexe que son ordre est élevé. Par ailleurs, la taille (et le poids) du filtre augmente avec son ordre.
- ♦ Créer des zéros de transmission à des fréquences finies proches de la bande.

$$S_{21} = 0 \Rightarrow A_{dB} = -20 \log |S_{21}| \rightarrow -\infty$$

Ceci se fait grâce à l'approximation des filtres pseudo-elliptiques : c'est une approximation de Chebyshev avec des zéros ramenés à des fréquences finies ω_i .

II.3 Approximation et synthèse des filtres pseudo-elliptiques en ligne

II.3.1 Fonction caractéristique et calcul

La réponse pseudo-elliptique est basée sur l'approximation de Chebyshev [71]...[76] :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(j\omega)} \quad (1)$$

Avec :

$$F_n(\omega) = \begin{cases} \cos \left[(n - n_z) \arccos \omega + \sum_{i=1}^{n_z} \arccos \left(\frac{1 - \omega \omega_i}{\omega - \omega_i} \right) \right] & \text{pour } \omega \in BP \\ \operatorname{ch} \left[(n - n_z) \operatorname{arg ch} \omega + \sum_{i=1}^{n_z} \operatorname{arg ch} \left(\frac{1 - \omega \omega_i}{\omega - \omega_i} \right) \right] & \text{pour } \omega \in BA \end{cases}$$

BP=Bande Passante

BA=Bande Atténuée

n est l'ordre du filtre, n_z est le nombre de zéros de transmission et $\omega_i (1 < i < n_z)$ est la pulsation de résonance du $i^{\text{ème}}$ zéro de transmission.

Il est possible de développer $F_n(\omega)$ sous la forme d'une fraction polynomiale.

$$F_n(\omega) = \frac{E_n^+ + E_n^-}{2Q_n} \quad (2)$$

Avec:

$$Q_n(\omega) = \prod_{i=1}^n (1 - \omega/\omega_i) \quad (3)$$

$$E_n^+(\omega) = \prod_{i=1}^n \left[(\omega - 1/\omega_i) + (1 - 1/\omega_i^2)^{1/2} \omega' \right] \quad (4)$$

$$E_n^-(\omega) = \prod_{i=1}^n \left[(\omega - 1/\omega_i) - (1 - 1/\omega_i^2)^{1/2} \omega' \right] \quad (5)$$

$$\omega' = \sqrt{\omega^2 - 1}$$

La détermination des coefficients des polynômes de $F_n(\omega)$ passe par le calcul des fonctions $E_n^+(\omega)$ et $E_n^-(\omega)$. Ces polynômes sont calculés de façon itérative. Les paramètres initiaux qui permettent de les générer sont :

- ♦ L'ondulation dans la bande
- ♦ L'ordre du filtre
- ♦ Les fréquences respectives des zéros de transmission

Ecrivons :

$$E_n^+(\omega) = P_n(\omega) + M_n(\omega) \quad (6)$$

$$E_n^-(\omega) = P_n(\omega) - M_n(\omega) \quad (7)$$

Ce qui donne :

$$F_n(\omega) = \frac{P_n}{Q_n} \quad (8)$$

Les polynôme P_n et M_n sont générés comme suit:

$$P_1(\omega) = -\frac{1}{\omega_1} + \omega \quad M_1(\omega) = \left(1 - 1/\omega_1^2\right)^{\frac{1}{2}} \omega' \quad (9)$$

$$\begin{cases} P_2(\omega) = \omega P_1(\omega) - P_1(\omega) / \omega_2 + \omega' \left(1 - 1/\omega_2^2\right)^{\frac{1}{2}} M_1(\omega) \\ M_2(\omega) = \omega' M_1(\omega) - M_1(\omega) / \omega_2 + \omega' \left(1 - 1/\omega_2^2\right)^{\frac{1}{2}} P_1(\omega) \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} P_n(\omega) = \omega P_{n-1}(\omega) - P_{n-1}(\omega) / \omega_n + \omega' \left(1 - 1/\omega_n^2\right)^{1/2} M_{n-1}(\omega) \\ M_n(\omega) = \omega' M_{n-1}(\omega) - M_{n-1}(\omega) / \omega_n + \omega' \left(1 - 1/\omega_n^2\right)^{1/2} P_{n-1}(\omega) \end{cases} \quad (11)$$

Le polynôme Q_n est généré comme suit:

$$Q_1(\omega) = 1 - \frac{\omega}{\omega_1} \quad (12)$$

$$Q_2(\omega) = \left(1 - \frac{\omega}{\omega_2}\right) Q_1(\omega) \quad (13)$$

Ceci se poursuit par itération jusqu'à l'ordre n_z (nombre de zéros de transmission).

$$Q_{n_z}(\omega) = \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{n_z}}\right) Q_{n_z-1}(\omega) \quad (14)$$

La programmation de la détermination de P et Q nous permet alors de déduire toutes les fonctions caractéristiques du filtre : le coefficient de réflexion S_{11} , le coefficient de transmission S_{21} , la phase ϕ et le temps de propagation de groupe τ :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(j\omega)} = \frac{Q_n^2(j\omega)}{Q_n^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_n^2(j\omega)} \quad (15)$$

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 P_n^2(j\omega)}{Q_n^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_n^2(j\omega)} \quad (16)$$

ϕ représente la fonction phase. C'est l'argument de la fonction de transfert.

En écrivant $S_{21}(p) = \frac{P_n(p)}{\varepsilon R_n(p)}$ et en notant r_k les racines du polynôme $R_n(p)$, on a :

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \sum_{k=1}^n \arctan \frac{\omega - \text{Im}(r_k)}{-\text{Re}(r_k)} \quad (17)$$

Le temps de propagation de groupe TPG (ou temps de retard de groupe ou temps de transit), noté τ , est une notion plus importante que la phase car il exprime la façon dont les composantes fréquentielles sont retardées par le système. Il est déterminé grâce à la dérivée de la fonction phase :

$$\tau(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \sum_{k=1}^n \frac{-\text{Re}(r_k)}{[\text{Re}(r_k)]^2 + [\omega - \text{Im}(r_k)]^2} \quad (18)$$

Donc si nous avons une phase linéaire, le temps de transit sera invariant avec la fréquence. Chaque composante fréquentielle subit donc le même retard entre la sortie et l'entrée. Cette considération n'est pas valable en pratique où le TPG n'est jamais constant, en particulier à proximité des fréquences de coupure.

II.3.2 Extraction numérique des racines

Après avoir déterminé les polynômes $P(j\omega)$ et $Q(j\omega)$, nous pouvons calculer les fonctions de transfert et de pertes en réflexion. Pour cela, il faut tout d'abord s'assurer de la stabilité du système (réponse nulle lorsque $t \rightarrow \infty$). Dans le plan complexe de Laplace, ceci se traduit par le fait que toutes les racines en p doivent être à partie réelle négative et appartiennent donc au demi-plan gauche. Les polynômes $S_{21}(p)$ et $S_{11}(p)$ sont alors appelés polynômes de Hurwitz et ils sont reconstitués à partir des racines extraites.

La méthode numérique adoptée pour extraire les racines deux par deux d'un polynôme est celle de Bairstow. Cette méthode est basée sur le principe suivant:

Nous désirons déterminer les racines d'un polynôme d'ordre n .

$$P_n(x) = a_0x^n + a_1x^{n-1} + a_2x^{n-2} + a_3x^{n-3} + \dots + a_{n-1}x + a_n \quad n > 2 \quad (19)$$

On extrait un premier polynôme d'ordre 2 de façon que $P_n(x)$ s'écrive sous la forme:

$$P_n(x) = (x^2 + px + q)(b_0x^{n-2} + b_1x^{n-3} + \dots + b_{n-3}x + b_n) + Rx + S \quad (20)$$

Les coefficients p , q et b_i sont à déterminer tels que $R=S=0$. Le trinôme $x^2 + px + q$ est alors facteur de $P_n(x)$. Cela nous ramène à un polynôme d'ordre inférieur d'un degré deux. On reproduit l'opération jusqu'à ce que le polynôme restant soit réduit à un ordre un ou deux selon que $P_n(x)$ soit d'ordre impair ou pair respectivement.

Une fois que toutes les racines sont extraites, seules celles du demi-plan gauche sont retenues afin d'assurer la stabilité du système. La méthode de calcul et le fonctionnement du simulateur informatique se résument par l'organigramme de la Figure II.3:

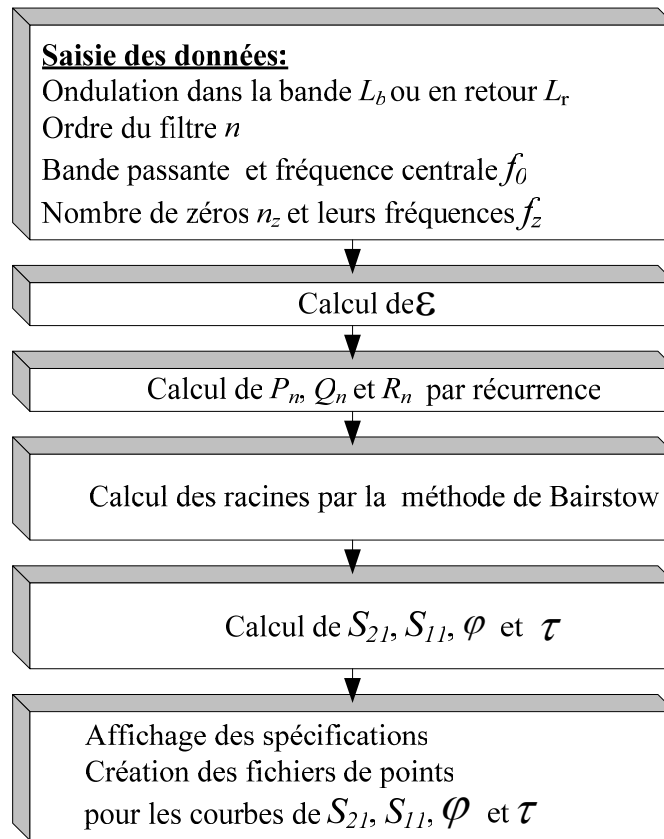


Figure II.3: Organigramme de synthèse des filtres pseudo-elliptiques

II.3.3 Comparaison des réponses avec et sans zéros de transmission

Nous représentons ici deux filtres ayant les mêmes spécifications ($f_0=10$ GHz, bande passante= 400 MHz), l'un étant de Chebyshev et l'autre de type pseudo-elliptique avec un zéro de chaque côté de la bande. Il apparaît qu'aux transitions entre bande passante et bande d'arrêt, la réjection est très nettement améliorée grâce aux zéros.

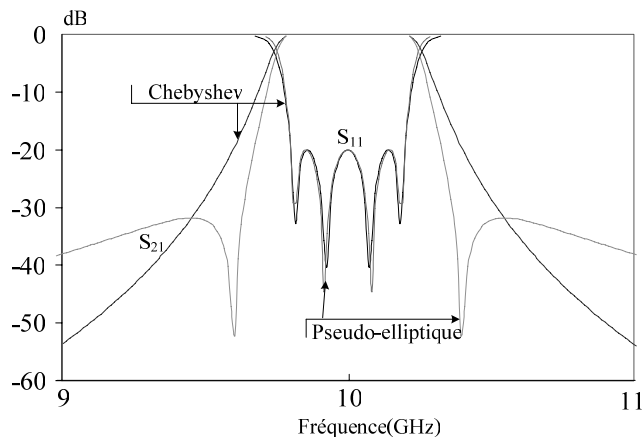


Figure II.4: Comparaison des réponses avec et sans zéros de transmission

II.4 Circuit équivalent

Le circuit équivalent est nécessaire pour pouvoir associer un modèle électrique à la structure de filtrage. Il nous permettra de synthétiser le filtre recherché et de simuler sa réponse en transmission et en réflexion. La forme la plus générale du réseau d'un prototype passe-bas généralisé pouvant générer des caractéristiques de transfert asymétriques a été donnée pour la première fois par S.A.Mohamed et L.F.Lind [77]. Elle est représentée dans la figure suivante par un réseau en cascade replié sur lui-même et composé d'inverseurs d'admittance J_{ij} indépendants de la fréquence, de capacités C_i et de susceptances B_i . Ces dernières jouent un rôle primordial pour donner un caractère dissymétrique à la réponse, tandis que les inverseurs d'admittance représentent les couplages entre les résonateurs qui sont modélisés par le circuit (C_i, B_i) .

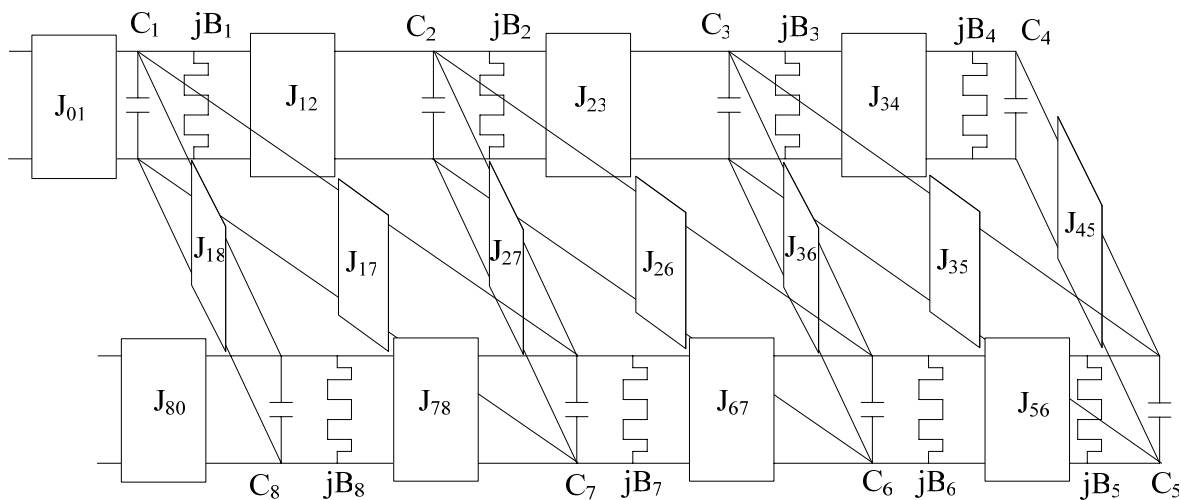


Figure II.5: Forme générale d'un prototype passe-bas à réponse asymétrique

II.4.1 Résonateur en contre-réaction avec un inverseur

Le réseau prototype passe-bas synthétisé (figure II.6.a) est une variante du réseau prototype précédent. Il est constitué de résonateurs en parallèle, couplés par des inverseurs d'admittance. Ces derniers, placés en contre-réaction, produisent des couplages entre résonateurs non-adjacents et par conséquent des zéros de transmission. La figure II.6.b montre le même réseau mais constitué de résonateurs série couplés par des inverseurs d'impédance.

L'équivalence entre ces deux réseaux, lorsque $L_i = C_i$, $X_i = B_i$ et $K_i = -1/J_i$, est détaillée en annexe 1. La figure II.7 présente les prototypes passe-bande associés aux prototypes passe-bas. Ces réseaux prototypes mettent en évidence que chaque résonateur parallèle (ou série) peut produire un zéro de transmission lorsqu'on lui adjoint un inverseur d'admittance (ou d'impédance respectivement). Ils peuvent donc synthétiser un filtre d'ordre n avec n zéros de transmission.

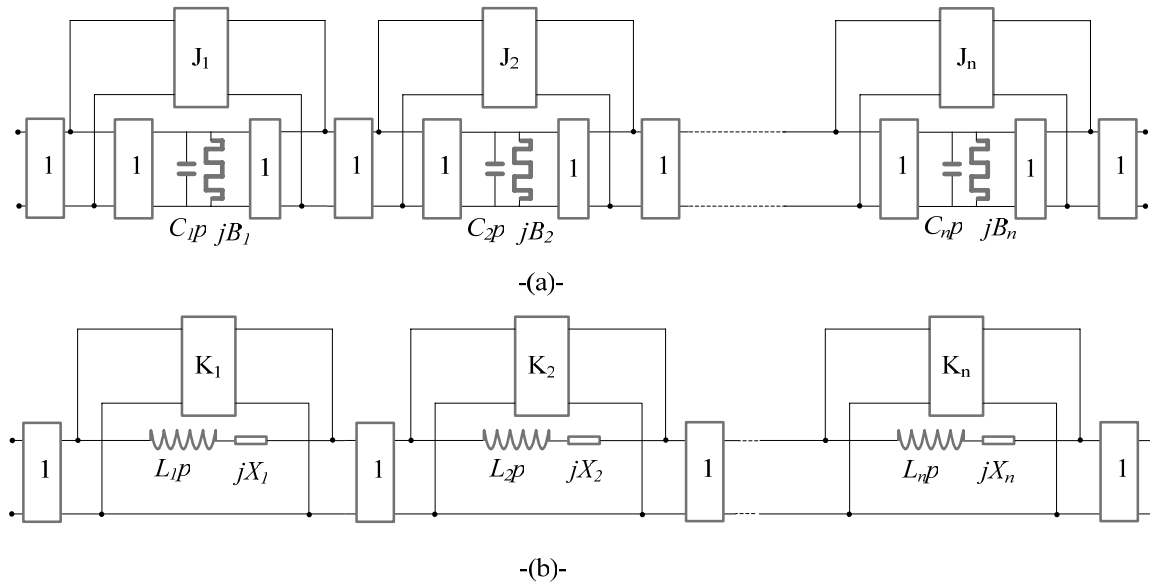


Figure II.6: Forme générale d'un prototype passe-bas à réponse asymétrique
a-Résonateurs parallèles avec inverseurs d'admittance
b-Résonateurs série avec inverseurs d'impédance

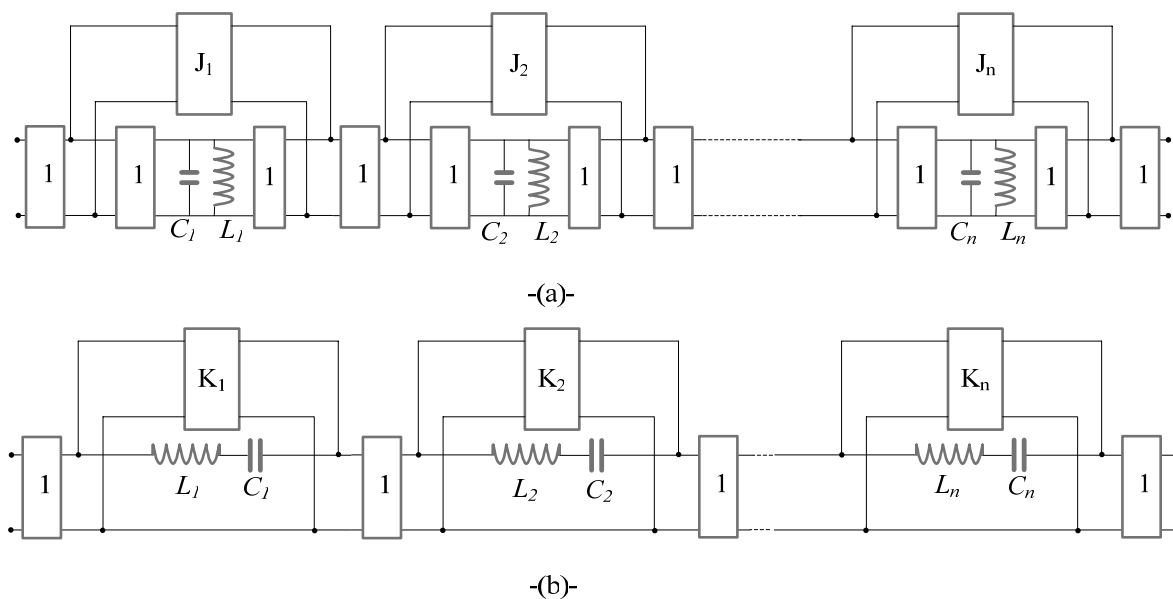


Figure II.7: Forme générale d'un prototype passe-bande à réponse asymétrique
a-Résonateurs parallèles avec inverseurs d'admittance
b-Résonateurs série avec inverseurs d'impédance

L'étude de l'élaboration des zéros de transmission est appuyée sur l'analyse du circuit élémentaire présenté par la figure II.8.a :

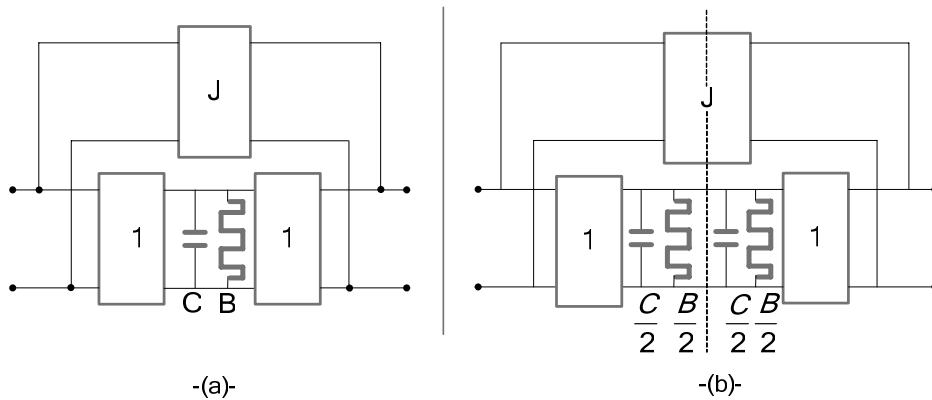


Figure II.8: a-Résonateur en contre-réaction avec un inverseur
b-Plan de symétrie

L'originalité de ce circuit est la présence de l'inverseur J placé en contre-réaction avec le résonateur. En scindant le résonateur en son milieu par un axe de symétrie (figure II.8.b) [78] [79], l'étude se ramène à la considération des modes pair et impair, d'après le théorème de la bissection ou de Bartlett. Notre recherche se réfère au demi-réseau électrique. L'inverseur d'admittance J en parallèle sur le circuit est transformé selon le circuit en π , où jJ qualifie l'admittance de l'inverseur (figure II.9).

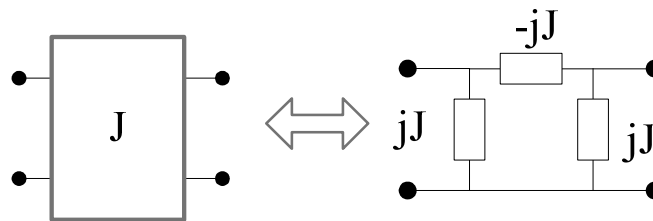


Figure II.9: Circuit en π de l'inverseur d'admittance

Mode pair et mode impair

Le mode pair est obtenu en plaçant un circuit ouvert dans le plan de symétrie du demi-réseau (figure II.10.a).

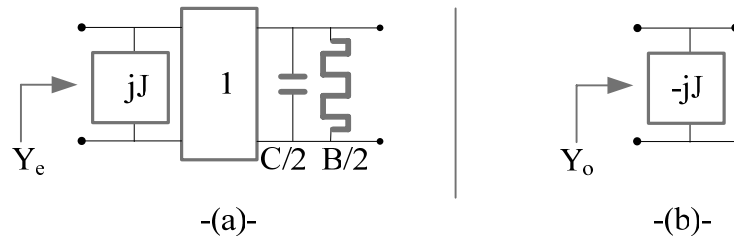


Figure II.10: Calcul de l'admittance de l'élément fondamental
a-Mode pair (even)-b-Mode impair (odd)

$$\text{L'admittance paire s'écrit alors : } Y_e = jJ + \frac{1}{\frac{C}{2}p + j\frac{B}{2}} \quad (21)$$

Le mode impair est obtenu en plaçant un court-circuit dans le plan de symétrie du demi-réseau (figure II.10.b). L'admittance impaire s'écrit alors :

$$Y_o = -jJ \quad (22)$$

Fonction de transfert du résonateur couplé

La fonction de transfert de l'ensemble s'établit à l'aide des admittances paires et impaires :

$$S_{21}(p) = \frac{Y_e - Y_o}{(1 + Y_e)(1 + Y_o)} \quad (23)$$

$$S_{21}(p) = \frac{jJ(pC + jB) + 1}{(1 - jJ) \left[1 + (1 + jJ) \left(\frac{C}{2}p + j\frac{B}{2} \right) \right]} \quad (24)$$

On remarque alors que le numérateur de la fonction de transfert est nul pour la fréquence ω_i telle que :

$$\omega_i = -\frac{I}{C} \left(B - \frac{I}{J} \right) \quad (25)$$

En changeant la valeur de B en $-B$ et celle de J en $-J$, la pulsation du zéro ω_i prend alors la valeur $-\omega_i$. Nous pouvons donc écrire :

$$\omega_i = \pm \frac{I}{C} \left| B - \frac{I}{J} \right| \quad (26)$$

Ceci nous donne deux configurations possibles de gain, comme le montre la figure suivante :

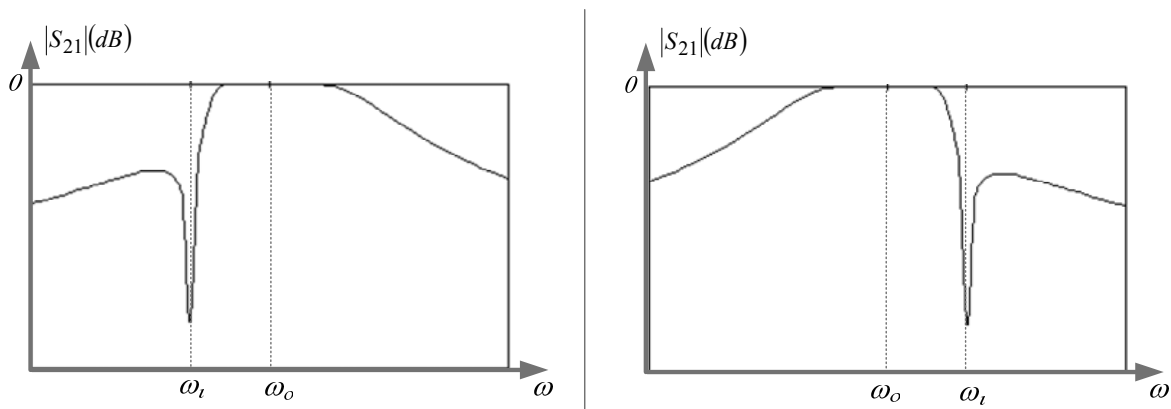


Figure II.11: Deux configurations de gain possibles pour le résonateur couplé

Grâce à la configuration de l'inverseur d'admittance placé en contre-réaction avec le résonateur, il est donc possible de créer un zéro de transmission et de contrôler sa position par rapport à la bande passante.

Le réseau que nous venons de présenter est donc capable de créer des fonctions de transfert à réponse asymétrique, avec des zéros de transmission des deux côtés de la bande passante selon le signe du couplage créé par l'inverseur d'admittance placé en contre-réaction avec le résonateur. Nous pouvons passer maintenant à la synthèse de ce réseau, c'est-à-dire déterminer les valeurs des capacités C_i , des susceptances B_i et des inverseurs d'admittance J_{ij} à partir du gabarit de filtrage souhaité.

II.4.2 Réseau synthétisable - Analyse

En utilisant le circuit équivalent en π de l'inverseur d'admittance (figure II.9) [80] [81] [82], le schéma équivalent du résonateur avec l'inverseur en contre-réaction devient:

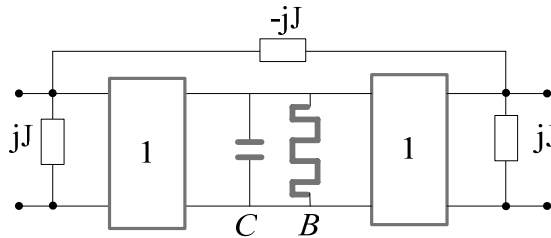


Figure II.12: Réseau équivalent de l'élément fondamental

En remplaçant l'admittance en parallèle par une impédance en série de même valeur (figure II.13.a), le résonateur avec contre-réaction est donc équivalent au circuit de la figure II.13.b, avec $L=C$ et $X=B$.

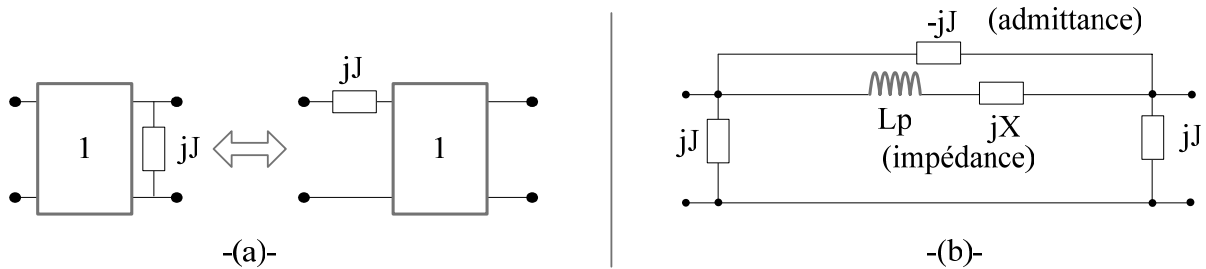


Figure II.13: a-Equivalence admittance parallèle/impédance série
b-Réseau équivalent de l'élément fondamental

Il est important de noter que dans ce circuit, l'élément série (Lp, jX) représente une impédance alors que le couplage ($-jJ$) est une admittance. La combinaison de ces deux caractères différents est l'objet de l'étude du circuit intermédiaire suivant:

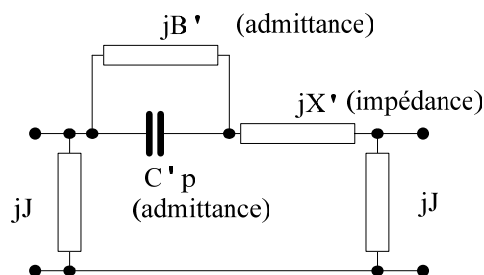


Figure II.14: Circuit intermédiaire

La synthèse de ce circuit nous permet de déterminer les valeurs de B' , C' et X' . Les deux circuits sont ainsi équivalents si et seulement si :

$$\begin{cases} J = 1/X' \\ L = X'^2 C' \\ X = (X' B' - 1)X' \end{cases} \text{ ou alors } \begin{cases} J = 1/X' \\ L = C'/J^2 \\ X = -(J + C' \omega_i)/J \end{cases}$$

L'impédance du circuit intermédiaire s'écrit : $Z(p) = \frac{1}{C' p + jB'} + jX'$ (27)

A la fréquence particulière ω_i nous posons :

$$C'p + jB' \Big|_{p=j\omega_i} = jC'\omega_i + jB' \equiv 0 \Rightarrow B' = -\omega_i C'$$

donc $Z(p) \Big|_{p=j\omega_i} \rightarrow \infty$

L'élément $(C'p, jB')$ se comporte comme un circuit ouvert à la fréquence ω_i . Le signal en sortie est nul et on a donc un zéro de transmission. Cette synthèse nous permet donc de remonter au circuit fondamental et nous pouvons ainsi déterminer le prototype passe-bas.

II.4.3 Réseau synthétisable – Extraction des éléments

La méthode d'extraction est la première étape dans le développement d'un algorithme donnant la synthèse généralisée. Le réseau prototype est une mise en cascade de pseudo-résonateurs (C, B) (figure II.15.a) qui sont des simples pôles et de circuits intermédiaires (figure II.15.b), qui représentent un pôle et un zéro chacun. Tout circuit contenant un résonateur couplé doit être développé d'abord sous la forme du circuit intermédiaire synthétisable.

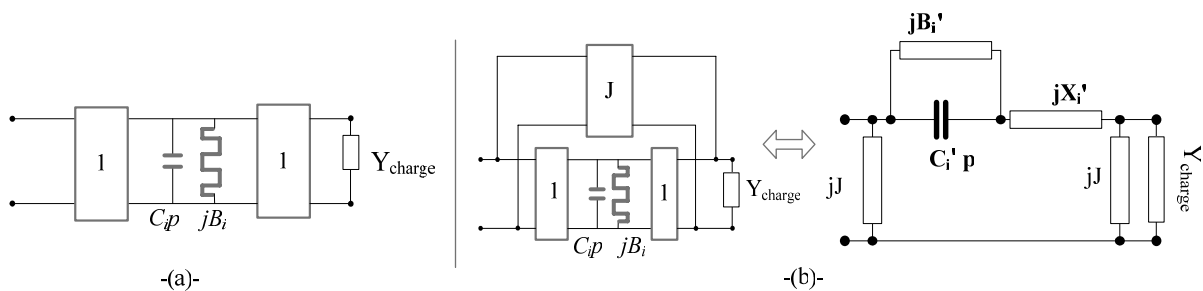


Figure II.15: a-Pseudo-résonateur
b-Résonateur avec inverseur en contre-réaction et circuit intermédiaire équivalent

Le pseudo-résonateur présente une admittance telle que:

$$Y(p) = \frac{I}{C_i p + jB_i + \frac{I}{Y_{charge}}} \quad \text{ou alors} \quad Z(p) = C_i p + jB_i + \frac{I}{Y_{charge}} \quad (28)$$

Ainsi pour extraire une capacité il suffit de diviser l'expression de $Z(p)$ par p et la faire tendre vers l'infini :

$$\left. \frac{Z(p)}{p} \right|_{p \rightarrow \infty} = C_i \quad (29)$$

Nous soustrayons l'admittance $C_i p$:

$$Z(p) - C_i p = jB_i + \frac{I}{Y_{charge}} \quad (30)$$

Il reste donc une quantité complexe, en séparant la partie réelle de la partie imaginaire, l'extraction de la susceptance B_i et de Y_{charge} est immédiate.

Les deux circuits de la figure II.15.b sont équivalents lorsque :

$$\begin{aligned} J &= I/X_i' \\ C_i &= X_i'^2 C_i' \\ B_i &= (X_i' B_i' - 1)X_i' \\ B_i' &= -\omega_i C_i' \end{aligned} \quad (31)$$

Pour la synthèse du circuit intermédiaire l'admittance s'écrit :

$$Y(p) = jJ + \frac{I}{\frac{I}{C_i'(p - j\omega_i)} + \frac{j}{J} + \frac{I}{jJ + Y_{charge}}} \quad (32)$$

En appliquant $p = j\omega_i$ on obtient le couplage J :

$$Y(p = j\omega_i) = jJ \quad (33)$$

Calculons le résidu :

$$Z(p) = \frac{I}{Y(p) - jJ} - \frac{j}{J} = \frac{I}{C_i'(p - j\omega_i)} + \frac{I}{jJ + Y_{charge}} \quad (34)$$

En multipliant chaque membre par $(p - j\omega_i)$:

$$(p - j\omega_i)Z(p) = \frac{I}{C_i'} + \frac{p - j\omega_i}{jJ + Y_{charge}} \quad (35)$$

Avec $p = j\omega_i$:

$$(p - j\omega_i)Z(p) \Big|_{p=j\omega_i} = \frac{I}{C_i'} \quad (36)$$

Ainsi la capacité C_i' est extraite. On poursuit la synthèse en calculant le résidu :

$$Z_i(p) = \frac{I}{Y(p) - jJ} - \frac{j}{J} - \frac{I}{C_i'(p - j\omega_i)} = \frac{I}{jJ + Y_{charge}} \quad (37)$$

En séparant la partie réelle et la partie imaginaire nous obtenons l'admittance de charge Y_{charge} . Les éléments du résonateur couplé sont donnés par les éléments du circuit intermédiaire :

$$C_i = \frac{C_i'}{J^2} \quad \text{et} \quad B_i = \frac{-J + C_i' \omega_i}{J^2} \quad (38)$$

II.5 Algorithme de synthèse des filtres pseudo-elliptiques

II.5.1 Exemple de synthèse

Pour illustrer la synthèse du prototype, nous donnons un exemple où il s'agit d'extraire deux pseudo-résonateurs et un résonateur couplé (filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission):

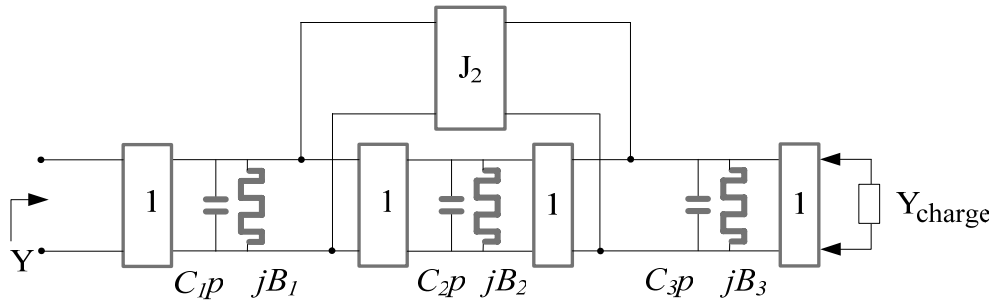


Figure II.16: Prototype passe-bas d'ordre trois avec un zéro de transmission

► Passage au réseau avec le circuit intermédiaire:

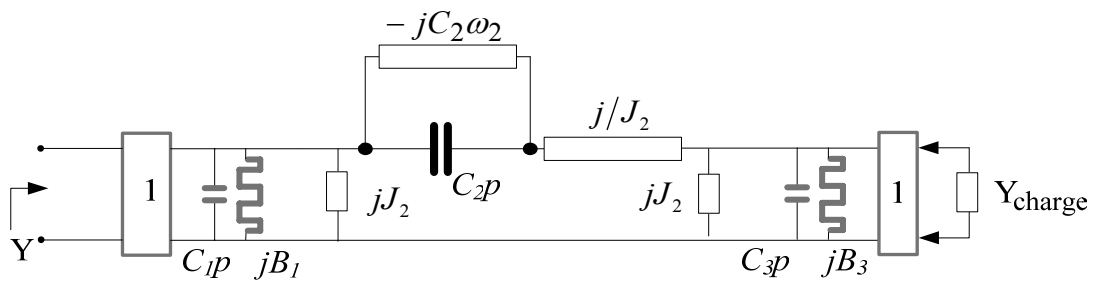


Figure II.17: Prototype passe-bas d'ordre trois avec le circuit intermédiaire

► Admittance d'entrée du réseau:

$$Y(p) = C_1 p + jB_1 + jJ_2 + \frac{1}{\frac{j}{J_2} + \frac{1}{C_2(p - j\omega_2)} + \frac{1}{C_3 p + jB_3 + jJ_2 + \frac{1}{Y_{charge}}}} \quad (39)$$

► Extraction du premier pseudo résonateur puis du résidu:

$$\left. \frac{Y(p)}{p} \right|_{p \rightarrow \infty} = C_1 \quad (40)$$

$$Y_1(p) = Y(p) - C_1 p$$

$$Y_1(p) \Big|_{p \rightarrow \infty} = jB_1 + jJ_2 - jJ_2 = jB_1$$

$$Y_2(p) = Y_1(p) - jB_1 \quad (41)$$

► Calcul du couplage J_2 et du résidu:

$$Y_2(p) \Big|_{p=j\omega_2} = jJ_2 \quad (42)$$

$$Z_2(p) = \frac{1}{Y_2(p) - jJ_2} - \frac{j}{J_2} = \frac{I}{C_2(p - j\omega_2)} + \frac{I}{C_3 p + jB_3 + jJ_2 + \frac{I}{Y_{charge}}} \quad (43)$$

► Calcul de la capacité C_2 et du résidu:

$$(p - j\omega_2)Z_2(p) = \frac{I}{C_2} + \frac{(p - j\omega_2)}{C_3 p + jB_3 + jJ_2 + \frac{I}{Y_{charge}}} \quad (44)$$

$$(p - j\omega_2)Z_2(p) \Big|_{p=j\omega_2} = \frac{I}{C_2} \quad (45)$$

$$Z_3(p) = Z_2(p) - \frac{I}{C_2(p - j\omega_2)} = \frac{I}{C_3 p + jB_3 + jJ_2 + \frac{I}{Y_{charge}}} \quad (46)$$

$$Y_3(p) = \frac{I}{Z_3(p)} = C_3 p + j(B_3 + J_2) + \frac{I}{Y_{charge}} \quad (47)$$

$$\left. \frac{Y_3(p)}{p} \right|_{p \rightarrow \infty} = C_3 \quad (48)$$

$$Y_4(p) = Y_3(p) - C_3 p - jJ_2 = jB_3 + \frac{I}{Y_L} \quad (49)$$

On sépare la partie réelle et la partie imaginaire et on obtient B_3 et Y_{charge} . Tout le réseau prototype est ainsi déterminé.

Un algorithme de calcul permettant la programmation de cette synthèse est élaboré et présenté figure II.18:

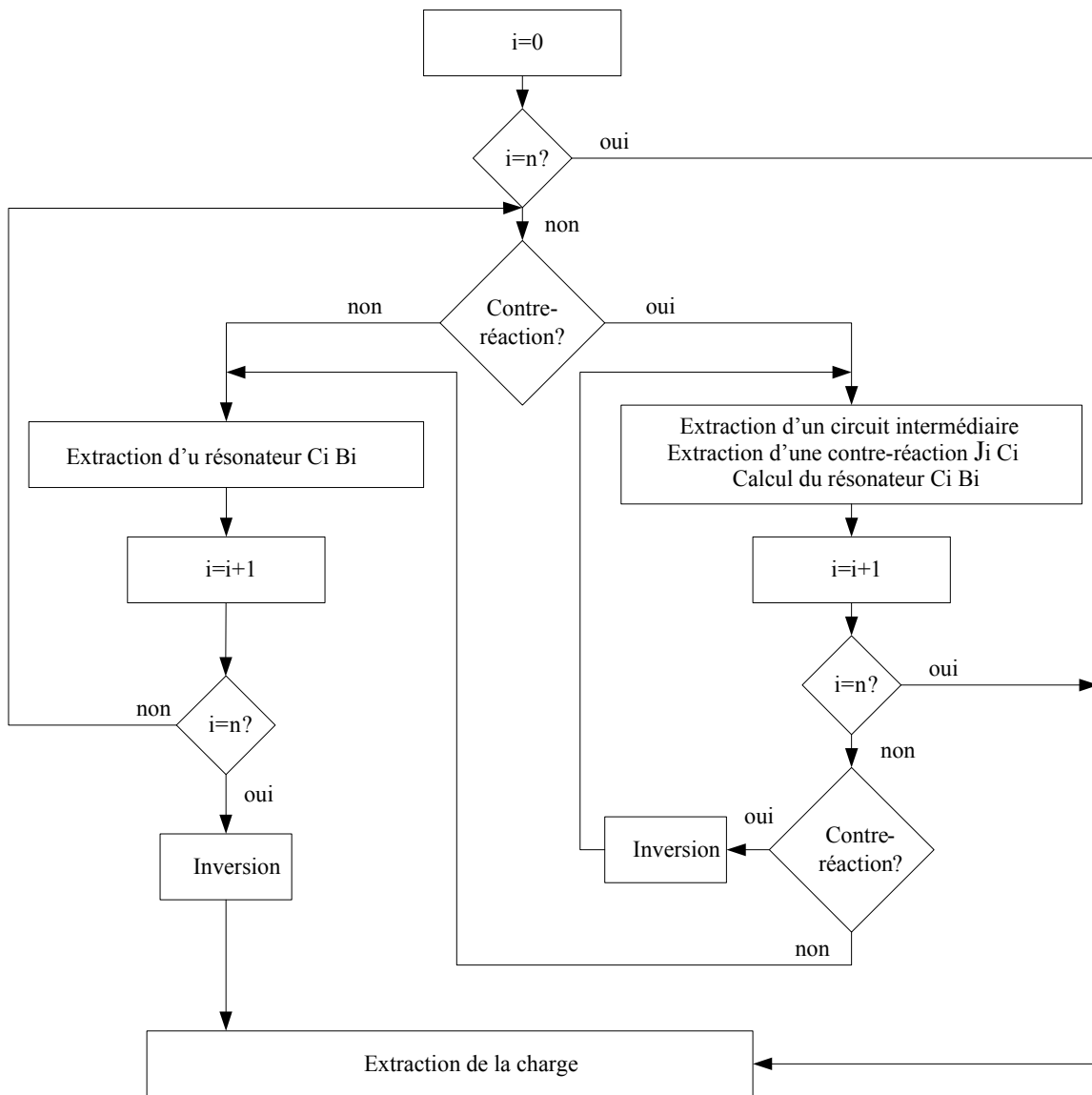


Figure II.18: Algorithme de calcul pour la synthèse des prototypes passe-bas pseudo-elliptiques

II.5.2 Passage du passe-bas au passe-bande

La transformation de fréquence qui permet d'obtenir le passe-bande est la suivante :

$$p' \rightarrow \alpha \left(\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p} \right) \quad \begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \\ \alpha = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \end{cases}$$

$1/\alpha$ est le rapport de bande et ω_0 la fréquence centrale.

C'est une transformation approximative de fréquence, valable uniquement pour les bandes étroites. L'opération de transformation fait correspondre au résonateur complexe (C, jB) un résonateur (C, L).

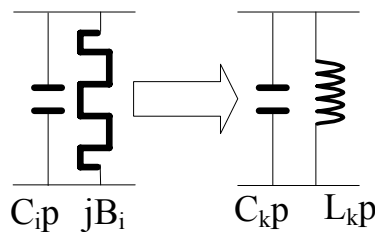


Figure II.19: Transformation passe-bas/passe-bande

On identifie les admittances des deux circuits et leurs dérivées :

$$\alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C_i + B_i = C_k \omega - \frac{1}{L_k \omega} \quad \alpha \left(\frac{1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega^2} \right) C_i = C_k + \frac{1}{L_k \omega^2}$$

Les deux relations doivent être vraies pour tout ω et en particulier pour $\omega = \omega_0$. Ceci nous donne les valeurs des éléments du passe-bande en fonction de ceux du pseudo passe-bas:

$$\begin{cases} C_k = \frac{1}{2} \left(\frac{2\alpha C_i + B_i}{\omega_0} \right) \\ L_k = \frac{2}{\omega_0 (2\alpha C_i - B_i)} \end{cases}$$

Remarque : Validité de la transformation de fréquence

Si on injecte les valeurs précédemment trouvées dans l'équation d'identification des admittances on obtient $\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} = 2$. En bande étroite, on peut écrire un développement

limité : $\frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \dots$

Nous obtenons alors l'égalité : $2 = 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 + \dots + \frac{1}{1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 + \dots}$

En développant, ceci revient à l'égalité : $2 = 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 + \dots + 1 - \varepsilon + \varepsilon^2 - \varepsilon^3 + \dots$

soit $\varepsilon^2 + \varepsilon^4 + \varepsilon^6 + \dots = 0$. Autrement dit la relation est vraie si $\omega/\omega_0 = 1 + \varepsilon$ avec $\varepsilon \rightarrow 0$ ce qui se vérifie dans le cas des bandes étroites.

II.5.3 Facteur de qualité externe et coefficients de couplage

Lorsque les éléments des prototypes passe-bas et passe-bande sont déterminés, il est possible de calculer les facteurs de qualité externes ainsi que les coefficients de couplage entre les résonateurs [83]. La figure II.20 montre un prototype passe-bas d'un filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission ainsi que le prototype passe-bande équivalent.

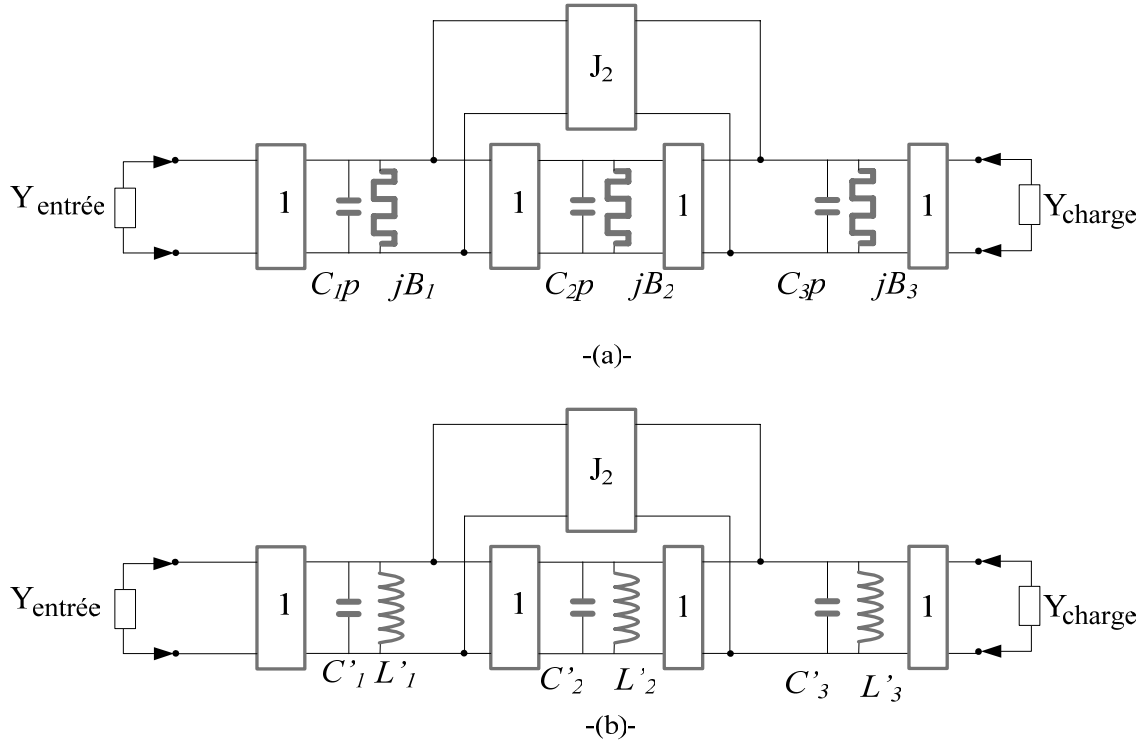


Figure II.20: Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission
a-Prototype passe-bas -b-Prototype passe-bande

Ce filtre présente un zéro de transmission à la pulsation suivante: $\omega_2 = \pm \frac{1}{C_2} \left| B_2 - \frac{1}{J_2} \right|$.

Les facteurs de qualités externes et la matrice des mutuelles inductances de couplage sont déterminés à partir des équations suivantes :

$$Q_{entrée} = \frac{\omega_1}{\omega_0 Y_{entrée}} \left(\frac{C_1}{\alpha} + \frac{B_1}{2} \right)$$

$$Q_{sortie} = \frac{\omega_3}{\omega_0 Y_{charge}} \left(\frac{C_3}{\alpha} + \frac{B_3}{2} \right)$$

$$M_{ij} \Big|_{i \neq j} = \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_i \omega_j}} \frac{\alpha J_{ij}}{\sqrt{(C_i + \alpha B_i/2)(C_j + \alpha B_j/2)}}$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L'_i C'_i}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{B_i}{C_i/\alpha + B_i/2}}$$

$\alpha = \frac{f_0}{\Delta f}$, f_0 étant la fréquence centrale du filtre et Δf est la bande passante à -3dB.

Ces données permettent de déterminer la matrice des coefficients de couplage $[K]$ du filtre :

$$k_{ij} = M_{ij} \frac{\Delta f}{f_0}$$

La synthèse des filtres pseudo-elliptiques a été présentée et utilisée dans la recherche des éléments des prototypes passe-bas et passe-bande qui permettent de simuler leurs caractéristiques de propagation. Ces éléments nous permettent aussi d'obtenir la matrice des coefficients de couplage théoriques entre les résonateurs ainsi que les facteurs de qualité externes. Ainsi nous pouvons caractériser entièrement un filtre quelconque à partir de son gabarit souhaité. L'algorithme de la figure II.21 résume la synthèse des prototypes passe-bas et passe-bande. La synthèse a été développée en langage C.

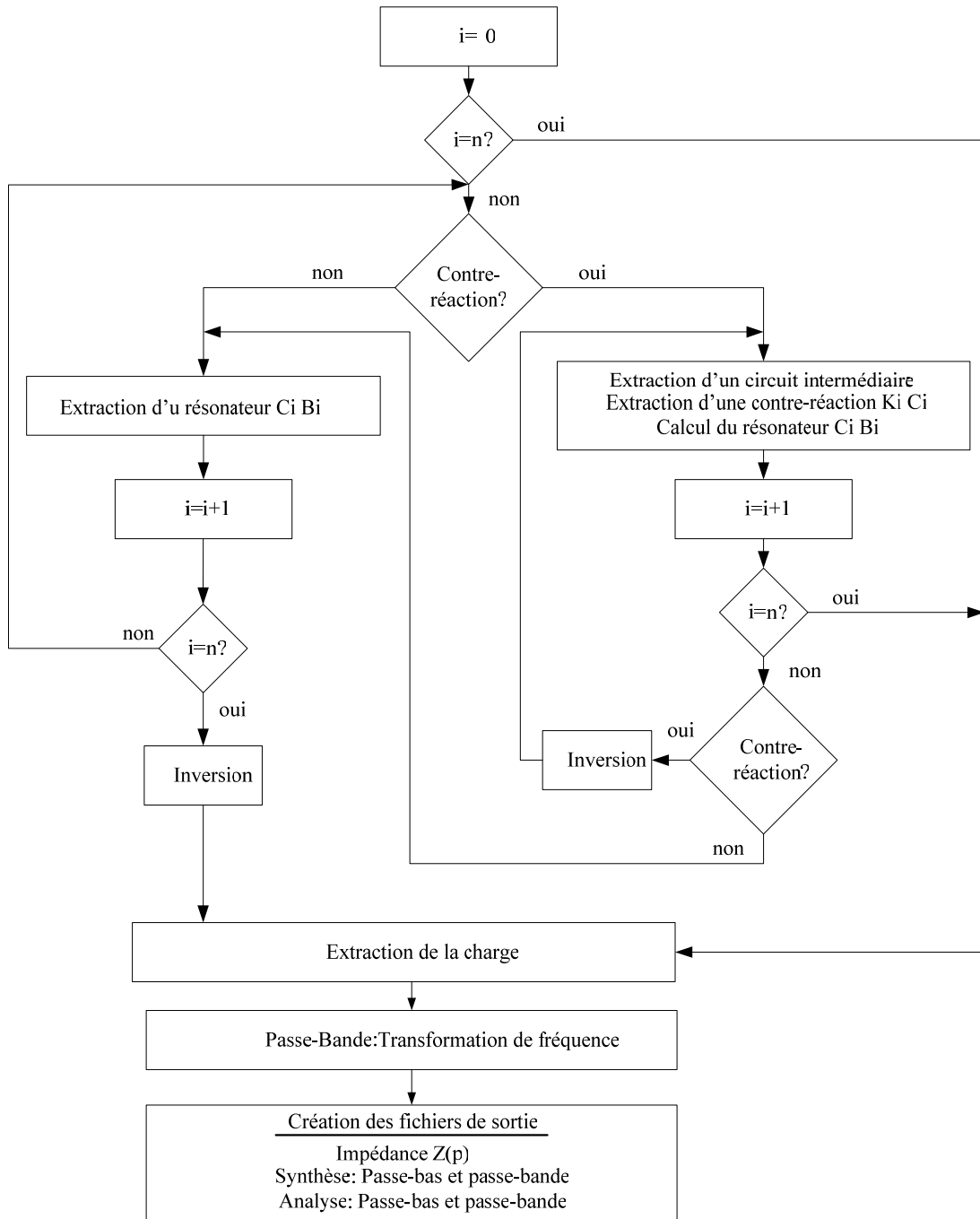


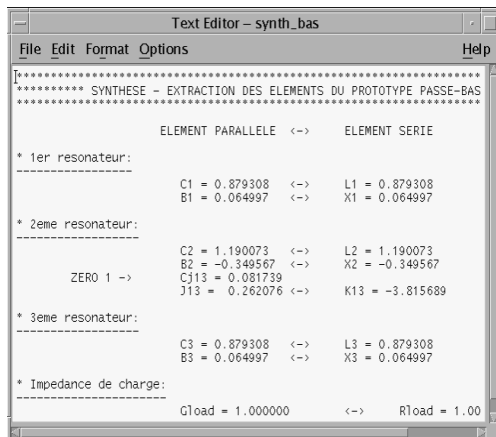
Figure II.21: Algorithme de synthèse des filtres passe-bande

II.5.4 Exemples

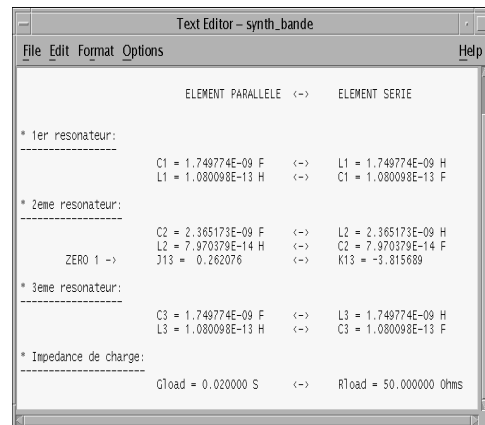
Afin d’illustrer la méthode de synthèse, nous présentons deux exemples de filtres pseudo-elliptiques à réponse asymétriques. Le premier filtre est d’ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante. Ses caractéristiques sont les suivantes :

Fréquence centrale: 11.58 GHz
Bande Passante: 80 MHz
Fréquence du zéro de transmission: 11.72 GHz
Pertes par ondulation dans la bande: 0.05 dB

Les valeurs extraites des éléments des prototypes passe-bas et passe-bande (voir figure II.18) sont montrées respectivement figure II.22.a et figure II.22.b. La matrice théorique des mutuelles inductances de couplage est montrée figure II.22.c. Ensuite le réseau passe-bande a été simulé avec le logiciel ADS (figure II.22.d). Remarquons dans ce cas que le couplage J_{13} qui crée le zéro de transmission est positif ($J_{13}=0.262076$).



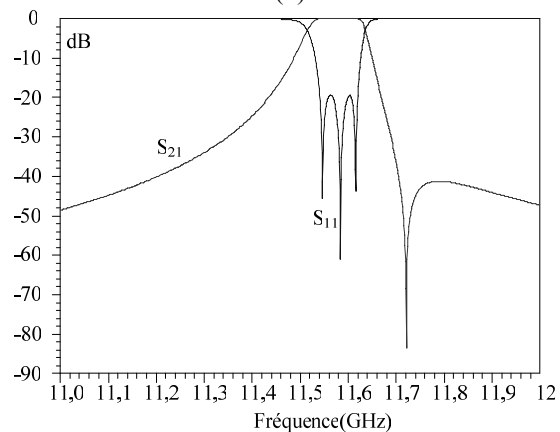
-(a)-



-(b)-

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 1.022 & 0.194 \\ 1.022 & 0 & 1.022 \\ 0.194 & 1.022 & 0 \end{bmatrix}$$

-(c)-



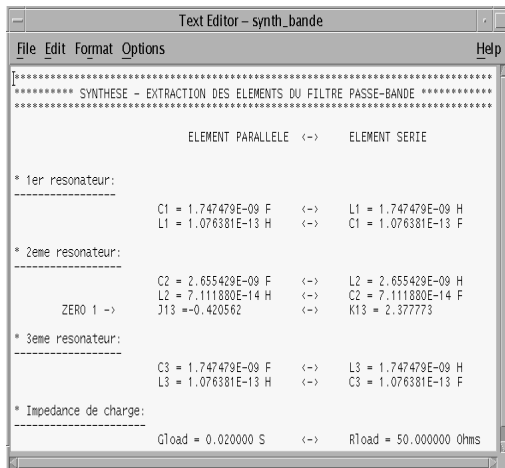
-(d)-

Figure II.22: Exemple de synthèse de filtre pseudo-elliptique avec un zéro à droite de la bande passante

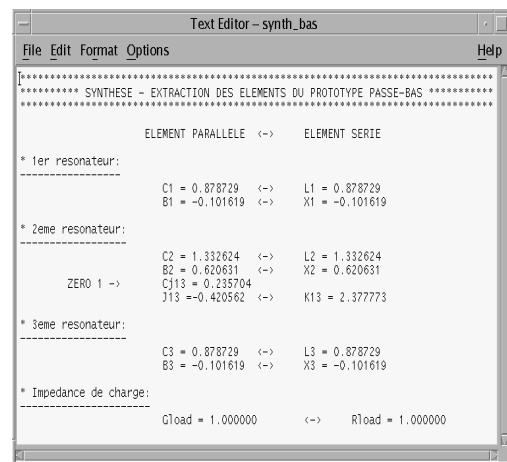
Le deuxième filtre est d'ordre trois avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante. Ses caractéristiques sont les mêmes que le filtre précédent, sauf bien entendu pour la fréquence du zéro :

Fréquence centrale: 11.58 GHz
Bande Passante: 80 MHz
Fréquence du zéro de transmission: 11.51 GHz
Pertes par ondulation dans la bande: 0.05 dB

La figure II.23 montre les valeurs des éléments des prototypes passe-bas et passe-bande, la matrice des mutuelles inductances de couplage ainsi que les résultats de simulation du prototype passe-bande avec ADS. A noter que le couplage J_{13} , qui crée le zéro de transmission, est négatif ($J_{13} = -0.420562$).



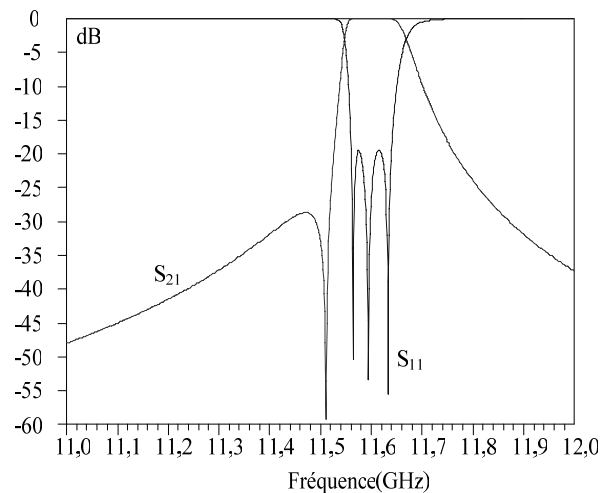
-(a)-



-(b)-

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 0.988 & -0.429 \\ 0.988 & 0 & 0.988 \\ -0.429 & 0.988 & 0 \end{bmatrix}$$

-(c)-



-(d)-

Figure II.23: Exemple de synthèse de filtre pseudo-elliptique avec un zéro à gauche de la bande passante

II.6 Application à la conception de filtres en substrat suspendu

II.6.1 la technologie du substrat suspendu

L'utilisation des lignes de transmission imprimées s'est largement répandue dans la synthèse de circuits micro-ondes pour plusieurs raisons: elles sont simples à réaliser, elles opèrent sur une large bande de fréquences, et présentent un faible poids et de faibles dimensions.

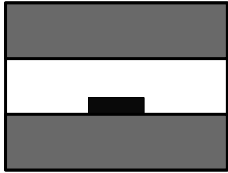
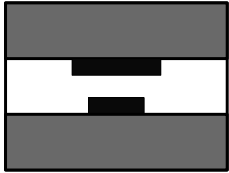
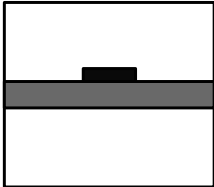
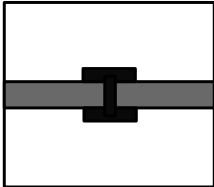
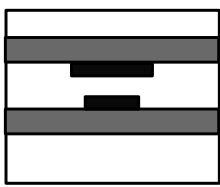
Stripline			
	-(a)-	-(b)-	
Stripline Suspendu			
	-(c)-	-(d)-	-(e)-
Avantages	Configuration simple	Facteur Q très élevé Stabilité en température	Meilleure intégration Faibles pertes ohmiques
Inconvénients	Pertes diélectriques Fabrication délicate pour les configurations asymétriques	Vias à rajouter	Pertes diélectriques

Figure II.24: Evolution du stripline vers le stripline suspendu

La première forme de lignes imprimées était la ligne stripline (figure II.24.a). Elle consiste en un ruban conducteur centré entre deux plans de masse avec deux substrats identiques. Une mince couche d'air peut exister entre les deux substrats en raison des défauts de fabrication, entraînant une dégradation des performances de la ligne. Pour remédier à ce problème on peut utiliser la configuration (b). En effet, le couplage entre les deux conducteurs permet d'annuler le champ électrique dans la couche d'air. En pratique la largeur des deux rubans est différente.

Le stripline suspendu est une version modifiée du stripline: le ruban conducteur est placé sur une fine couche de substrat qui est "suspendue" dans un boîtier métallique. La majeure partie du champ électromagnétique est ainsi confinée entre l'air et les plans de masse du boîtier. La propagation dans le stripline suspendu est purement TEM (Transverse Electro-Magnétique) en raison du diélectrique uniforme (air) et de la configuration symétrique [84] [85].

La configuration (c) du stripline suspendu est la plus répandue et sera retenue pour la conception des filtres présentés ultérieurement. Cette configuration sera étudiée dans les parties suivantes du chapitre.

Dans la configuration (d) du stripline suspendu, les strips parallèles sont imprimés sur les deux cotés du substrat dans une configuration symétrique. Les interconnexions se font grâce à des vias à travers le substrat. Dans cette configuration, les deux strips conducteurs sont excités en phase, ce qui permet à la majorité du champ électromagnétique de se propager dans l'air. De ce fait, les pertes diélectriques dans le substrat et la variation de sa constante diélectrique ont des effets négligeables sur l'atténuation et sur la vitesse de phase des ondes transmises. Un avantage supplémentaire de cette structure est qu'elle empêche le déclenchement de modes parasites. Cependant cette configuration requiert une grande précision de fabrication surtout en ce qui concerne les vias de connexion.

La figure II.25 montre le détail de la configuration du stripline suspendu choisie pour la conception des filtres présentés dans cette thèse :

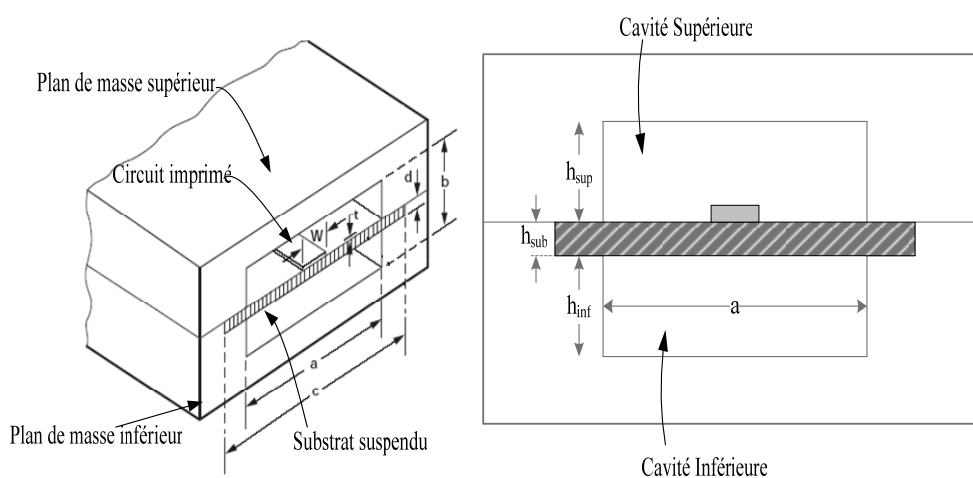


Figure II.25: Vue détaillée de la technologie du substrat suspendu

Les performances de la structure du stripline suspendu dépendent considérablement du choix du substrat diélectrique. Une faible épaisseur par rapport à la distance entre les plans de masse horizontaux et une valeur également faible de la permittivité relative ($1 < \epsilon_r < 3.8$) permettent les avantages suivants par rapport au microstrip conventionnel [86] :

- ♦ Il permet d'atteindre un facteur de qualité Q élevé (jusqu'à 500) avec de faibles pertes puisque la majeure partie de l'énergie propagée se trouve dans l'air.
- ♦ Le fait d'utiliser l'air comme diélectrique permet d'augmenter les dimensions du circuit intégré, ce qui est crucial pour le fonctionnement en ondes millimétriques. Ceci permet en plus une meilleure tolérance dans la fabrication.
- ♦ La technique du stripline suspendu permet de réaliser une large gamme d'impédances caractéristiques (jusqu'à 150Ω).
- ♦ Le stripline suspendu opère sur large bande de fréquence.
- ♦ Il n'y a pas de rayonnement électromagnétique vers l'extérieur.
- ♦ On peut combiner une structure en stripline suspendu avec du microstrip, coplanaire ou slot line.
- ♦ Les filtres en substrat suspendu sont plus stables en température que des filtres microstrip ou stripline. En effet, les sections critiques résonantes- qui déterminent les fréquences de coupures- sont essentiellement réalisées dans l'air et dépendent donc très peu des coefficients de température du substrat. De plus, les circuits en substrat suspendu résistent bien aux chocs et vibrations qu'on trouve typiquement dans un environnement militaire, ce qui prouve l'insensibilité de ces circuits à des petits mouvements verticaux du substrat suspendu.

Cependant, les inconvénients du stripline suspendu demeurent dans la difficulté de miniaturisation (tolérances de fabrication) et la mise en boîtier.

Le tableau suivant regroupe les principales références bibliographiques qui traitent de la technologie du substrat suspendu et qui permettent de mieux appréhender cette technologie. Ces références sont regroupées en cinq catégories:

- 1) Généralités sur la technologie avec une présentation de ses caractéristiques principales et quelques considérations technologiques.
- 2) Caractérisation, équations de synthèse et de calcul d'impédance.
- 3) Etude des discontinuités : couplages, variations de la largeur des lignes...
- 4) Propagation dans la structure du substrat suspendu, calcul des modes de boîtier.
- 5) Quelques exemples de circuits utilisant la technologie du substrat suspendu.

Bibliographie Substrat Suspendu	Références
Généralités	[84]... [86]
Caractérisation, Equations de synthèse, Analyse, CAD...	[87]... [101]
Etude des discontinuités	[102]... [107]
Propagation, dispersion	[108]... [113]
Circuits: Résonateurs, Filtres, Multiplexeurs, Mélangeurs, Coupleurs...	[114]... [136]

Tableau II.1: Récapitulatif bibliographie du substrat suspendu

II.6.2 Facteur de qualité à vide (Q_0) d'un résonateur

Le facteur de qualité à vide Q_0 d'un résonateur représente ses performances électriques. Il a une incidence directe sur les pertes d'insertion d'un filtre ainsi que sur la réjection hors bande. Autrement dit, il a une influence directe sur la sélectivité du filtre.

Le facteur de qualité à vide d'un résonateur peut être défini comme suit :

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{\text{Energie totale dans le résonateur}}{\text{Puissance moyenne dissipée}}$$

où ω_0 est la pulsation de résonance du résonateur. A la résonance, cette expression devient :

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{\bar{W}_m + \bar{W}_e}{\bar{P}} = \omega_0 \times \frac{2\bar{W}_m}{\bar{P}} = \omega_0 \times \frac{2\bar{W}_e}{\bar{P}}$$

\bar{W}_m et \bar{W}_e sont respectivement l'énergie magnétique moyenne et l'énergie électrique moyenne emmagasinée dans le résonateur, elles sont égales à la résonance.

\bar{P} représente les pertes ohmiques, les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement.

Le facteur de qualité à vide d'un résonateur peut aussi être déterminé à partir d'un circuit équivalent en éléments localisés. Deux modélisations en basse fréquence sont possibles : la configuration série et la configuration parallèle (figure II.26).

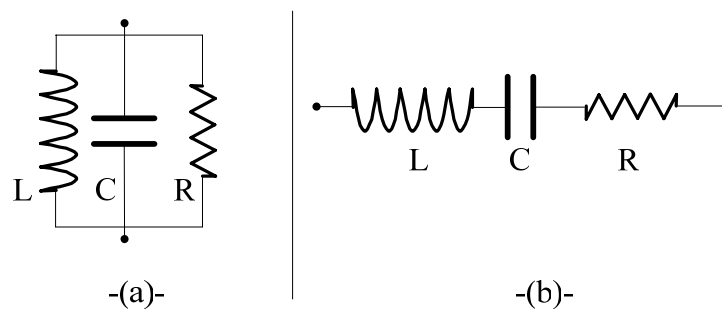


Figure II.26: Modélisation basse fréquence d'un résonateur
a-Configuration parallèle b-Configuration série

Le facteur de qualité est donné par :

$$Q_0 = \frac{L\omega}{R} \quad (\text{Circuit en série}) \quad \text{ou} \quad Q_0 = \frac{R}{L\omega} \quad (\text{Circuit en parallèle})$$

$$\text{avec } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Afin de mieux caractériser la technologie du substrat suspendu, nous allons donc étudier le comportement du facteur de qualité à vide d'un résonateur linéique $\lambda/2$ fonction des variations des paramètres géométriques de la structure, à savoir les hauteurs des cavités supérieure et inférieure. L'analyse électromagnétique des circuits planaires sous le logiciel Momentum nous permet de déterminer ce facteur de qualité, grâce à la réponse en transmission d'un résonateur faiblement couplé afin que les couplages d'entrée/sortie n'influent pas sur la résonance propre du résonateur. On considère que les couplages d'entrée/sortie sont négligeables lorsqu'on a au moins 20 dB de pertes dans la bande passante du résonateur (figure II.27).

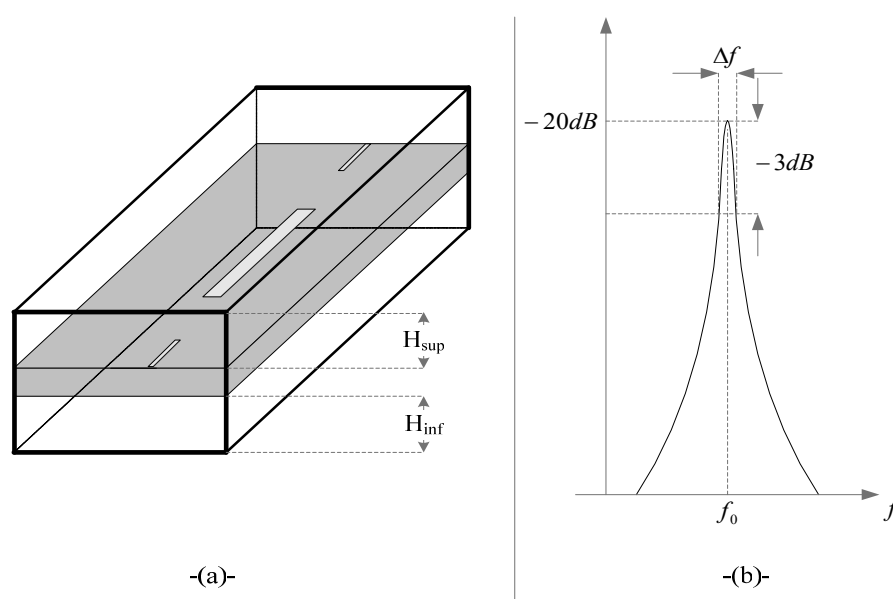


Figure II.27: Calcul du facteur de qualité à vide d'un résonateur
 a- Topologie du résonateur faiblement couplé b- Calcul de Q_0 à partir de S_{21}

Le facteur de qualité du résonateur chargé s'écrit :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

f_0 est la fréquence de résonance du résonateur et Δf est la bande passante à -3dB.

Le facteur de qualité à vide est extrapolé à partir de Q selon la relation suivante:

$$Q_0 = \frac{Q}{1 - S_{21}(f_0)}$$

$S_{21}(f_0)$ est le module (en échelle linéaire) de la réponse en transmission du résonateur à sa fréquence de résonance.

Nous avons étudié les variations du facteur de qualité à vide d'un résonateur linéique demi-onde à 10 GHz. Le substrat utilisé est le Duroid 5880 de permittivité relative 2.2 (tangente de pertes 0.0009) et d'épaisseur 0.254mm. Lors de la variation des hauteurs des cavités supérieure et inférieure, la largeur de la ligne est constante. On ajuste seulement sa longueur afin que la résonance reste à 10 GHz.

Lorsqu'on fait varier la hauteur de l'une des deux cavités, l'autre étant fixée à 1 mm, la figure II.28 montre les variations du facteur de qualité à vide Q_0 .

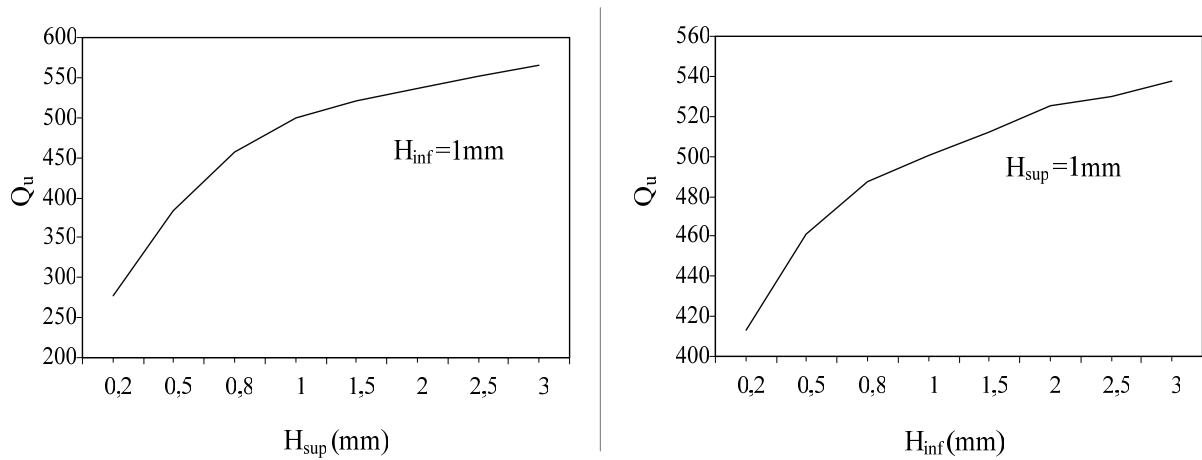


Figure II.28: Evolution du facteur de qualité à vide du résonateur linéique en fonction des hauteurs des cavités

On constate que le facteur de qualité à vide augmente lorsque les hauteurs des cavités augmentent. En effet, supposons que la hauteur inférieure soit fixée à 1mm. Lorsque la hauteur supérieure est de 0.3mm par exemple-bien plus petite que la cavité inférieure-les lignes de champ électrique se rebouclent sur le plan de masse supérieur ainsi que sur le plan de masse inférieur. Si la hauteur supérieure est bien plus grande que la hauteur inférieure, les lignes de champ se rebouclent sur le plan de masse inférieur, qui est le plus proche de la ligne. Les pertes métalliques sont donc beaucoup moins importantes dans ce cas, ce qui explique l'augmentation du facteur de qualité lorsque la hauteur des cavités augmente (figure II.29).

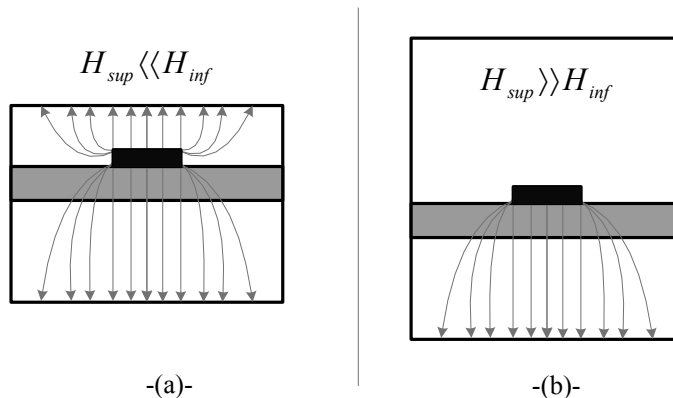


Figure II.29: Distribution du champ électrique en fonction de la hauteur de la cavité supérieure

II.6.3 Etude des coefficients de couplage des résonateurs en substrat suspendu

Une fois que le facteur de qualité à vide du résonateur est déterminé, on procède au calcul des coefficients de couplage d'entrée/sortie ainsi que les coefficients de couplage inter-résonateurs afin de pouvoir dimensionner le filtre et de fixer sa bande passante et la position des éventuels zéros de transmission. Pour toutes les applications qui suivent, le substrat utilisé est le Duroid 5880 de permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$ et d'épaisseur 0.254 mm.

Couplage d'entrée/sortie

Le couplage entrée/sortie caractérise l'excitation du premier résonateur d'un filtre. Le couplage est alors fonction de la distance (gap) entre la ligne d'accès et le résonateur. Pour définir le couplage d'entrée ou de sortie, nous considérons un résonateur linéique excité par une ligne d'accès 50Ω (figure II.30.a)

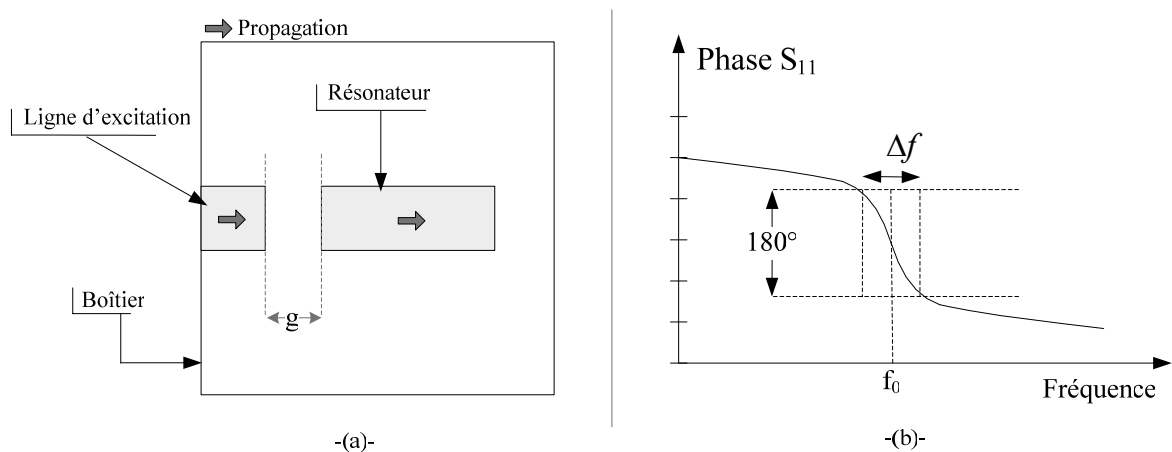


Figure II.30: Détermination du couplage d'entrée/sortie
a-Structure simulée b-Calcul à partir de la phase de la réponse en réflexion

Cette structure est simulée grâce à Momentum (Agilent). Le calcul du couplage se fait à partir de la réponse en phase du coefficient de réflexion S_{11} : f_0 étant la fréquence centrale, et Δf la bande passante correspondant à un déphasage de 180° autour de f_0 . Le facteur de qualité externe représentant le couplage d'entrée ou de sortie s'écrit :

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f}$$

Couplage inter-résonateurs

Le couplage entre deux résonateurs dépend de la distance qui les sépare. En effet, lorsque deux résonateurs sont proches l'un de l'autre, leurs résonances sont perturbées à cause du couplage qui les relie. Le coefficient de couplage inter-résonateurs, noté K , est donné par la formule suivante :

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}$$

f_1 et f_2 sont les fréquences de résonance du dispositif composé des deux résonateurs faiblement couplés.

Nous étudions alors deux résonateurs linéiques séparés par un gap g et faiblement couplés en entrée/sortie pour ne pas influencer sur le couplage inter-résonateurs.

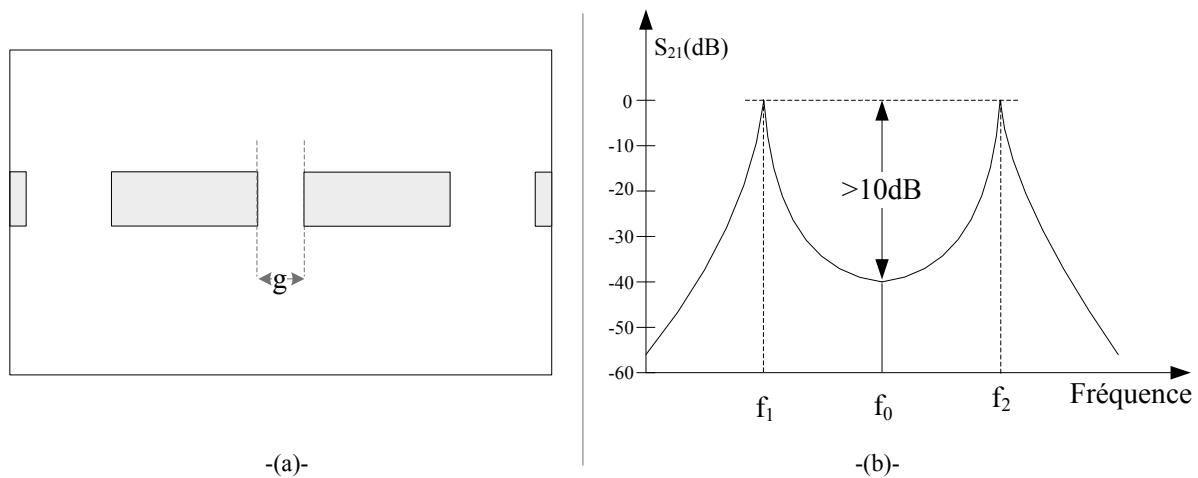


Figure II.31: Détermination du couplage inter-résonateurs
a-Structure simulée b-Calcul à partir de la réponse en transmission

On considère que le couplage d'entrée/sortie dû aux lignes d'excitation n'influe plus sur le couplage inter-résonateurs lorsqu'on a une atténuation minimale de 10 dB entre les deux fréquences de résonance f_1 et f_2 (figure II.31.b). Le même calcul du coefficient de couplage se fait avec n'importe quelle topologie de résonateurs planaires. Ainsi nous pouvons tracer l'évolution du facteur de couplage K en fonction du gap entre les deux résonateurs.

II.6.4 Evolution du couplage inter-résonateurs en fonction des hauteurs des cavités

De même que pour le facteur de qualité à vide d'un résonateur, nous nous intéressons maintenant à l'évolution du couplage inter-résonateurs en fonction des hauteurs des cavités supérieure et inférieure. Pour cela nous considérons le couplage entre deux lignes demi-onde à 10 GHz dans les deux cas suivants :

Cas	A	B
H_{sup}	1mm	1.5mm
H_{inf}	1mm	1.5mm

La figure II.32.a montre l'évolution de la réponse en transmission des deux lignes couplées. Comme nous l'avons précisé précédemment, le couplage entre les deux résonateurs perturbe leur résonance propre (10 GHz), et nous observons les résonances aux fréquences f_1 et f_2 . Lorsque le gap g entre les deux lignes diminue, f_1 diminue et f_2 augmente et donc le coefficient de couplage entre les deux lignes augmente. La figure II.32.b montre l'évolution du coefficient de couplage K en fonction du gap entre les lignes pour les deux cas A et B. Les résultats montrent que pour une même valeur du gap g le couplage K est plus fort lorsque les hauteurs des cavités augmentent.

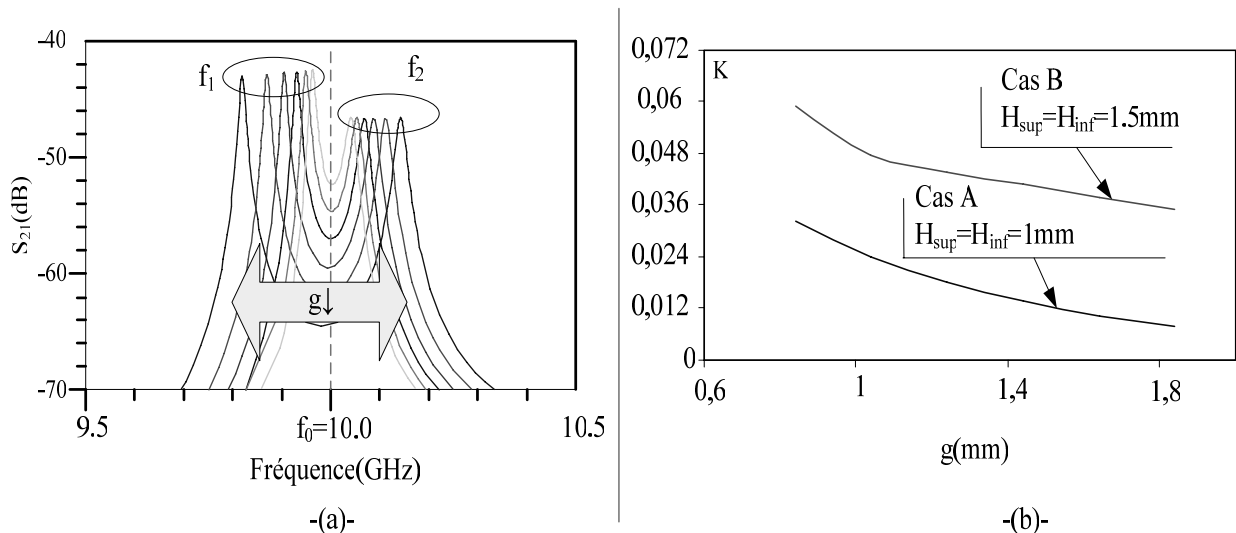


Figure II.32: Couplage inter-résonateurs en fonction des hauteurs des cavités
a-Réponse en transmission pour différentes valeurs de g
b-Couplage en fonction de g pour les deux cas A et B

Les hauteurs des cavités du substrat suspendu sont donc autant de degrés de liberté supplémentaires qui permettent de régler les coefficients de couplages entre les résonateurs ainsi que le facteur de qualité à vide d'un résonateur. Il faut cependant penser à l'impédance caractéristique qui varie aussi avec les hauteurs des cavités. La courbe suivante montre les variations de l'impédance caractéristique Z_0 en fonction du rapport W/H (W =largeur de la ligne, H =hauteur de la structure du substrat suspendu).

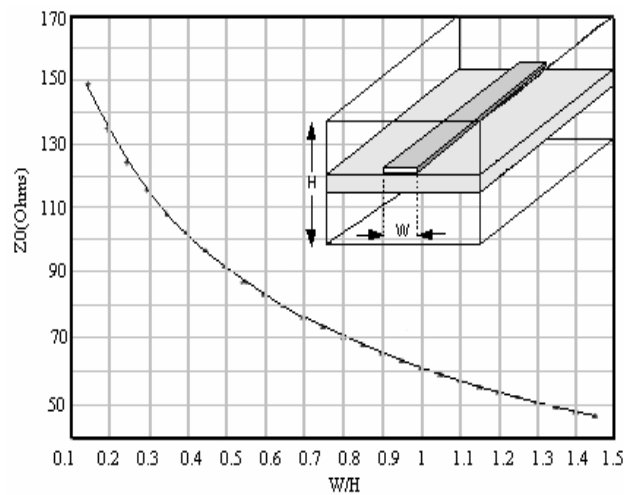


Figure II.33: L'impédance caractéristique Z_0 en fonction de W/H (W =largeur de ligne, H =hauteur de la structure)

II.6.5 Signe du couplage inter-résonateurs

Dans les exemples que nous avons présentés pour illustrer la synthèse des filtres pseudo-elliptiques, nous avons vu qu'un couplage positif entre deux résonateurs non adjacents crée un zéro de transmission à droite de la bande passante du filtre, et un couplage négatif crée un zéro de transmission à gauche de la bande passante. Pratiquement comment créer un couplage " positif " ou " négatif " entre deux résonateurs ?

La notion de couplage positif ou négatif est relative. Lorsqu'un couplage est noté positif, le couplage négatif sera celui dont la réponse en phase est l'opposée de celle du couplage positif. Nous pouvons illustrer ce résultat grâce à la simulation électromagnétique des deux configurations de couplage suivantes :

La figure II.34 montre les réponses en amplitude et en phase de la caractéristique de transmission de deux résonateurs $\lambda/2$ de forme rectangulaire faiblement couplés. Dans la configuration (a), le champ électrique (en vert) est essentiellement concentré dans la zone de couplage qui sera donc appelé couplage électrique. Dans la configuration (b), le champ électrique est concentré à l'extérieur de la zone de couplage. Par opposition au couplage électrique, ce couplage sera donc magnétique. Les réponses en phase de la caractéristique de transmission sont bien opposées, d'où la notion de couplage positif ou négatif.

Ainsi nous pouvons utiliser ces deux types de couplage pour créer des zéros de transmission. La figure II.35.a montre un filtre d'ordre trois avec un couplage électrique entre les résonateurs 1 et 3. Ce couplage va créer un zéro de transmission à gauche de la bande passante comme le montre la réponse en transmission du filtre. De même, la trisection de la figure II.35.b va présenter un zéro de transmission à droite de la bande passante grâce au couplage magnétique entre les résonateurs 1 et 3.

En comparant ces résultats avec les exemples de synthèse (paragraphe II.5.4), on peut conclure que le couplage électrique est négatif alors que le couplage magnétique est positif.

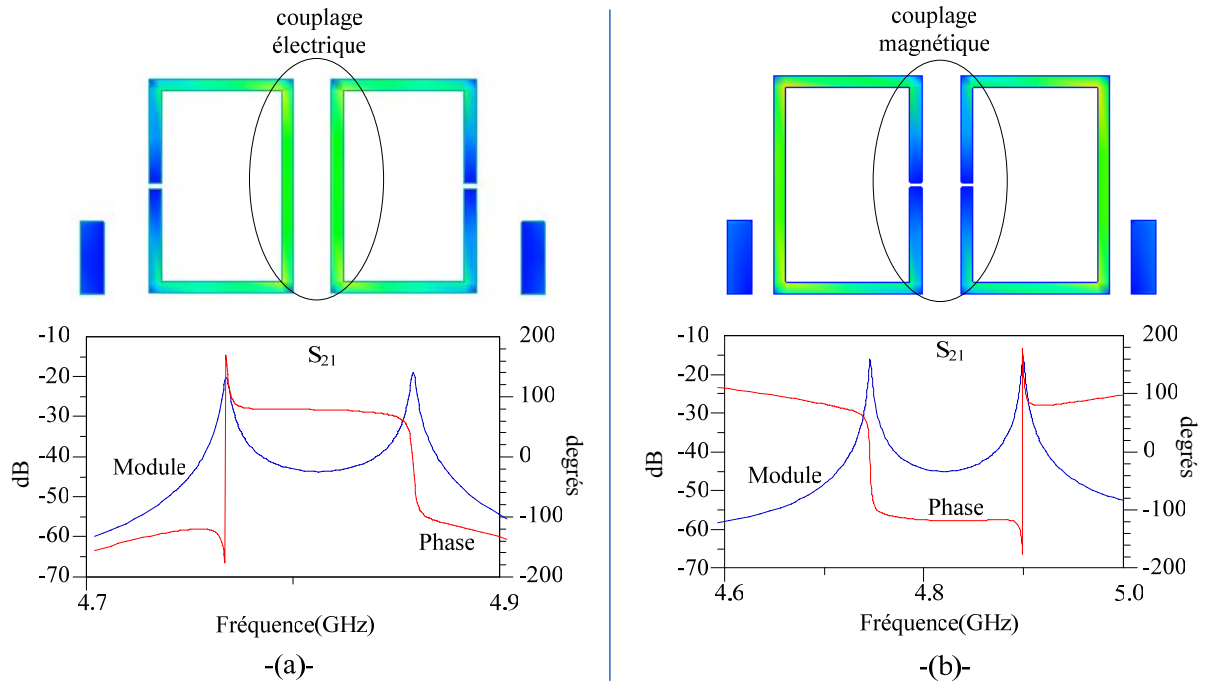


Figure II.34: a-Couplage électrique entre deux résonateurs et réponse en amplitude et en phase de S_{21}
 b-Couplage magnétique entre deux résonateurs et réponse en amplitude et en phase de S_{21}

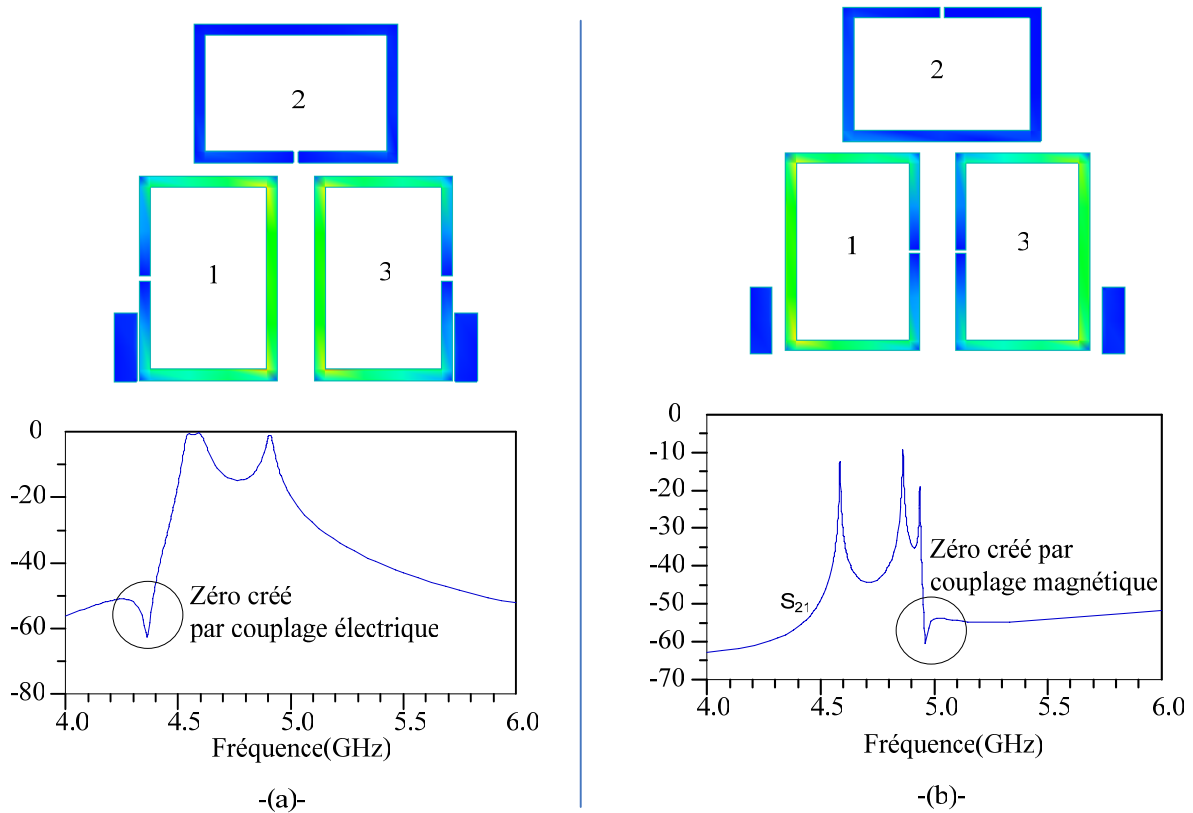


Figure II.35: a-Zéro de transmission à gauche de la bande passante créé par couplage électrique
 b-Zéro de transmission à droite de la bande passante créé par couplage magnétique

Enfin, notons que pour une même distance inter-résonateurs, le couplage magnétique est beaucoup plus fort que le couplage électrique : la figure II.36 montre le calcul du coefficient de couplage entre deux résonateurs dans les cas d'un couplage magnétique et électrique. Dans les deux cas les résonateurs sont distants de 1.6mm. Le coefficient de couplage magnétique (ou couplage positif) vaut dans ce cas 0.0317. Le coefficient de couplage électrique (ou couplage négatif) vaut 0.0187.

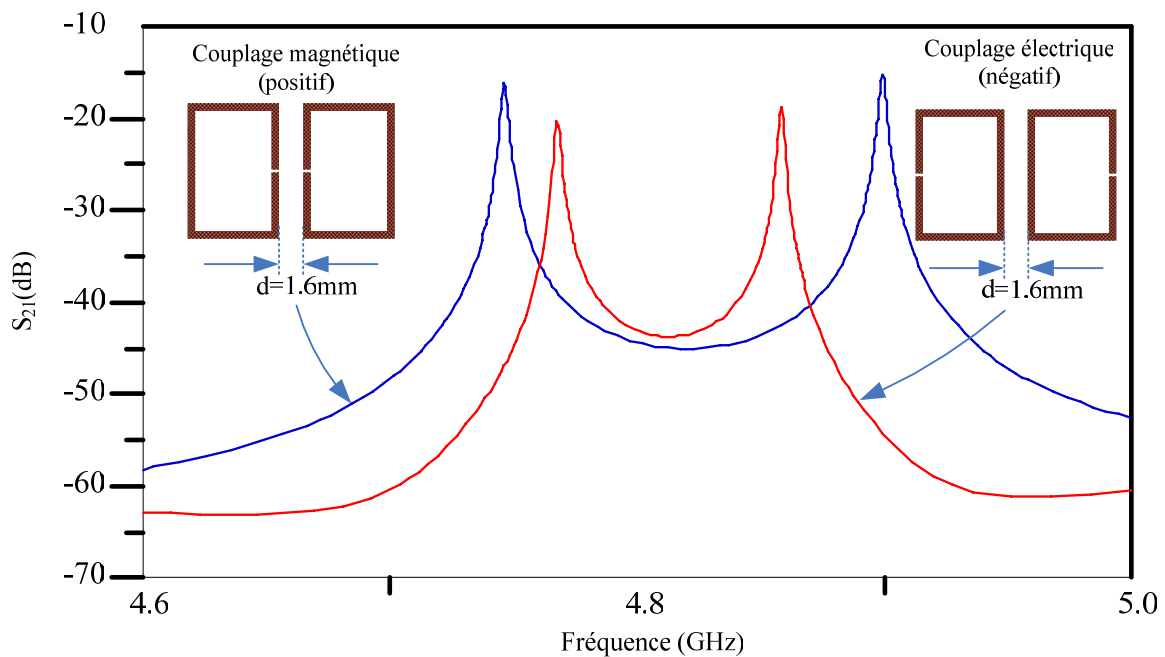


Figure II.36: Comparaison du couplage magnétique et du couplage électrique

Selon les applications visées (bande étroite ou large bande) et selon la position souhaitée des zéros de transmission, on privilégiera donc le couplage magnétique ou électrique afin de satisfaire au gabarit de filtrage désiré.

II.6.6 Choix des dimensions du boîtier

Un autre paramètre à prendre en considération lors de la conception de filtres en substrat suspendu est le boîtier. Ses dimensions doivent être soigneusement calculés afin d'éviter la propagation de modes guide d'onde qui perturberaient les caractéristiques de transfert du filtre et produiraient des couplages indésirables. La structure étudiée est la suivante :

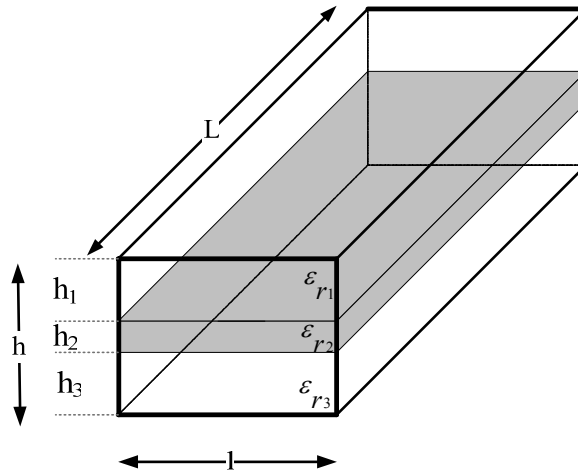


Figure II.37: Guide d'onde chargé par un diélectrique

La fréquence de résonance de la cavité de la figure II.37 est donnée par la formule suivante [109] :

$$f_{m,n,p} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eq}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$

$$\epsilon_{eq} = \frac{h}{\frac{h_1}{\epsilon_{r1}} + \frac{h_2}{\epsilon_{r2}} + \frac{h_3}{\epsilon_{r3}}}$$

ϵ_{eq} est la permittivité relative équivalente de la cavité. Les ϵ_{r_i} sont les permittivités relatives des trois parties constituant le guide. Dans le cas du substrat suspendu, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r3} = 1$ (air) et $\epsilon_{r2} = 2.2$. L , l et h sont respectivement la longueur, la largeur et la hauteur de la cavité et m , n et p sont les indexes des modes de propagation.

On peut ainsi dimensionner le boîtier de sorte que les modes de propagation ne résonnent pas à proximité de la bande de fonctionnement du filtre. En posant $R=L/l$ (rapport longueur/largeur), la fréquence de résonance des modes TE_{mn0} devient :

$$f_{mn0} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eq}}} \sqrt{n^2 + m^2 R^2}$$

La topologie des résonateurs, l'ordre du filtre ainsi qu'une première estimation des gaps qui les séparent (à partir de la matrice de couplage théorique et des courbes de variation du couplage en fonction de g) nous permettent de fixer la longueur de la cavité. Un calcul des modes présents dans la cavité peut être ainsi effectué en fonction de R .

L'exemple suivant présente la conception d'un filtre centré à 11 GHz. La longueur du boîtier est fixée à 23.2mm, $h_1=h_3=1mm$ et $h_2=0.254mm$. Les résultats du calcul des modes de propagation sont présentés dans la figure II.38.

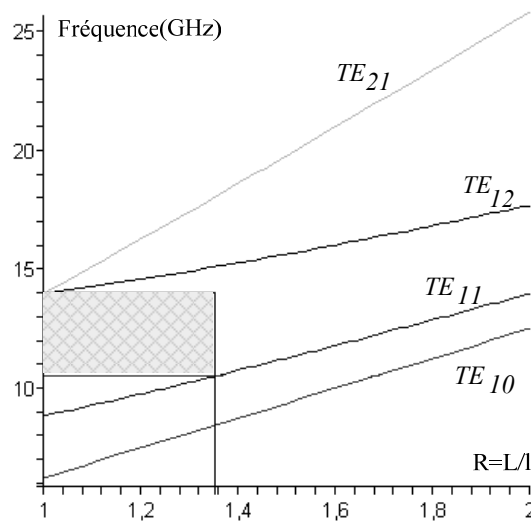


Figure II.38: Modes de propagation en fonction du rapport R=longueur/largeur

A partir de ce calcul nous pouvons définir une « zone de travail » (zone hachurée) : pour R variant de 1 à 1.35 et pour f variant de 10.5 à 14.5 GHz, il n'y a aucun mode propagé dans la cavité. Il suffit donc de choisir R dans cette gamme et d'en déduire la largeur de la cavité.

II.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons détaillé la synthèse de filtres passe-bande pseudo-elliptiques qui nous permet d'extraire les paramètres des réseaux prototypes passe-bas et passe-bande d'un filtre à partir de son gabarit (fréquence centrale, bande passante, position et fréquence des zéros de transmission, pertes d'insertion). La matrice de couplage théorique est ainsi calculée à partir des éléments des prototypes passe-bas et passe-bande.

Ensuite nous avons introduit la méthodologie de calcul du facteur de qualité à vide d'un résonateur avec la technologie du substrat suspendu. Nous avons aussi présenté le calcul des différents couplages dans un filtre (couplage entrée/sortie, couplage inter-résonateurs) et nous avons ainsi pu tracer les variations des coefficients de couplage en fonction des gaps qui séparent les résonateurs. L'étude menée sur les variations des coefficients de couplage en fonction des paramètres géométriques de la structure du substrat suspendu, à savoir les hauteurs des cavités, a montré que le facteur de qualité à vide d'un résonateur et le coefficient de couplage inter-résonateurs augmentent lorsque les hauteurs des cavités augmentent. Il faut cependant tenir compte des variations de l'impédance caractéristique, ainsi que de l'apparition éventuelle de modes de propagation dans le boîtier. Enfin une étude sur les signes des couplages a été menée afin de pouvoir placer les zéros de transmission du bon côté de la bande passante.

A partir de la matrice de couplage théorique et des courbes de variations des coefficients de couplage et des facteurs de qualité externes, nous pouvons ainsi passer au dimensionnement du filtre avant de procéder à sa fabrication. Le diagramme de la figure II.39 résume la méthodologie de synthèse et de conception des filtres en substrat suspendu:

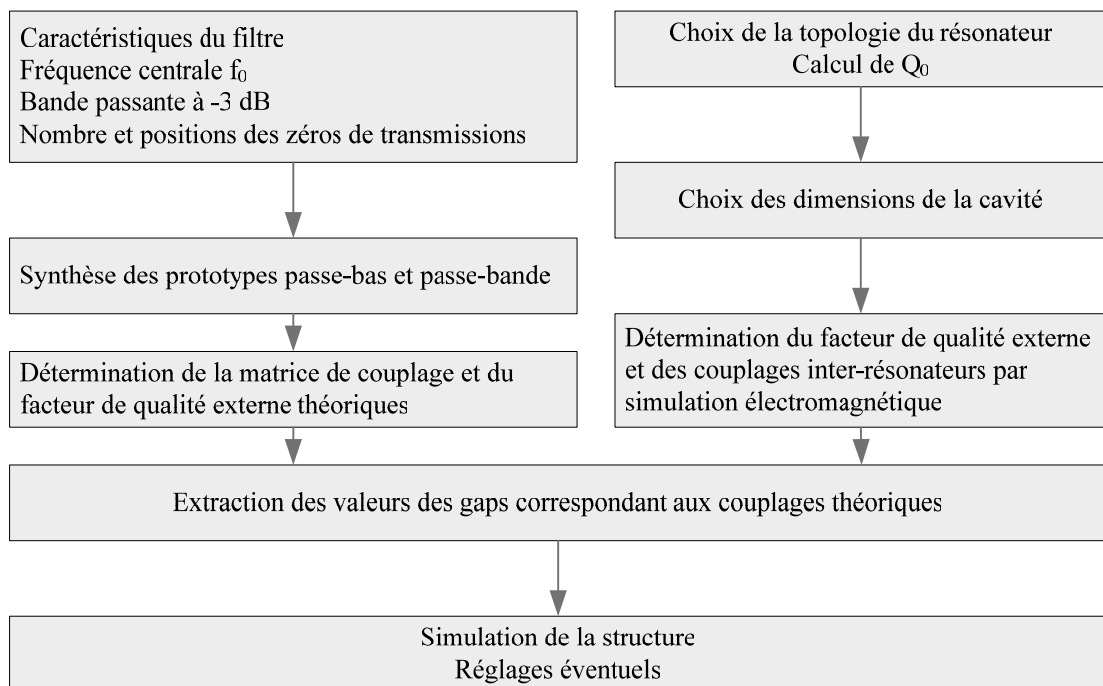


Figure II.39: Organigramme de synthèse et de conception de filtres en substrat suspendu

Chapitre 3 | Miniaturisation des Résonateurs Planaires par itération Fractale

Dans ce chapitre, nous étudions les effets des itérations fractales sur les résonateurs planaires linéiques et duaux. En plus de la réduction de taille significative, nous verrons les effets des itérations fractales sur le facteur de qualité à vide des résonateurs, sur les harmoniques supérieurs et sur les couplages. Ces résonateurs seront utilisés pour la conception de filtres en substrat suspendu.

III.1 Introduction

A la fin du 19^{ème} siècle, plusieurs mathématiciens comme Weierstrass, Cantor, Peano, Hausdorff, Besicovitch, Von Koch et Sierpinsky s'intéressent à des "monstres" mathématiques comme des courbes continues mais non différentiables, dont la longueur était infinie bien que leur surface soit limitée. Ces courbes sont définies comme étant la limite à l'infini d'un certain processus de construction itératif. Elles ne sont donc jamais exactement visualisables, mais seulement de façon approchée. La poussière de Cantor (figure III.1.a) est probablement la plus ancienne fractale décrite (1872). En 1890 Peano publie sa célèbre courbe (figure III.1.b) et, en 1891, c'est Hilbert qui propose une courbe voisine (figure III.1.c). Le tamis de Sierpinsky date de 1915 (figure III.1.d). La courbe de Von Koch (« une courbe continue sans tangente, obtenue par une construction géométrique élémentaire ») est publiée en 1904 (figure III.1.e).

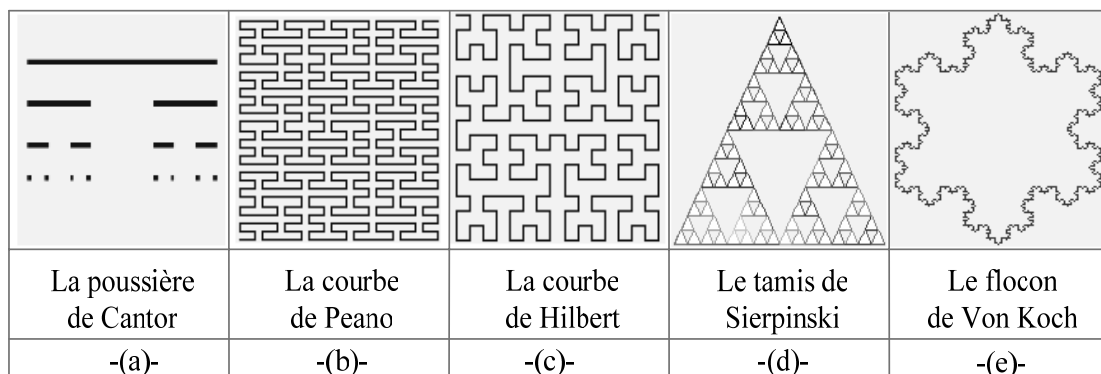


Figure III.1: Quelques exemples de constructions fractales

Mais l'histoire des fractales commence réellement avec le mathématicien Benoît Mandelbrot qui leur donne un statut à part entière. C'est lui qui introduit le terme "fractal" dans les années 1970 (à partir de l'adjectif latin fractus, qui signifie "irrégulier" ou "brisé") dans son livre "Les Objets Fractals" [137]. Aujourd'hui, les applications des fractales sont très nombreuses et diversifiées. En effet, grâce aux propriétés d'autosimilarité et d'invariance d'échelle des fractales, il est désormais possible de modéliser des géométries complexes présentes dans la nature mais impossibles à décrire avec la géométrie euclidienne.

Aujourd'hui les fractales sont utilisées dans plusieurs domaines :

- En analyse statistique pour prévoir les évènements extrêmes,
- En astronomie pour comprendre la formation des galaxies,
- En chimie pour des mélanges homogènes,
- En géophysique pour prévoir les crues,
- En acoustique pour construire des murs anti-bruit,
- En physiologie pour comprendre le fonctionnement du poumon,
- En informatique pour analyser des images numériques.

Dans le domaine de la propagation électromagnétique, les fractales sont surtout utilisées pour la conception d'antennes. Leur intérêt est leur faible encombrement tout en ayant un très bon rendement dans le domaine multi-bandes ou large bande d'émission. Ces dernières années, les fractales ont été utilisées pour concevoir des éléments passifs compacts et performants. Dans le domaine du filtrage, on assiste depuis peu à une investigation croissante des motifs fractals dans l'étude des résonateurs planaires miniaturisés et des résonateurs multicouches.

Le tableau suivant regroupe les différentes références bibliographiques qui permettent de comprendre les bases de la géométrie fractale ainsi que leurs applications dans le domaine de la propagation électromagnétique :

Généralités, Introduction aux Fractales Fractales et Propagation Electromagnétique	[137]...[145]
Antennes Fractales	[146]...[150]
Résonateurs Fractals	[151]...[154]
Structures périodiques Fractales	[155]...[156]
Filtres à topologie Fractale	[157]...[160]

Tableau III.1: Bibliographie des fractales appliquées à la propagation électromagnétique

Nous nous sommes donc intéressés à l'étude des effets d'une itération fractale sur un résonateur planaire (linéique ou dual) en substrat suspendu. Nous verrons les effets de cette itération non seulement sur la taille du résonateur mais aussi sur le facteur de qualité et les harmoniques supérieurs. Les résonateurs fractals seront ainsi utilisés pour concevoir des filtres passe-bande compacts avec des caractéristiques asymétriques.

III.2 Miniaturisation des résonateurs linéiques

L'effort pour la miniaturisation des résonateurs et des topologies de filtrage s'est considérablement intensifié dans un environnement où les contraintes de poids et d'encombrement sont de plus en plus exigeantes. Nous montrons ici un premier exemple de miniaturisation d'une ligne $\lambda/2$ à 7.3 GHz. L'idée est de plier cette ligne sur elle-même afin de gagner en surface tout en gardant la même longueur de ligne. Pratiquement, la longueur de la ligne est ajustée afin de compenser les couplages introduits par les méandres obtenus lors de la miniaturisation.

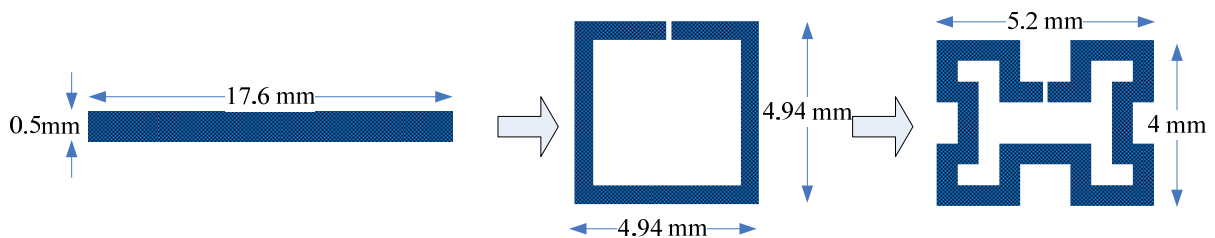


Figure III.2: Miniaturisation d'un résonateur linéique

Remarque :

Sauf mention contraire, tous les résonateurs étudiés sont suspendus dans un boîtier avec une cavité supérieure de 1mm et une cavité inférieure de 1mm. Le substrat utilisé est le Duroid 5880 de permittivité relative 2.2 et d'épaisseur 0.254mm.

La figure suivante montre les réponses en transmission des trois configurations de lignes précédentes. La ligne droite présente des harmoniques aux fréquences multiples de la fréquence de résonance f_0 . Pour le résonateur carré et le résonateur rectangulaire, on voit que le premier harmonique peut être supprimé (égalisation des vitesses de phase du mode pair et impair). Par ailleurs, un zéro de transmission peut être introduit grâce aux couplages qui se produisent à l'intérieur du résonateur. En contrepartie le facteur de qualité a vide diminue lors de la miniaturisation ($Q_0=308$ pour le résonateur linéique, $Q_0=280$ pour le résonateur carré et $Q_0=259$ pour le résonateur miniaturisé)

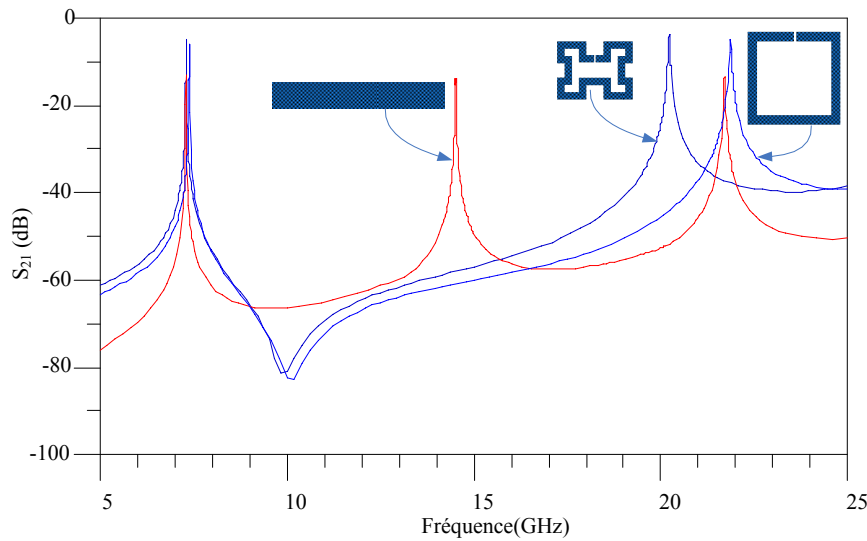


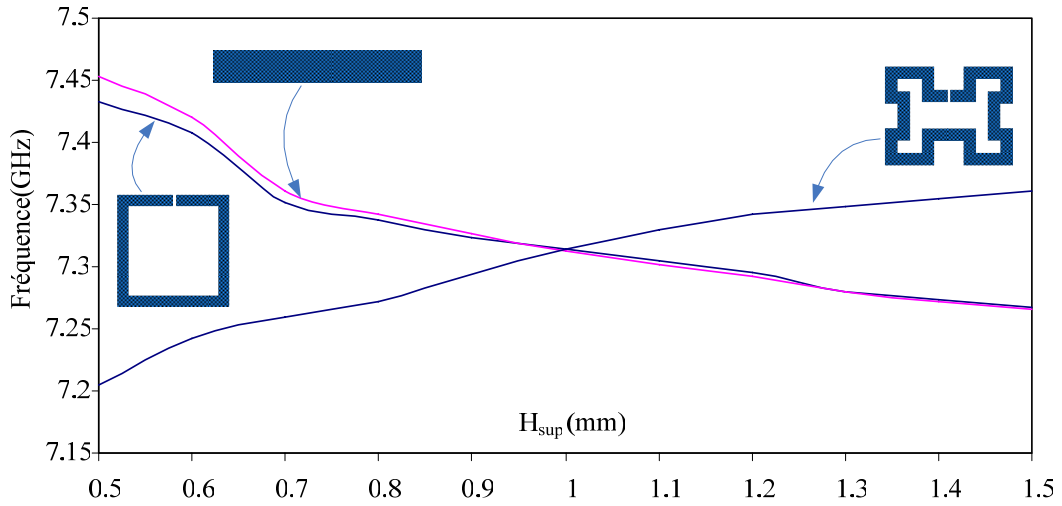
Figure III.3: Caractéristiques de transmission des trois résonateurs linéiques

Nous avons étudié la sensibilité de ces trois résonateurs par rapport aux paramètres géométriques du substrat suspendu. Les variations des fréquences de résonance des résonateurs en fonction des hauteurs supérieure et inférieure du boîtier et en fonction de l'épaisseur du substrat sont présentées dans la figure III.4. Ces résultats montrent que le résonateur de forme rectangulaire est le moins sensible aux variations de la hauteur supérieure du boîtier et aux variations de l'épaisseur du substrat.

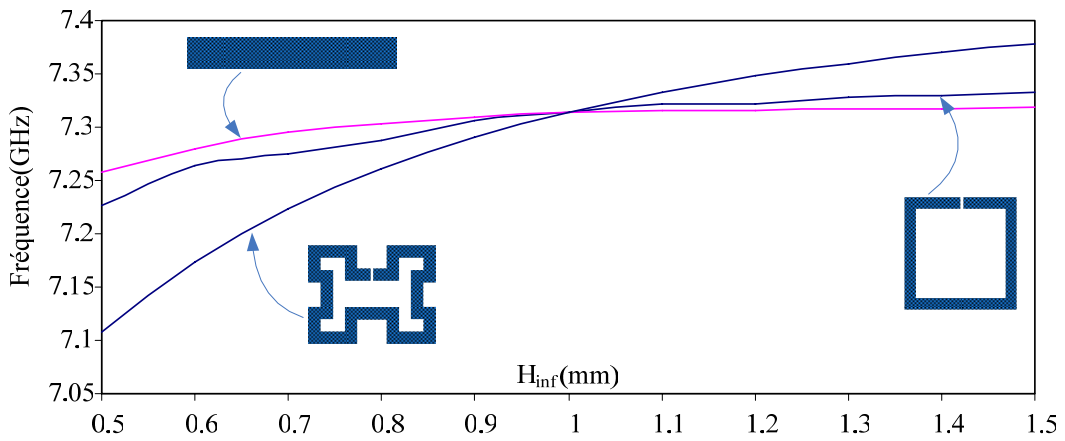
Nous nous sommes alors intéressés à la conception de filtres utilisant ce résonateur afin de valider la synthèse développée dans le chapitre 2. Les filtres en question sont présentés dans le chapitre 4.

Ces premiers résultats nous ont permis de nous intéresser aux fractales comme outil de miniaturisation. En effet, de par leur propriété de **remplissage d'espace**, les fractales permettent une miniaturisation significative des résonateurs planaires. Par ailleurs, les fractales sont construites par itérations successives, permettant ainsi d'avoir des formes **auto-similaires**.

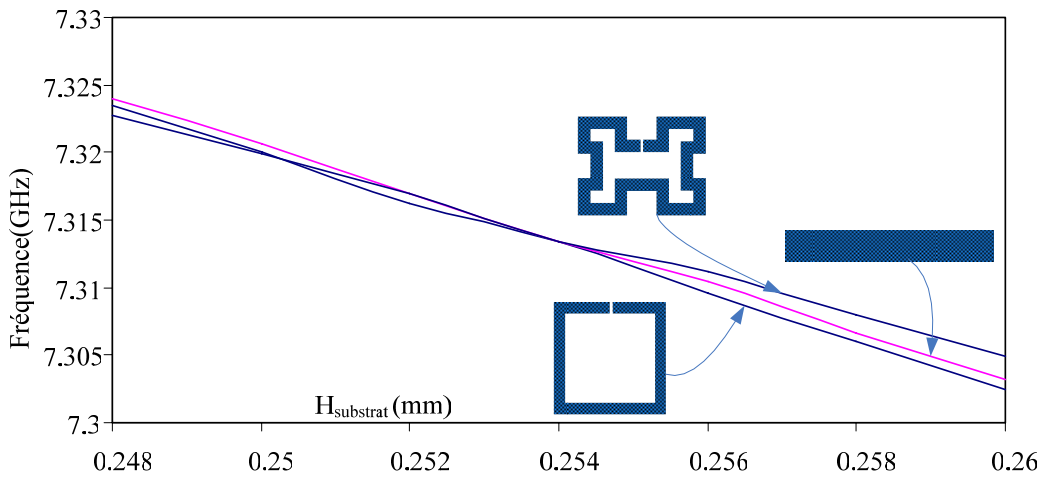
Dans les paragraphes qui suivent, nous nous intéressons à ces deux caractéristiques principales des fractales pour la conception de nouveaux résonateurs planaires et leur application dans de nouvelles topologies de filtrage.



-(a)-



-(b)-



-(c)-

Figure III.4: Sensibilité des résonateurs linéiques
a-Par rapport à la hauteur supérieure du boîtier, b-Par rapport à la hauteur inférieure du boîtier, c-Par rapport à l'épaisseur du substrat

III.3 Itération fractale appliquée à des résonateurs planaires

Afin d'appréhender l'effet des itérations fractales sur des résonateurs planaires, nous avons d'abord appliqué quelques itérations à plusieurs types de résonateurs linéaires ou duaux. Pour le moment, aucune miniaturisation n'est appliquée aux résonateurs. La figure III.5 montre les réponses en réflexion des différents résonateurs fractals obtenus.

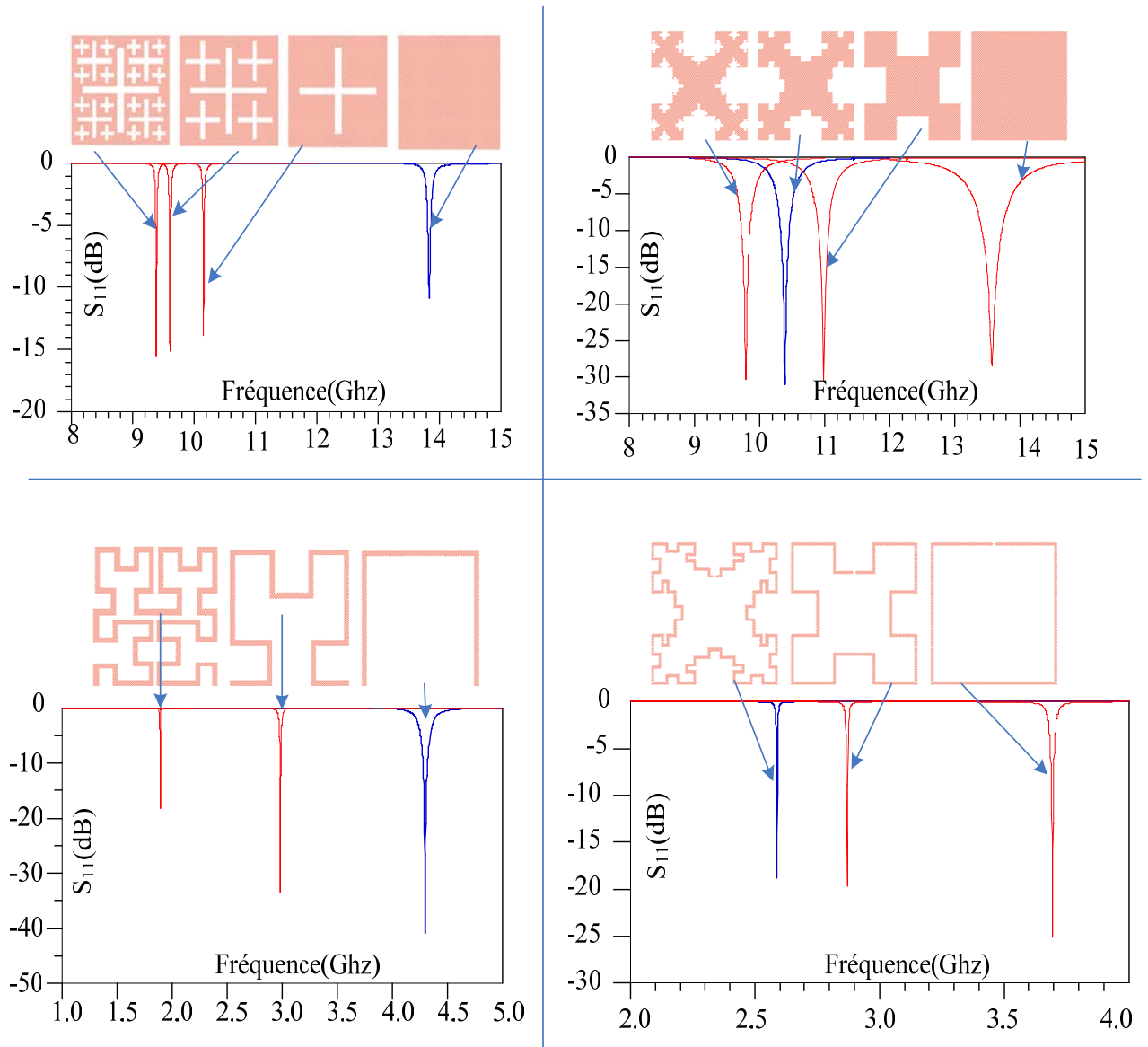


Figure III.5: Itérations Fractales appliquées aux résonateurs linéaires et duaux.

Ces résultats montrent que lorsque l'ordre de l'itération fractale augmente, la fréquence de résonance diminue. La diminution de la fréquence de résonance est surtout significative pour les deux premières itérations. Pour les itérations supérieures, peu de changements sont observés, et on se heurte de toute façon aux problèmes de fabrication, les détails des motifs fractals deviennent trop petits et très difficiles à réaliser pratiquement.

Théoriquement, une fractale est la limite à l'infini des itérations précédemment présentées. Les résonateurs obtenues à partir de la deuxième ou la troisième itération sont généralement appelées pré-fractales. Par souci de simplicité, tout résonateur obtenu à partir de la deuxième itération sera nommé résonateur fractal.

Ces résultats montrent que les fractales peuvent bien servir pour la miniaturisation des résonateurs. Il suffit d'accompagner l'itération fractale d'une miniaturisation afin que le résonateur fractal puisse résonner à la même fréquence que le résonateur initial, tout en occupant une surface beaucoup plus réduite.

Nous nous sommes particulièrement intéressés à deux itérations fractales et à leurs effets sur un résonateur dual carré et à un résonateur linéique $\lambda/2$. Le paragraphe III.4 étudie l'itération de Minkowski appliquée à un patch carré, tandis que le paragraphe III.5 traite de l'itération de Hilbert appliquée à un résonateur linéique.

III.4 Etude du résonateur de Minkowski

L'itération de Minkowski sera appliquée à un résonateur dual (bi-mode) carré de côté L . Cette itération est détaillée dans la figure III.6:

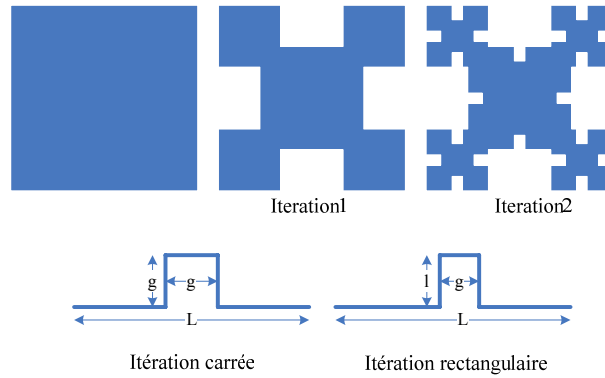


Figure III.6: Itérations de Minkowski appliquées à un résonateur carré

Deux types d'itérations seront considérées: l'itération carrée consiste à extraire de chaque côté L du carré un petit carré de côté g . L'itération rectangulaire consiste à extraire de chaque côté L du carré un rectangle de dimensions $l * g$. Répétées à l'infini, ces itérations conduisent à une structure fractale appelée l'île de Minkowski. Lorsque le nombre d'itérations augmente, la fréquence de résonance du résonateur diminue, ce qui signifie qu'il faut accompagner l'itération d'un zoom afin que le résonateur fractal résonne à la même fréquence que le résonateur carré.

III.4.1 Application de l'itération carrée au résonateur dual

Nous appliquons une première itération carrée au résonateur dual de coté L . La figure III.7 montre la relation entre L et g pour que la fréquence de résonance soit maintenue à 14 GHz.

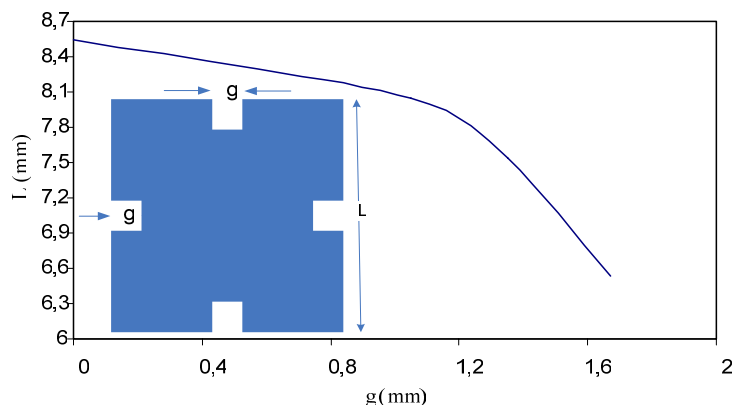


Figure III.7: Relation entre L et g pour une résonance à 14 GHz

On remarque que L diminue lorsque g augmente, ce qui signifie que le résonateur peut être miniaturisé selon la valeur de g . La figure III.8 montre la réponse en transmission du résonateur carré initial ainsi que de deux résonateurs obtenus avec une itération carrée.

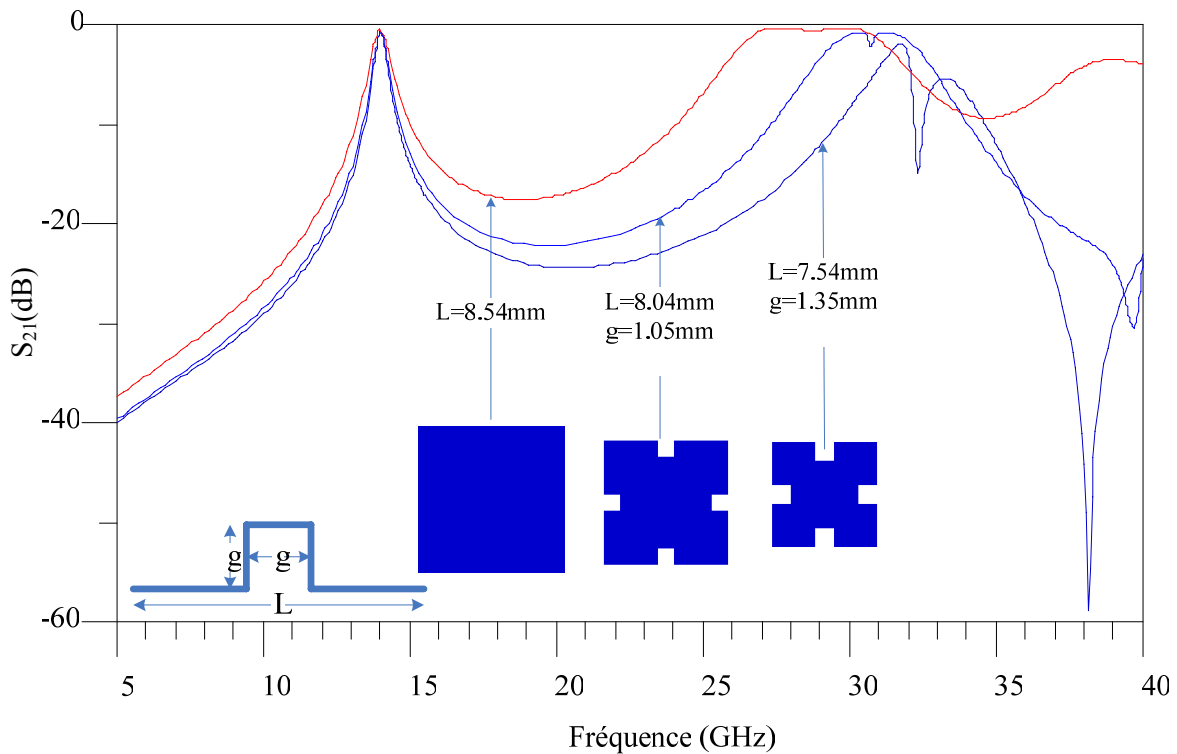


Figure III.8: Réponse en transmission du résonateur carré et de deux résonateurs obtenus avec une itération carrée

On note qu'en plus de la réduction de la taille du résonateur carré, le premier harmonique qui apparaît à 28 GHz pour le résonateur carré est décalé vers les fréquences supérieures.

III.4.2 Application de l'itération rectangulaire au résonateur dual

Nous avons appliqué une itération rectangulaire au résonateur carré de côté L . De même que précédemment, un facteur de réduction de taille est appliqué afin que la résonance se produise à 14 GHz, et ce dans deux cas:

En fixant le côté g à 1.05 mm puis à 1.35 mm, nous avons trouvé les différentes combinaisons (L, l) qui nous permettent d'obtenir une résonance à 14 GHz. Les réponses en transmission sont reportées dans la figure III.9. De même que pour l'itération carrée, nous remarquons que le premier harmonique est décalé vers les fréquences supérieures.

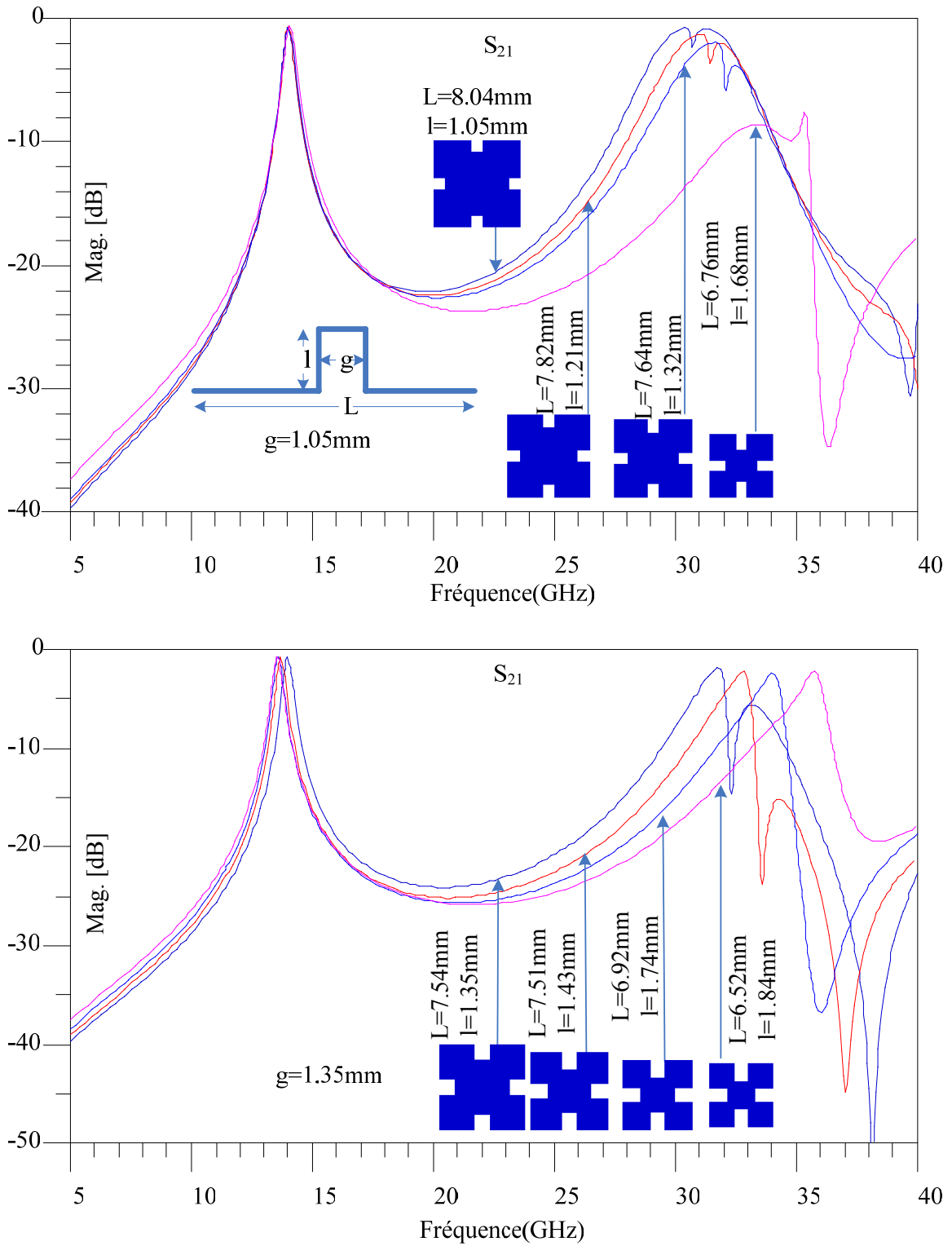


Figure III.9: Réponse en transmission des résonateurs obtenus avec une itération rectangulaire pour $g=1.05\text{mm}$ et $g=1.35\text{mm}$

Afin de comparer l'itération carrée et l'itération rectangulaire, nous avons comparé les réponses en transmission de deux résonateurs de même longueur $L=6.76mm$. On applique au premier une itération carrée avec $g=1.56mm$, et au deuxième une itération rectangulaire avec $g=1.05mm$ et $l=1.68mm$. Les résultats (figure III.10) montrent qu'avec l'itération rectangulaire, le premier harmonique est atténué d'environ 8dB par rapport au résonateur obtenu par itération carrée, et ce sans perte significative au niveau de la sélectivité. Le facteur de qualité à vide est très faiblement réduit.

Cet exemple met en évidence qu'un remplissage optimal de l'espace peut optimiser les caractéristiques de transmission d'un résonateur.

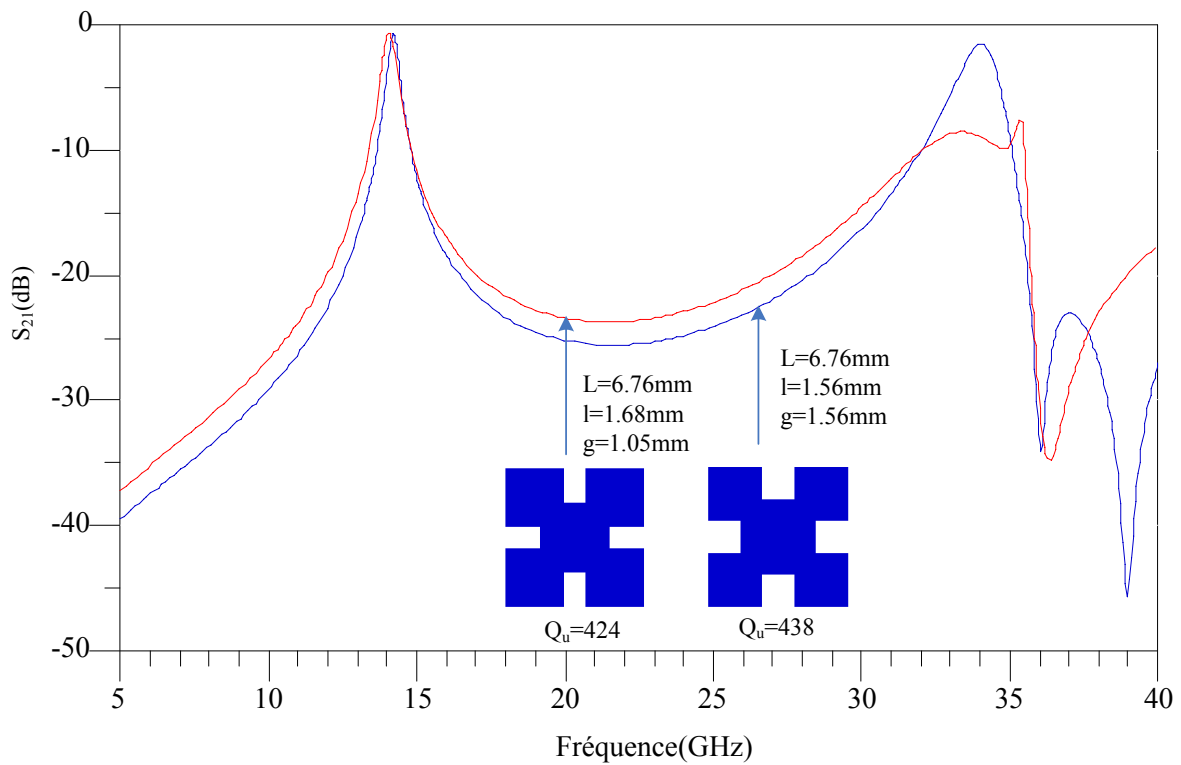


Figure III.10: Comparaison de deux résonateurs obtenus avec une itération carrée et une itération rectangulaire

III.4.3 Application d'une deuxième itération aux résonateurs duaux

Afin de poursuivre l'étude des effets de l'itération fractale sur les résonateurs duaux, nous appliquons une deuxième itération aux résonateurs obtenus précédemment. La figure suivante montre les réponses en transmission de quelques résonateurs de Minkowski:

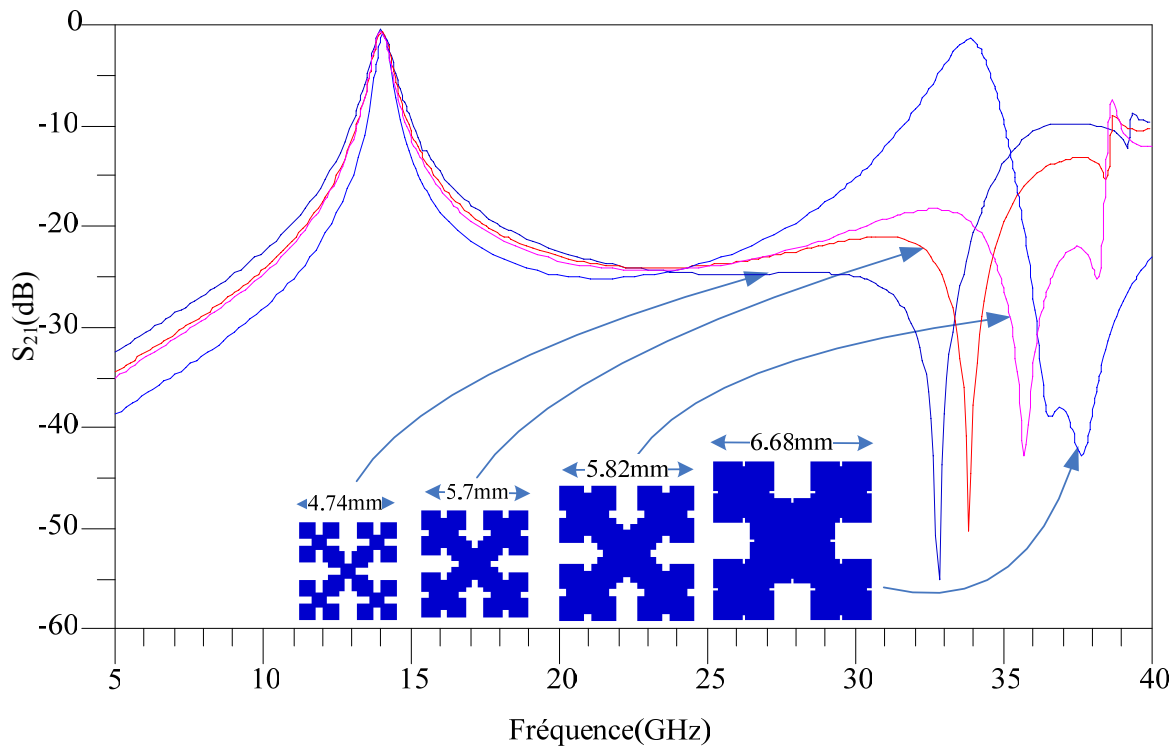


Figure III.11: Réponse en transmission de plusieurs résonateurs de Minkowski

Nous remarquons que la miniaturisation par itération fractale nous permet dans ce cas de supprimer le premier harmonique et d'introduire un zéro de transmission. L'évolution du facteur de qualité à vide des résonateurs fractals de la figure précédente est reportée dans le tableau III.2: le résonateur 2 présente un facteur de qualité à vide supérieur à celui du résonateur 1, bien qu'il soit plus petit que ce dernier. Normalement, la miniaturisation d'un résonateur s'effectue au dépens de son facteur de qualité, puisque la densité de courant augmente lorsque le résonateur devient plus petit. Or le résonateur 2 présente un périmètre supérieur à celui du résonateur 1. L'énergie dans un résonateur étant essentiellement distribuée à sa frontière, l'augmentation du périmètre du résonateur permettrait ainsi de compenser la dégradation du facteur de qualité causée par la miniaturisation. Les résonateurs 3 et 4 présentent un facteur de qualité à vide inférieur à celui du résonateur 2, bien que leur périmètre soit supérieur. Il s'agit donc de trouver le meilleur compromis surface/périmètre du résonateur afin de garder un bon rapport miniaturisation/conservation du facteur de qualité.

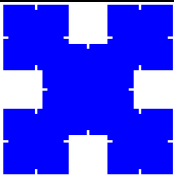
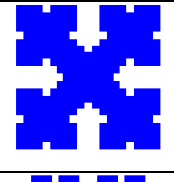
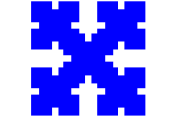
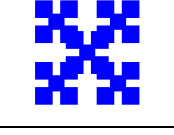
	Résonateur	Dimensions	Périmètre	Facteur de qualité a vide Q_u
1		6.68*6.68mm ²	47.04mm	398
2		5.82*5.82mm ²	48.56mm	425.8
3		5.7*5.7mm ²	51.6mm	403.4
4		4.74*4.74mm ²	54.16mm	344.1

Tableau III.2: Evolution du facteur de qualité à vide des résonateurs de Minkowski

La figure III.12 compare un résonateur de Minkowski et un résonateur obtenu avec la première itération. Ces deux résonateurs occupent la même surface (6.76*6.76mm²). La deuxième itération améliore l'atténuation au niveau du premier harmonique. Le tableau III.3 compare les facteurs de qualité à vide de ces deux résonateurs. Le résonateur 2 présente un périmètre supérieur à celui du résonateur 1 et un meilleur facteur de qualité à vide. Une optimisation du remplissage de l'espace occupé par le résonateur permet donc d'améliorer ses caractéristiques.


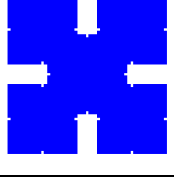
	Résonateur	Dimensions	Périmètre	Facteur de qualité a vide Q_u
1		6.76*6.76mm ²	40.48mm	424.3
2		6.76*6.76mm ²	45.68mm	445.6

Tableau III.3: Comparaison des facteurs de qualité à vide des résonateurs de la figure III.12

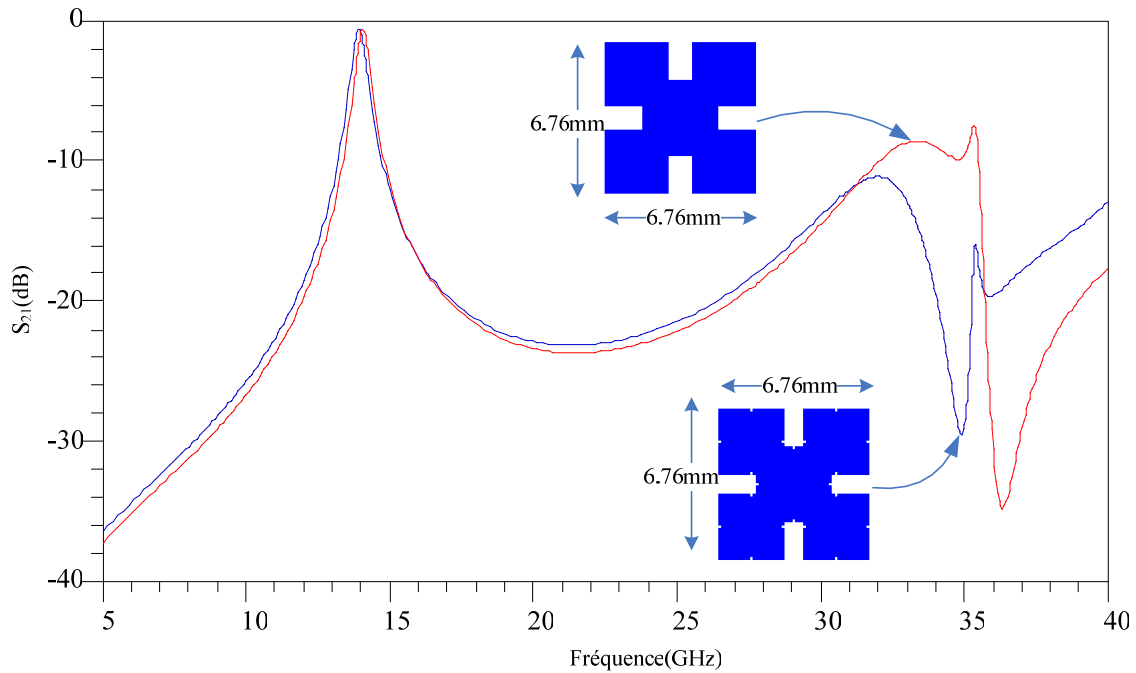


Figure III.12: Comparaison d'un résonateur obtenu par une première itération et d'un résonateur fractal

Enfin nous comparons les réponses en transmission du résonateur carré de départ, d'un résonateur obtenu avec une première itération et d'un résonateur fractal de Minkowski (figure III.13). Le résonateur fractal permet un gain de surface d'environ 31% par rapport au résonateur carré et une meilleure réjection hors-bande.

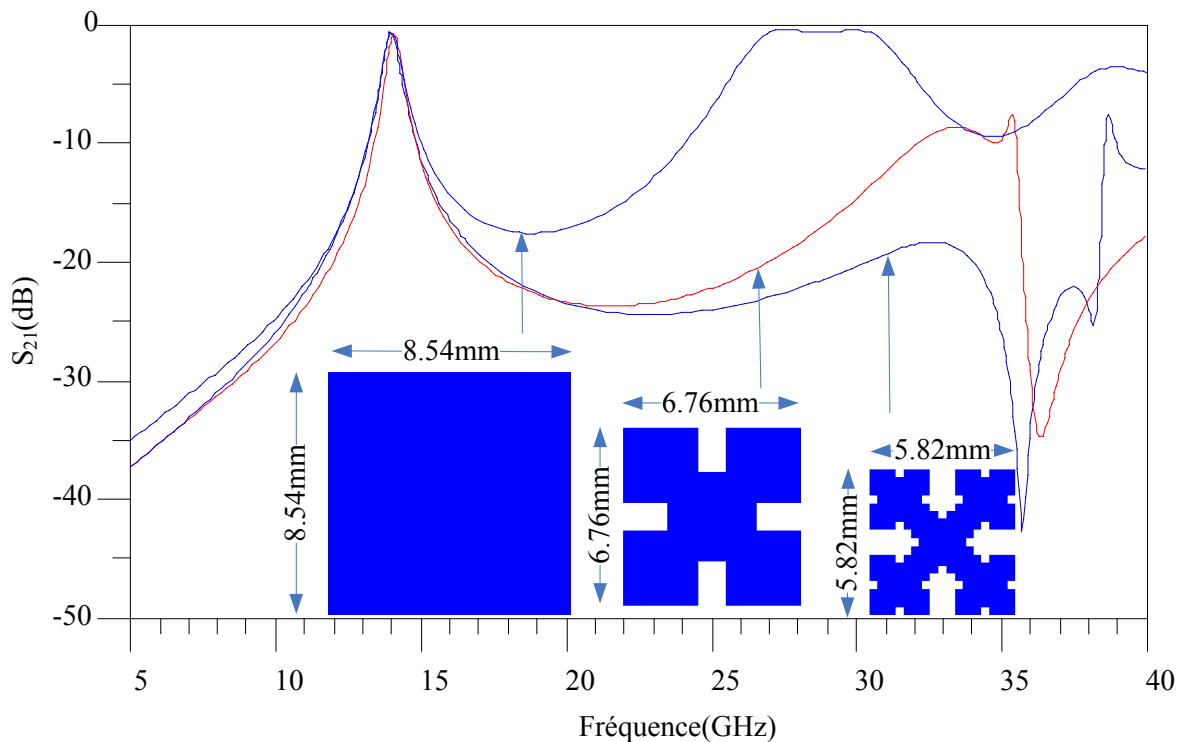


Figure III.13: Réponse en transmission du résonateur carré, d'un résonateur obtenu par une première itération et d'un résonateur fractal

Plusieurs méthodes sont utilisées pour résoudre le problème du premier harmonique dans les structures à lignes couplées.

Une première méthode consiste à égaliser les vitesses de phase des modes pair et impair grâce à la compensation des longueurs électriques de ces deux modes en jouant sur les dimensions des résonateurs. D'autres méthodes utilisent des composants actifs ou des structures à bande interdite photonique (BIP) (Photonic Bandgap)[161]. Une variante des structures périodiques est la DGS (Defected Ground Structure) qui consiste à créer des motifs dans le plan de masse afin d'améliorer la réjection. La réjection peut aussi être améliorée grâce à l'utilisation d'une couche de diélectrique qui permet d'absorber les harmoniques supérieurs [162]. Mais comme nous l'avons signalé dans le premier chapitre, la mise en œuvre des structures périodiques est délicate. En effet, la périodicité des motifs doit être reproductible sur toute la structure, afin d'obtenir de bonnes performances électroniques, et il est difficile d'intégrer ces structures avec d'autres composants dont le plan de masse est uniforme.

Il est donc préférable de travailler sur la topologie des résonateurs. La figure III.14 montre quelques exemples de structures de filtrage modifiées afin de supprimer le premier harmonique.

Dans le premier exemple [163] (figure III.14.a), des "perturbations" carrées sont insérées dans la zone de couplage. Dans le deuxième exemple [164] (figure III.14.b), une transformation sinusoïdale est appliquée sur la largeur des lignes couplées. Le troisième exemple [165] (figure III.14.c) utilise les couplages entre les résonateurs non-adjacents afin d'annuler le premier harmonique. D'autres filtres utilisent les résonateurs à pas d'impédance (SIR : Stepped Impedance Resonator) [166] pour annuler le premier harmonique. Le but de toutes ces transformations est de réduire la différence entre les constantes de phase des modes pair et impair, β_e et β_o , car c'est cette différence qui crée le premier harmonique. Ces transformations permettent de fournir des longueurs électriques différentes pour les modes pair et impair, afin d'égaliser les vitesses de phase de ces modes.

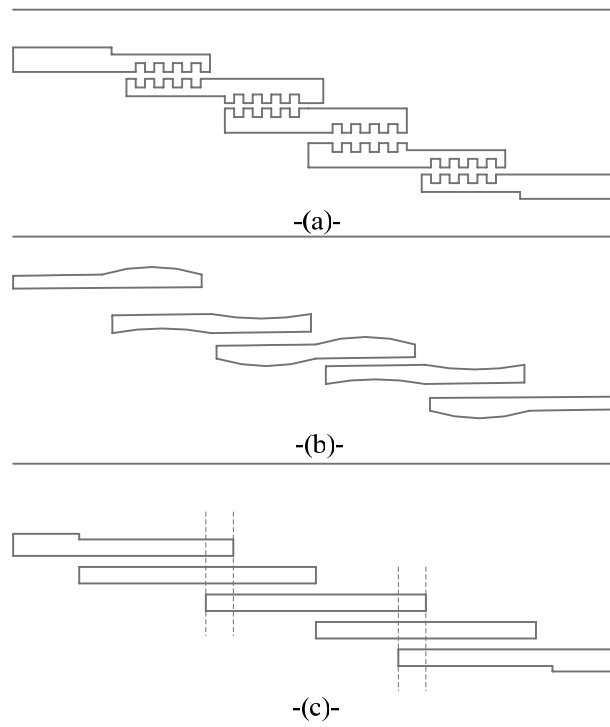


Figure III.14: Exemples de topologies de filtrage permettant la suppression du premier harmonique

Dans le cas des résonateurs de Minkowski, l'itération fractale permet de compenser les longueurs électriques des modes de propagation puisque le périmètre du résonateur augmente avec l'itération. Lorsque la fréquence augmente (la longueur d'onde diminue), la longueur électrique effective augmente. Une autre méthode qui permet d'expliquer le comportement des résonateurs de Minkowski au niveau des harmoniques serait de les voir comme des résonateurs à pas d'impédance, les sections de faible largeur étant des sections inductives et les sections plus larges étant des sections capacitives.

III.4.4 Evolution du facteur de qualité à vide des résonateurs de Minkowski

Le tableau III.4 retrace l'évolution du facteur de qualité à vide des trois résonateurs de la figure III.13. La procédure d'extraction du facteur de qualité à vide des résonateurs est présentée en Annexe 2.

Résonateur	Taille	Périmètre	Q ₀
	8.54*8.54mm ²	34.16mm	353.84
	6.76*6.76mm ²	40.48mm	424.3
	5.82*5.82mm ²	48.56mm	425.8

Tableau III.4: Evolution du facteur de qualité à vide avec l'itération de Minkowski

Nous observons que bien que la taille du résonateur diminue avec l'itération fractale, le facteur de qualité à vide du résonateur augmente considérablement. Lorsque la taille du résonateur diminue, les pertes par radiation diminuent mais les pertes par conduction augmentent puisque la densité de courant augmente. Le facteur de qualité à vide d'un résonateur devrait diminuer lorsqu'il est miniaturisé. Cependant, le résonateur fractal présente un périmètre 42% supérieur à celui du résonateur carré. L'énergie emmagasinée dans un résonateur est essentiellement distribuée à sa frontière (phénomène de localisation) ce qui permet d'améliorer le facteur de qualité à vide du résonateur fractal par rapport au résonateur carré. En effet, le facteur de qualité d'un résonateur peut aussi être défini par la relation

$$Q = 2\pi f_0 \frac{\text{Energie emmagasinée dans le résonateur}}{\text{Energie Dissipée}}$$

où f_0 est la fréquence de résonance du résonateur. La figure III.15 montre la distribution du courant à la résonance des trois résonateurs précédents. On observe bien que le courant est essentiellement distribué sur la frontière des résonateurs.

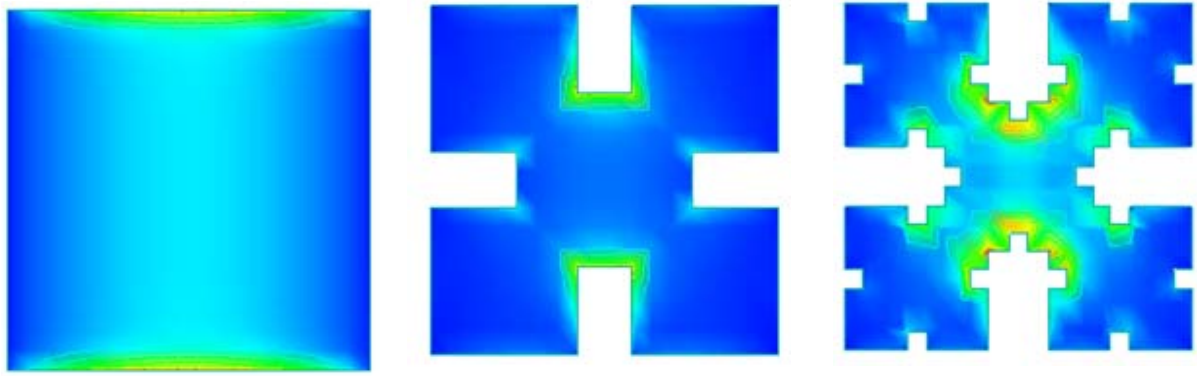


Figure III.15: Distribution du courant dans les résonateurs à leurs fréquences de résonance

III.4.5 Etude de la sensibilité des résonateurs de Minkowski

Un des inconvénients de la technologie du substrat suspendu est la mise en boîtier et la tolérance de fabrication. Nous nous sommes donc intéressés à l'influence des paramètres technologiques sur la fréquence de résonance des résonateurs bi-modes. La figure III.16 montre l'évolution de la fréquence de résonance de trois résonateurs en fonction de la hauteur de la cavité supérieure du substrat suspendu. Pour une variation de H_{sup} de 0.2mm, le décalage de la fréquence de résonance est de 1.78% autour de 14 GHz pour le résonateur carré, 1.15% pour le résonateur obtenu par la première itération et 0.96% pour le résonateur fractal.

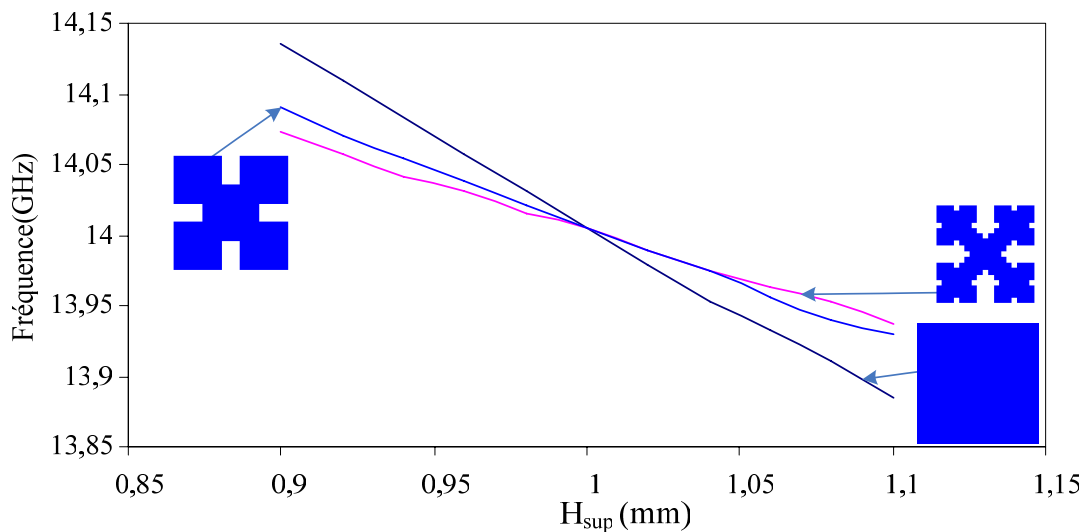


Figure III.16: Sensibilité des résonateurs en fonction de la hauteur supérieure du boîtier

Les variations de la fréquence de résonance en fonction de H_{inf} ont été calculées pour les trois résonateurs précédents (figure III.17). Dans ce cas, et pour une variation de H_{inf} de 0.2mm, le décalage en fréquence est de 0.59% pour le résonateur carré, 0.31% pour le résonateur obtenu par la première itération et 0.29% pour le résonateur fractal.

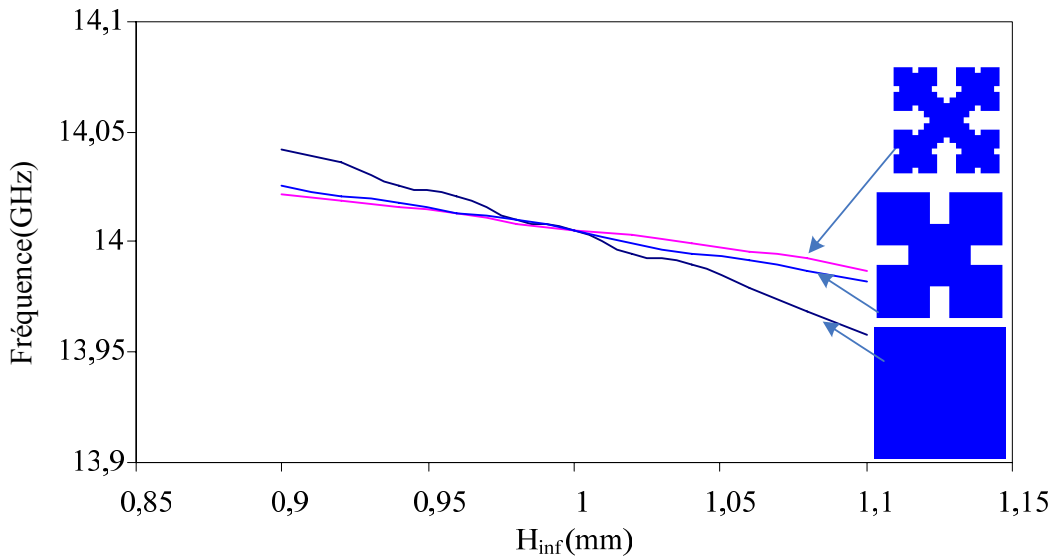


Figure III.17: Sensibilité des résonateurs en fonction de la hauteur inférieure du boîtier

Nous avons également observé les variations de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat. Dans ce cas peu de différences existent entre les trois résonateurs (figure III.18).

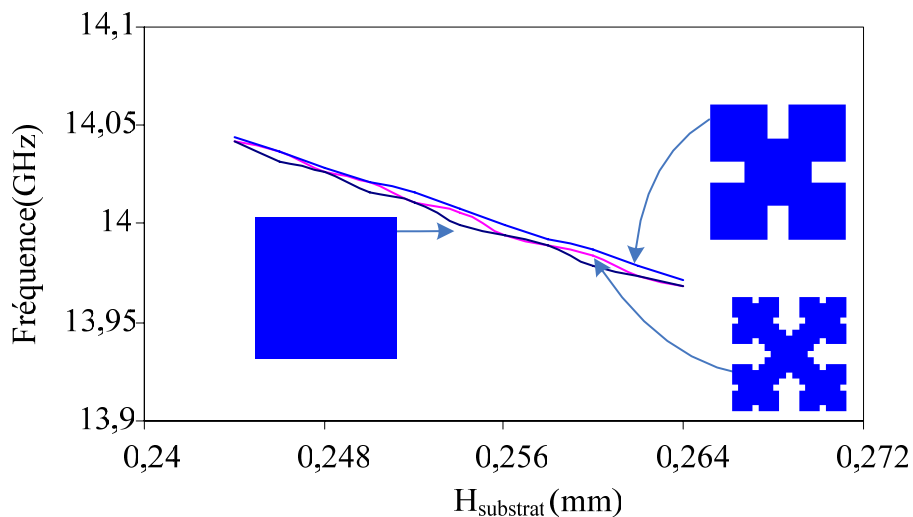


Figure III.18: Sensibilité des résonateurs en fonction de l'épaisseur du substrat

Ces résultats montrent que les résonateurs fractals peuvent être particulièrement intéressants pour le substrat suspendu, étant donnée leur faible sensibilité par rapport aux paramètres géométriques de cette technologie.

III.4.6 Application à la conception de filtres

Les résonateurs duaux sont intéressants pour la conception de filtres compacts puisqu'ils permettent de diviser par deux le nombre de résonateurs nécessaires pour un filtre d'ordre donné. Par ailleurs, de par leur configuration, ces résonateurs acceptent des signaux de forte puissance [167].

Nous avons dans un premier temps conçu des filtres d'ordre deux avec un seul résonateur dual: le premier filtre avec un résonateur carré, le deuxième un résonateur obtenu avec la première itération de Minkowski et le troisième filtre avec un résonateur fractal (résonateurs de la figure III.13). La figure III.19 montre la topologie des filtres ainsi que leurs caractéristiques de propagation.

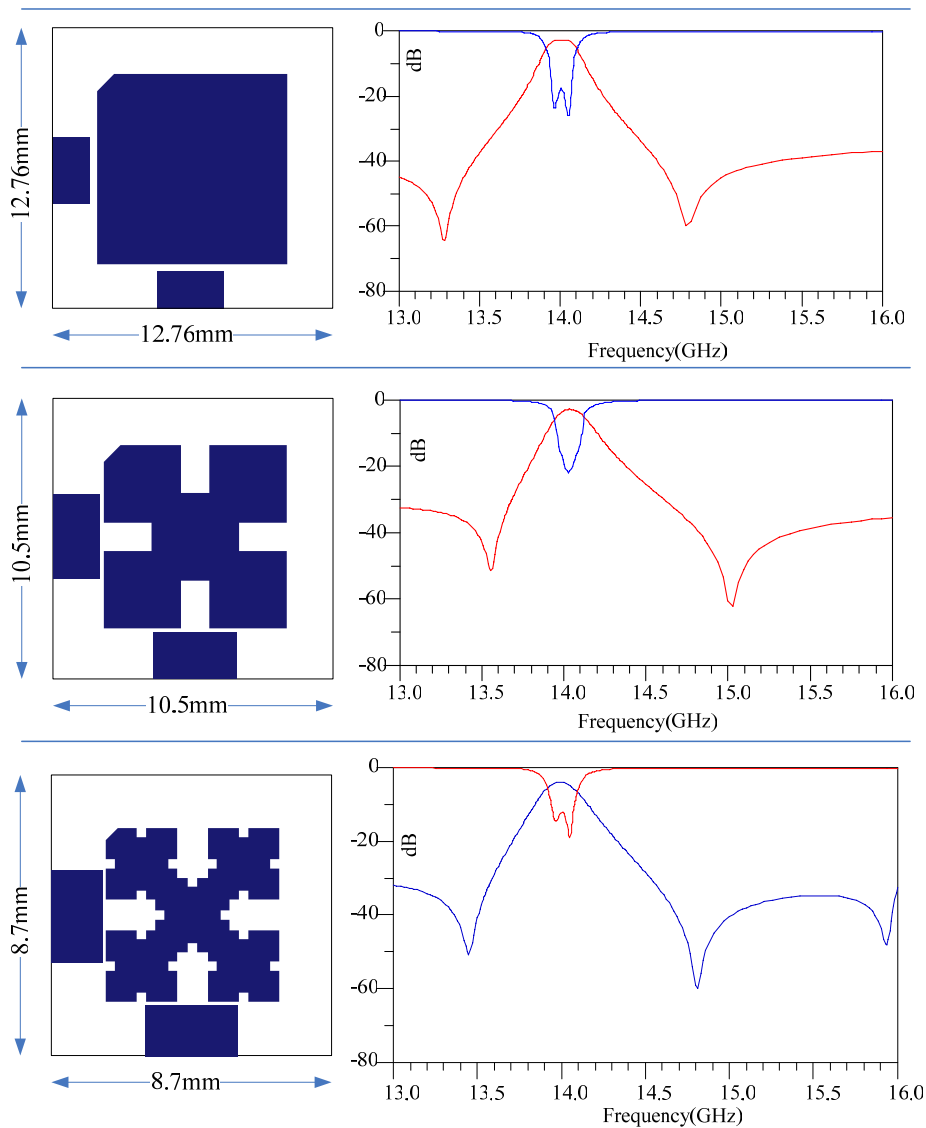


Figure III.19: Filtres utilisant les trois types de résonateurs duaux

L'encoche au coin de chaque résonateur introduit une dissymétrie dans la topologie du résonateur et permet donc de contrôler le couplage entre les deux modes orthogonaux. Cette topologie de filtrage permet aussi d'introduire un zéro de transmission de chaque côté de la bande passante, renforçant ainsi la sélectivité du filtre. Nous avons donc des filtres d'ordre deux avec deux zéros de transmission. Par ailleurs, nous remarquons que lorsqu'on applique l'itération de Minkowski au résonateur, la bande passante du filtre diminue en raison des couplages plus faibles et les zéros sont rapprochés de la bande passante. Les pertes d'insertion sont de 1.8 dB pour le filtre carré, 1.68 dB pour le filtre avec la première itération et 1.85 dB pour le filtre fractal.

La figure III.20 montre la réponse large bande des filtres où l'on voit l'atténuation au niveau du premier harmonique. Par ailleurs, la miniaturisation du résonateur dual permet de le placer dans un boîtier de taille réduite, dont la fréquence de résonance est élevée, et donc plus éloignée de la bande passante du filtre.

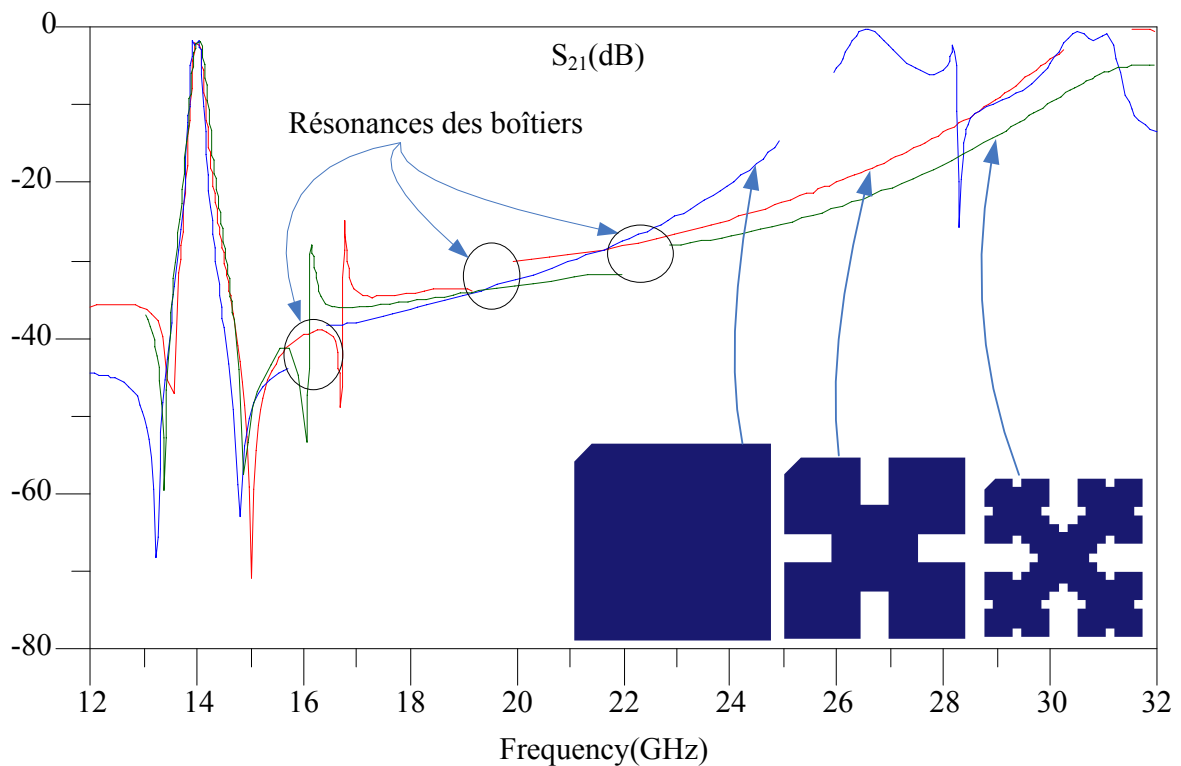


Figure III.20: Comparaison large bande des réponses en transmission des filtres

La synthèse que nous avons développée dans le chapitre 2 permet d'obtenir les circuits équivalents de tels filtres. Il s'agit de deux résonateurs avec chacun un rétro-couplage qui introduit un zéro de transmission.

La figure III.21 montre le circuit équivalent d'un filtre d'ordre deux avec deux zéros de transmission. Chaque résonateur (L, C) représente un mode de propagation du résonateur dual. Le filtre est centré à 14 GHz, sa bande passante est de 200 MHz et les zéros de transmission sont placés respectivement à 13.7 GHz et 14.3 GHz. Le couplage J_1 est négatif. Il va créer le zéro de transmission à gauche de la bande passante. Le couplage J_2 est positif et va créer le zéro de transmission à droite de la bande passante.

$C_1=1.0034 \text{ nF}$	$L_1=0.312 \text{ pH}$	$J_1=-0.479$
$C_2=0.794 \text{ nF}$	$L_2=0.159 \text{ pH}$	$J_2= 0.593$

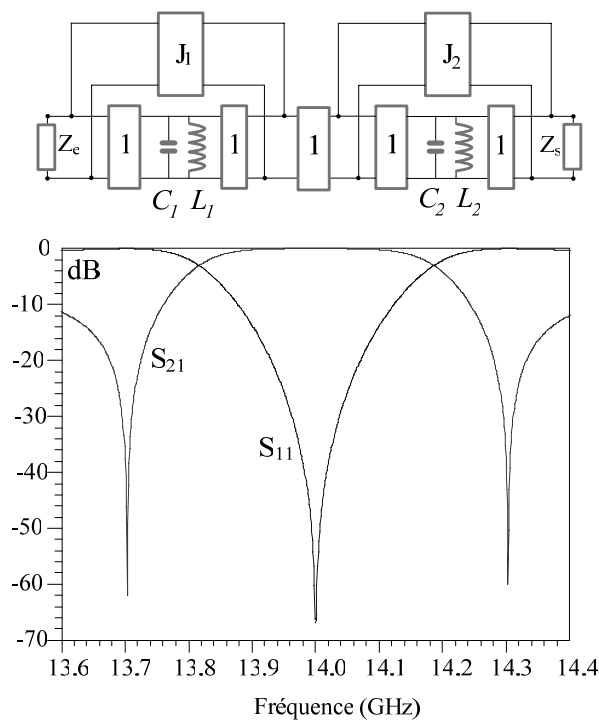


Figure III.21: Prototype passe-bande et caractéristiques de transfert d'un filtre d'ordre deux avec deux zéros de transmission

La position du zéro de transmission à gauche de la bande passante peut être contrôlée en faisant varier J_1 , comme le montre la figure III.22. De même, la position du zéro de transmission à droite de la bande passante peut être contrôlée en faisant varier J_2 , comme le montre la figure III.23. Ces résultats montrent qu'il est possible de contrôler la position des zéros indépendamment l'un de l'autre.

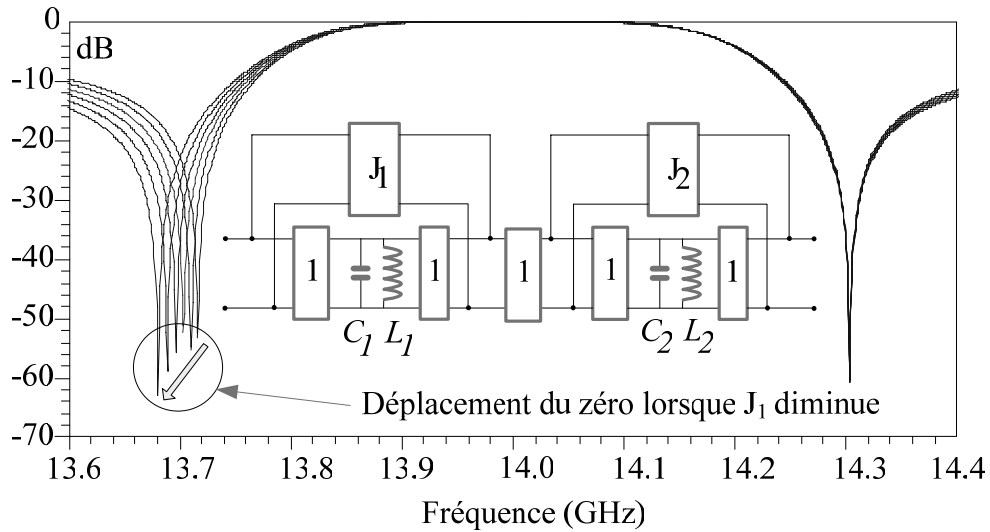


Figure III.22: Evolution de la position du zéro à gauche de la bande passante en fonction de J_1

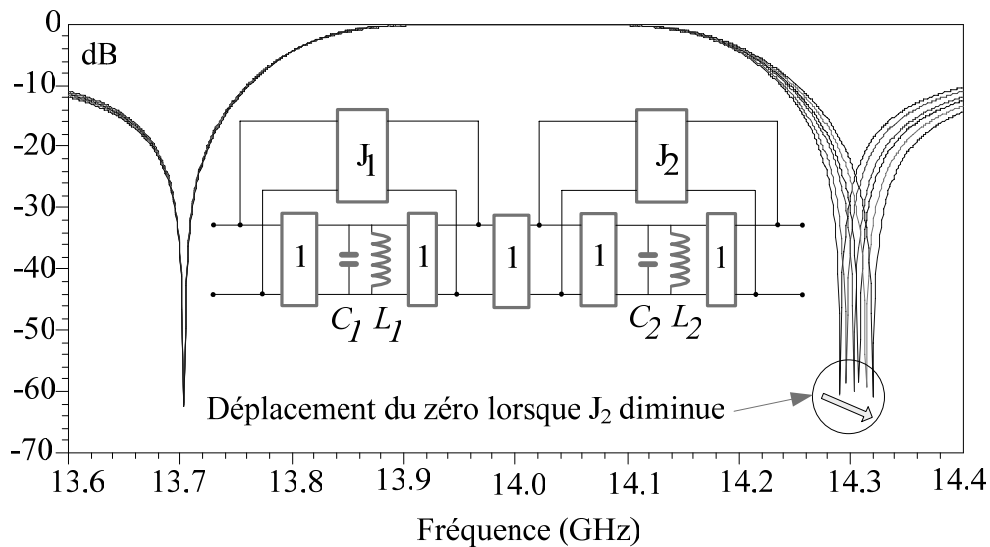


Figure III.23: Evolution de la position du zéro à droite de la bande passante en fonction de J_2

En pratique, il est très difficile de contrôler la position des zéros de transmission en raison de la dépendance des couplages entre les deux modes de propagation du résonateur et les lignes d'entrée-sortie. Pour le filtre de la figure III.24, régler J_1 revient à régler le couplage entre la ligne d'entrée et le mode de propagation 2, et régler J_2 revient à régler le couplage entre le mode 1 et la ligne de sortie. Les gaps d'entrée et de sortie g_{in} et g_{out} permettent de régler le facteur de qualité externe du filtre.

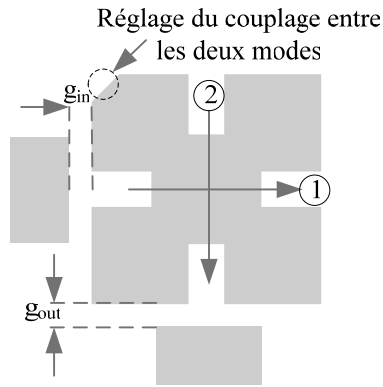


Figure III.24: Topologie du filtre dual

Les deux figures suivantes présentent le déplacement des zéros en fonction d'un déplacement latéral des lignes d'accès d'entrée et de sortie. Elles montrent la difficulté de contrôler indépendamment les positions des zéros de transmission.

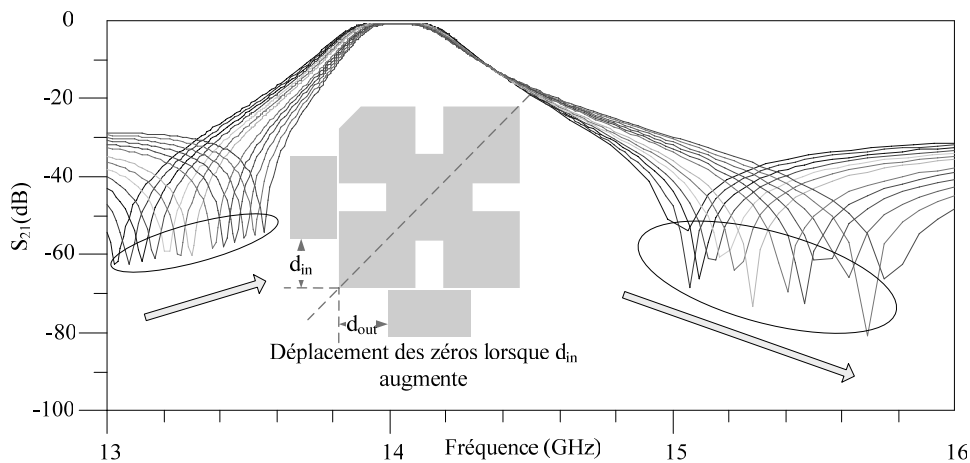


Figure III.25: Contrôle de la position des zéros en fonction de d_{in}

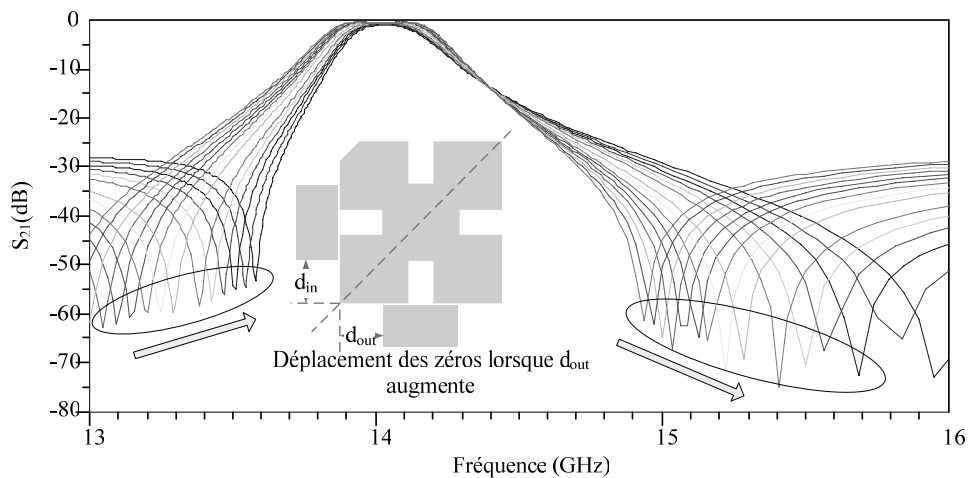


Figure III.26: Contrôle de la position des zéros en fonction de d_{out}

III.5 Etude du résonateur de Hilbert

La figure III.27 montre l'itération de Hilbert:

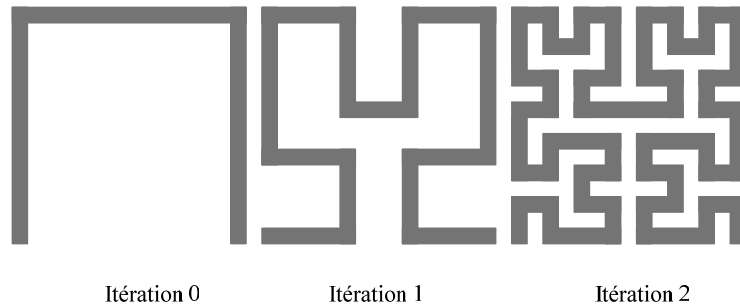


Figure III.27: Itération de Hilbert

Répétée à l'infini, la courbe de Hilbert remplit complètement le carré qu'elle délimite. Autrement dit, grâce à la courbe de Hilbert, il est possible de contenir une ligne de longueur infinie dans un carré de surface finie, ce qui montre la propriété de remplissage d'espace exceptionnelle que possède la courbe de Hilbert.

III.5.1 Application de l'itération de Hilbert à un résonateur linéique

Nous nous intéressons à présent au comportement d'un résonateur linéique $\lambda/2$ auquel on applique l'itération de Hilbert (figure III.28). Comme pour les résonateurs de Minkowski, cette itération est accompagnée d'une miniaturisation du résonateur afin de garder la même fréquence de résonance. Pour des raisons de faisabilité, nous nous arrêtons à l'itération d'ordre deux. Ces résonateurs ont été dimensionnés pour une résonance à 9.78 GHz (figure III.29).

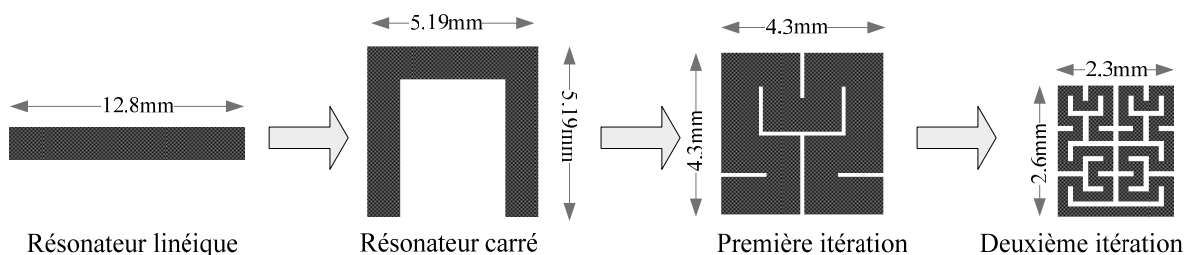


Figure III.28: Itération de Hilbert appliquée à un résonateur $\lambda/2$

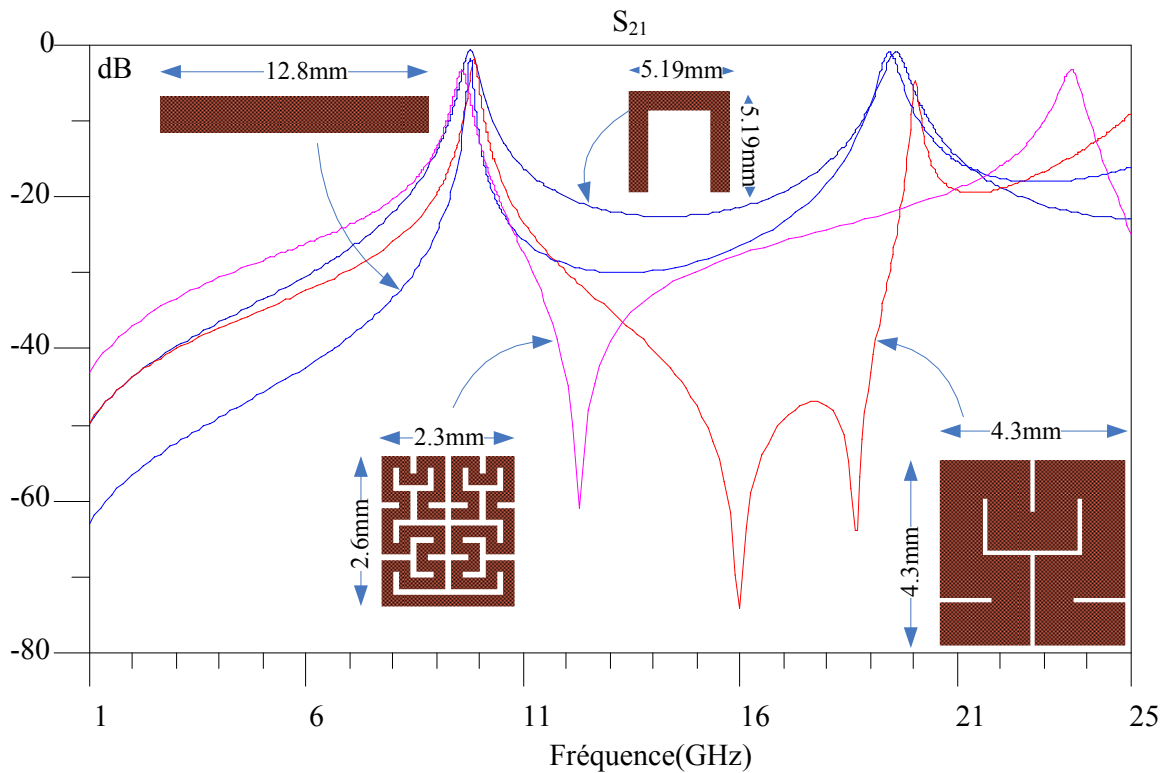


Figure III.29: Réponses en transmission des résonateurs à 9.78 GHz

Pour le résonateur linéique et le résonateur carré, le premier harmonique apparaît à $2f_0$. La première itération de Hilbert permet d'introduire un zéro de transmission dans la réponse en transmission du résonateur. Le premier harmonique est décalé au delà de $2f_0$. La deuxième itération de Hilbert permet de rapprocher le zéro de transmission de la bande passante du résonateur, augmentant ainsi sa sélectivité. Par ailleurs, on retrouve une atténuation supérieure à 30dB à $2f_0$ et la première remontée harmonique est observée à 23 GHz. Cependant la largeur du résonateur dans le cas de la deuxième itération de Hilbert est réduite afin de pouvoir le miniaturiser, ce qui augmente les pertes ohmiques.

Nous nous sommes aussi intéressés à la comparaison de différentes topologies de résonateurs linéiques à 6.9 GHz. Dans ce cas tous les résonateurs présentent la même largeur de ligne, soit 0.2 mm. La figure III.30 montre leurs réponses en transmission. Pour le résonateur 3, un zéro de transmission est créé à 9.18 GHz. Par contre, les pertes d'insertion du résonateur augmentent lors de sa miniaturisation, en raison de la diminution de leur facteur de qualité à vide.

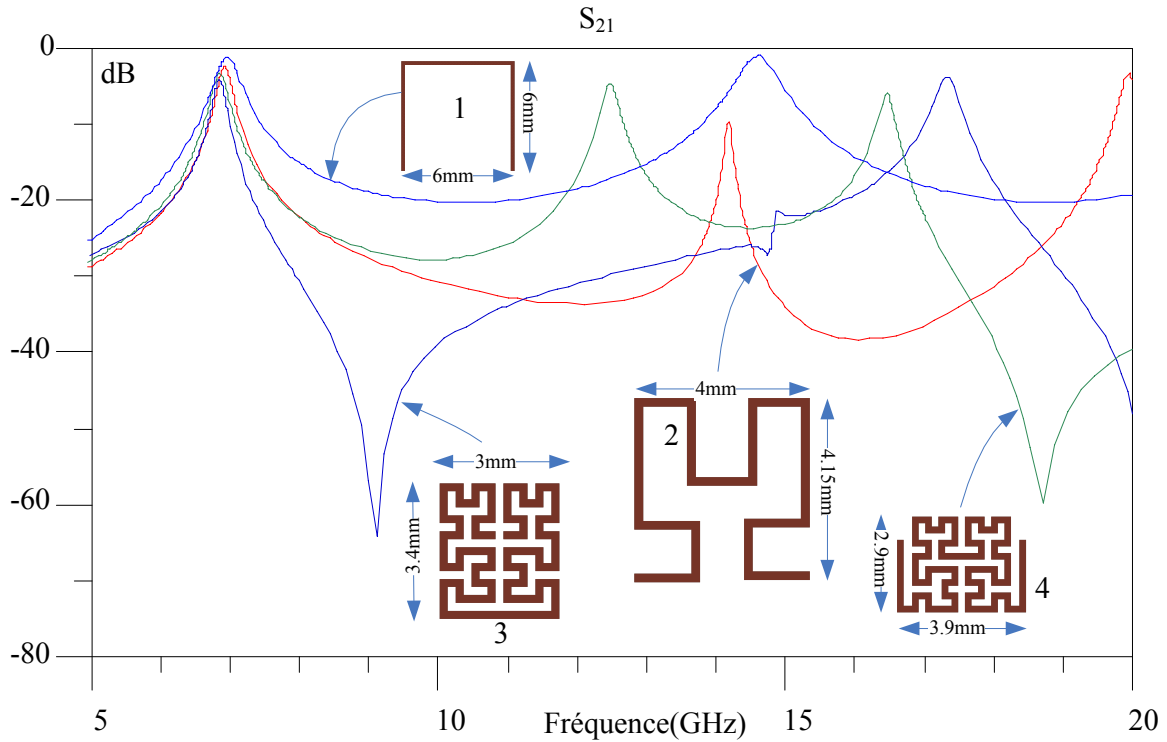


Figure III.30: Réponses en transmission des résonateurs à 6.9 GHz

La figure III.31 montre plusieurs résonateurs de Hilbert du second ordre ainsi que l'atténuation au niveau du premier harmonique que permet cette itération.

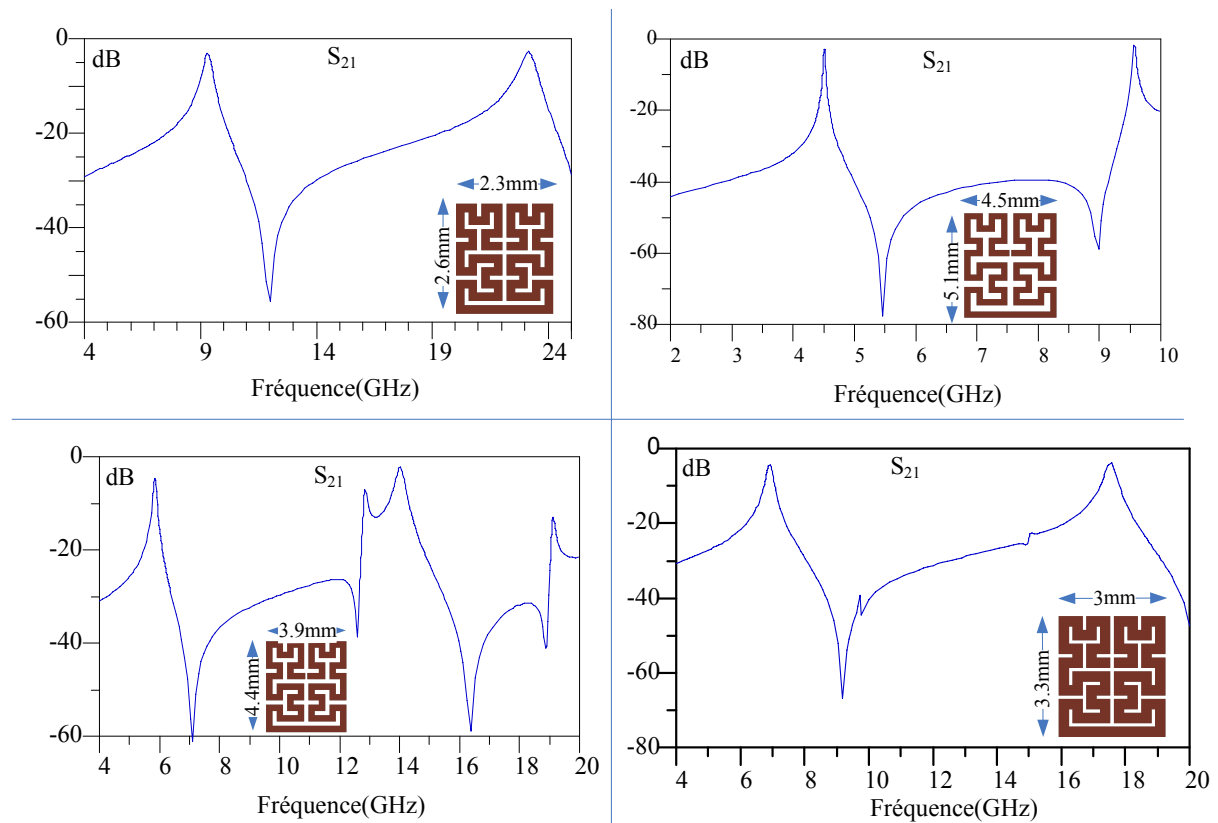


Figure III.31: Réponses en transmission des résonateurs de Hilbert

III.5.2 Evolution du facteur de qualité à vide des résonateurs de Hilbert

Nous étudions ici l'évolution du facteur de qualité à vide des résonateurs 1, 2 et 3 présentés dans la figure III.30. Les pertes de la structure sont métalliques (boîtier en laiton, circuit en cuivre) et diélectriques (substrat).

La conductivité du cuivre ($\sigma = 5.8.10^7 S.m^{-1}$) caractérise les pertes métalliques. Les pertes diélectriques correspondent à la tangente de pertes du substrat ($\tan \delta = 9.10^{-4}$). La constante diélectrique du substrat est de 2.2 et son épaisseur est $254 \mu m$. Les hauteurs supérieure et inférieure de la cavité sont de 1mm. La largeur de la ligne constituant les résonateurs est de 2mm. Le tableau III.5 regroupe l'évolution du facteur de qualité à vide des différents résonateurs.

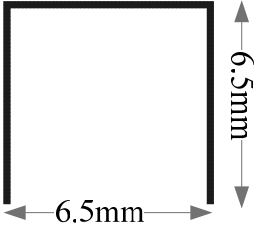
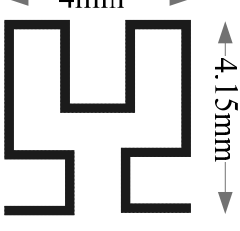
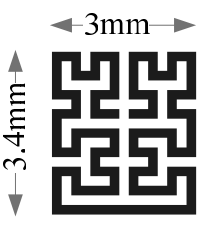
		
$Q_0 = 103$	$Q_0 = 89$	$Q_0 = 83$

Tableau III.5: Evolution du facteur de qualité du résonateur de Hilbert

L'itération de Hilbert permet une miniaturisation de près de 75% par rapport au résonateur carré. Cette miniaturisation s'accompagne bien entendu d'une réduction du facteur de qualité à vide des résonateurs. En effet, miniaturiser un résonateur planaire tout en gardant sa fréquence de résonance constante réduit son facteur de qualité puisque la densité de courant augmente, augmentant ainsi les pertes métalliques.

Le tableau III.6 compare les facteurs de qualité et les fréquences de résonance de trois résonateurs occupant la même surface et la même longueur de ligne. Le premier résonateur en "épingles" résonne à 5.48 GHz avec un facteur de qualité à vide $Q_0 = 93$, le résonateur de Hilbert résonne à 6.9 GHz avec $Q_0 = 88$ et le résonateur hairpin résonne à 7.57 GHz avec $Q_0 = 75$.

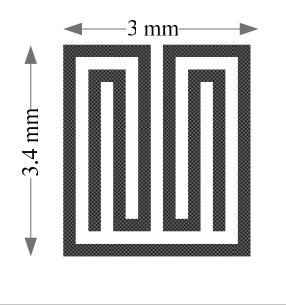
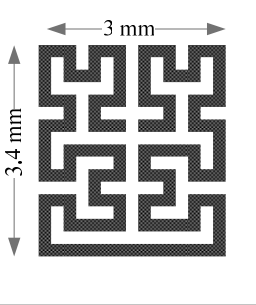
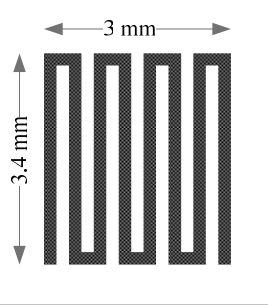
		
$f_0 = 5.48GHz$	$f_0 = 6.90GHz$	$f_0 = 7.57GHz$
$Q_0 = 93$	$Q_0 = 88$	$Q_0 = 75$

Tableau III.6: Comparaison des facteurs de qualité de trois résonateurs de même taille

Cette différence entre les fréquences de résonance des résonateurs, surtout entre le résonateur en "épingle" et le résonateur de Hilbert peut être expliquée en formulant l'hypothèse de "raccourcis" produits par les couplages entre les méandres à l'intérieur du résonateur de Hilbert. Sa longueur effective est donc plus faible, ce qui explique sa résonance à une fréquence supérieure à celle qu'on pouvait attendre.

Ces résultats montrent que le résonateur de Hilbert présente un bon compromis entre la miniaturisation et la conservation d'un bon facteur de qualité à vide nécessaire pour minimiser les pertes d'insertion lors de la conception de filtres.

Les valeurs relativement faibles des facteurs de qualité obtenus s'expliquent notamment par l'utilisation du cuivre comme métal ainsi qu'une épaisseur relativement élevée pour le substrat, ce qui augmente les pertes métalliques et diélectriques du circuit. L'utilisation de l'or comme conducteur, ainsi qu'un substrat moins épais ou avec une tangente de pertes plus faible permet d'améliorer considérablement les performances des résonateurs. Par ailleurs, la miniaturisation par itération fractale peut être utilisée avec d'autres technologies qui permettent une amélioration significative des facteurs de qualités à vide des résonateurs, comme le micro-usinage ou la supraconductivité. La miniaturisation par itération fractale est surtout intéressante dans ces cas puisque le coût du substrat est élevé et que les techniques de fabrication ne permettent pas la conception de substrats dont la surface soit supérieure à quelques cm^2 .

III.5.3 Etude de la sensibilité des résonateurs de Hilbert

Comme pour les résonateurs de Minkowski, nous nous sommes intéressés l'influence des paramètres technologiques sur la fréquence de résonance des résonateurs. La figure III.32 montre les variations de la fréquence de résonance d'un résonateur linéique, d'un résonateur carré et d'un résonateur de Hilbert. Lorsque les hauteurs des cavités sont égales à 1mm et l'épaisseur du substrat est 0.254mm, les trois résonateurs ont la même fréquence de résonance $f_0 = 9.778 GHz$. Ces résultats montrent que le résonateur de Hilbert est le moins sensible aux variations des hauteurs de la cavité et de l'épaisseur du substrat.

Nous avons aussi comparé la sensibilité d'un résonateur de Hilbert du premier ordre (première itération) et d'un résonateur de Hilbert du deuxième ordre (deuxième itération) à $f_0 = 9.364 GHz$ (figure III.33). Dans ce cas aussi, l'itération de Hilbert permet d'avoir un résonateur moins sensible aux tolérances de fabrication du substrat suspendu.

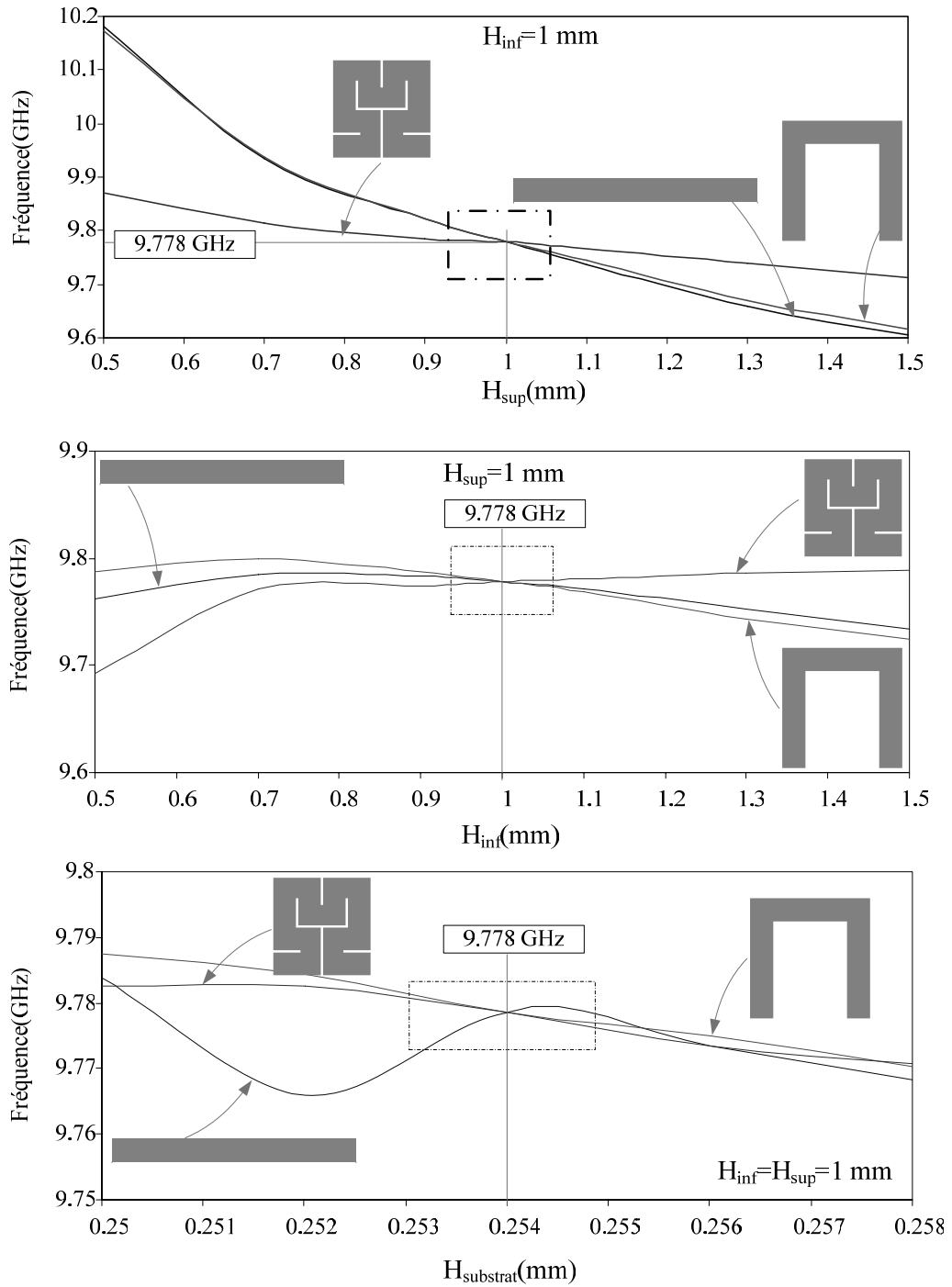


Figure III.32: Etude de la sensibilité du résonateur linéique et des résonateurs linéaires

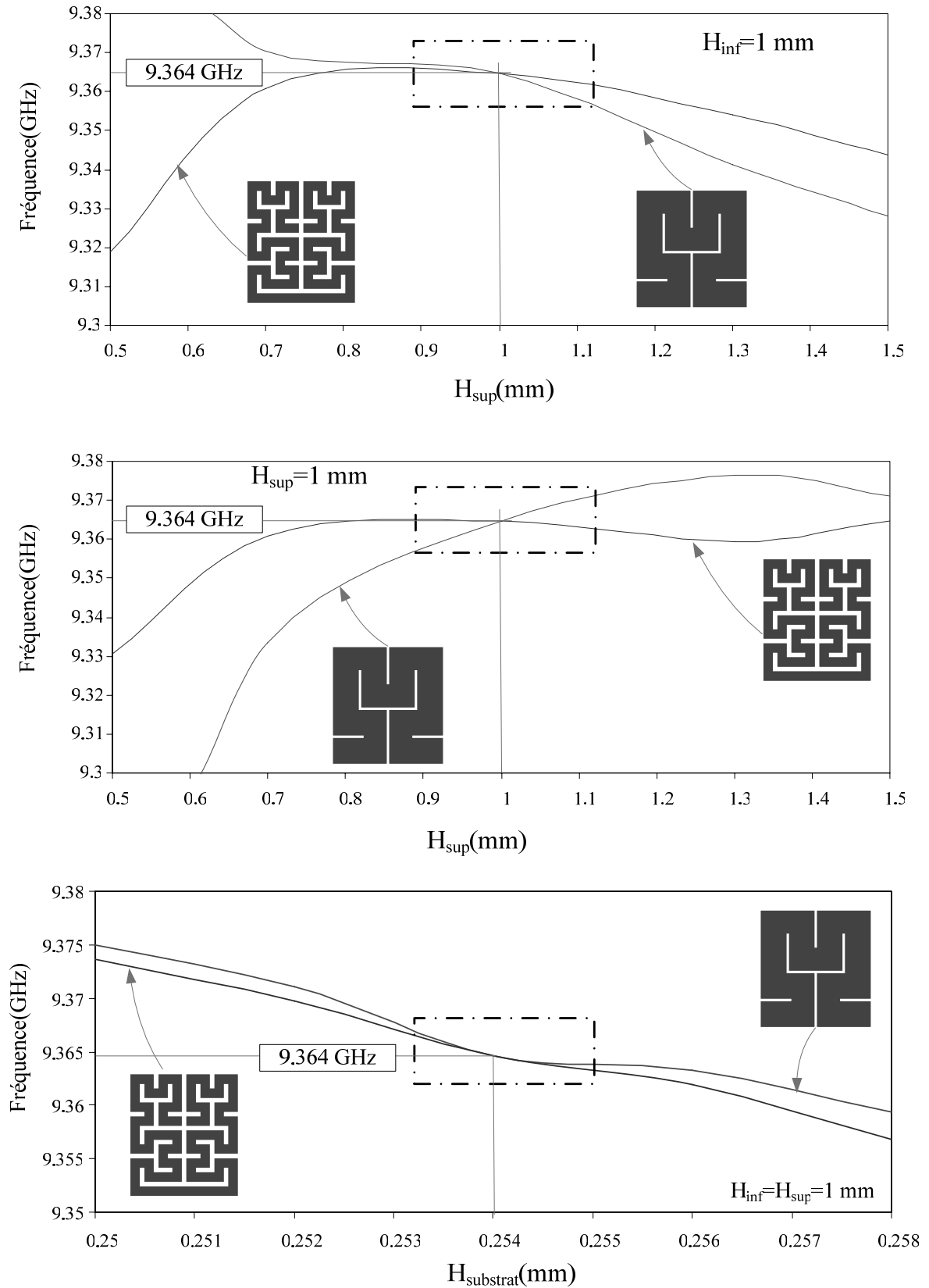


Figure III.33: Etude de la sensibilité des résonateurs de Hilbert

III.6 Application à la conception de filtres

La conception de filtres utilisant les résonateurs de Hilbert débute par la synthèse du réseau prototype présenté dans le chapitre 2. L'extraction des paramètres de ce réseau nous permet d'obtenir la matrice des coefficients de couplage entre les résonateurs. Enfin, la détermination des coefficients de couplage entre les résonateurs en fonction des gaps qui les séparent nous permet de dimensionner le filtre.

III.6.1 Filtre d'ordre deux utilisant le résonateur de Hilbert du premier ordre

La topologie du filtre est présentée figure III.34. Il est constitué de deux résonateurs de Hilbert du premier ordre. Les lignes d'accès d'entrée/sortie sont dimensionnées grâce au logiciel LineCalc (Agilent) qui détermine la largeur correspondant à une impédance caractéristique de 50 Ohms en fonction des paramètres géométriques du substrat suspendu, soit dans ce cas 3.11 mm.

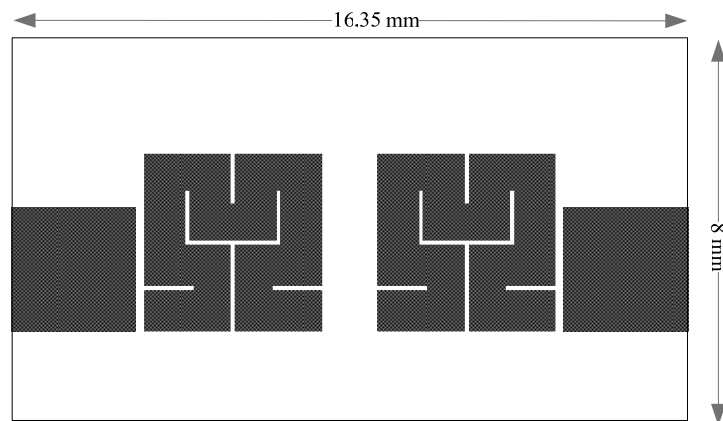


Figure III.34: Filtre d'ordre 2 utilisant les résonateurs de Hilbert du premier ordre

La fréquence centrale du filtre est 9.9 GHz (bande X) et sa bande passante est de 80 MHz. La figure III.35 regroupe les valeurs des éléments du prototype passe-bande, la matrice de couplage, le facteur de qualité externe et les caractéristiques de propagation théoriques du filtre.

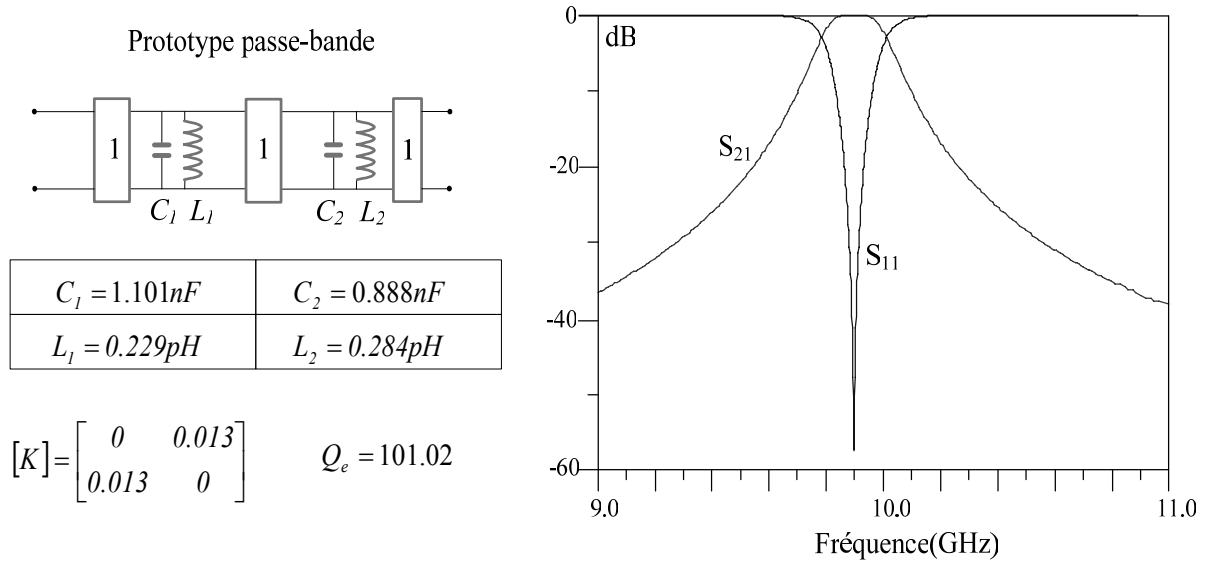


Figure III.35: Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre d'ordre deux

Une première estimation des gaps d'entrée/sortie ainsi que du gap inter-résonateurs nous a permis de fixer la longueur du boîtier à 16.35 mm. La largeur du boîtier a été fixée à 8mm. Dans ce cas, la résonance du boîtier se produit à 20.2 GHz, soit autour de $2f_0$, ce qui permet de limiter la remontée au niveau du premier harmonique. Ensuite nous avons calculé les variations des coefficients de couplage en fonction des gaps entre les résonateurs. La figure III.36 montre les variations du coefficient de qualité externe en fonction du gap d'entrée/sortie ainsi que les variations du couplage inter-résonateurs en fonction du gap qui les sépare. A partir de ces courbes et de la matrice théorique des coefficients de couplages, nous pouvons dimensionner le filtre afin d'avoir la fonction de transfert souhaitée.

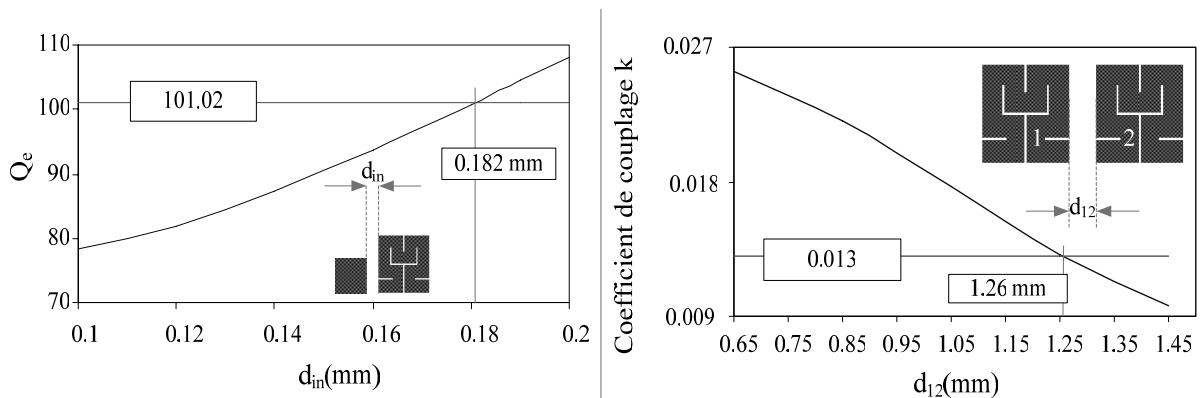


Figure III.36: Variations du coefficient de couplage et du facteur de qualité externe

La simulation de la structure totale du filtre à partir des valeurs extraites montre que les couplages réels sont plus forts que les couplages théoriques. Un ajustement des gaps afin de retrouver les bons couplages est donc nécessaire. Les dimensions initiales du filtre, les dimensions finales et les réponses en transmission et en réflexion sont montrées figure III.37.

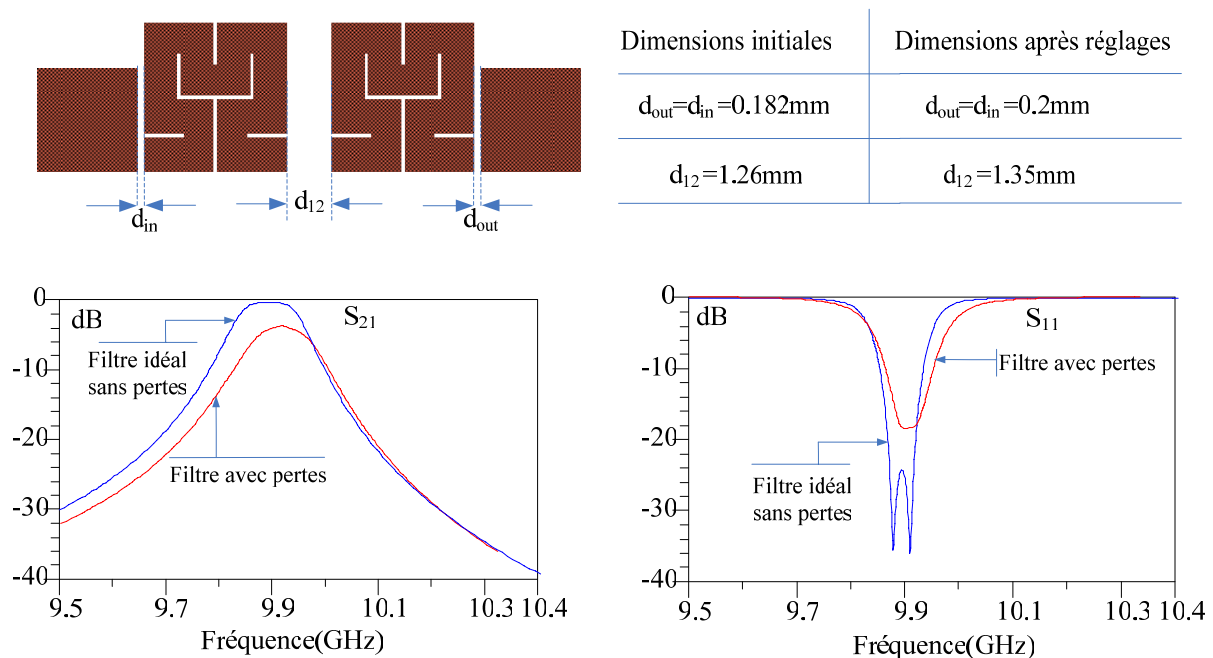


Figure III.37: Réponses en transmission et en réflexion du filtre final

Lorsqu'on tient compte des pertes dues au circuit et au boîtier, les pertes d'insertion dans la bande atteignent 3.4 dB et les pertes par retour dans la bande -18.5dB. La simulation large bande du filtre (figure III.38) montre la présence d'un zéro de transmission à 11.63 GHz et une atténuation supérieure à 60 dB jusqu'à 18 GHz. La résonance du boîtier apparaît à 20.2055 GHz. Momentum ne peut pas simuler la réponse du filtre sur une bande de fréquence autour de la fréquence de résonance du boîtier, c'est pour cela qu'une discontinuité apparaît dans la réponse en transmission du filtre autour de 20.2055 GHz.

A titre de comparaison, nous avons aussi conçu un filtre ayant les mêmes caractéristiques utilisant des résonateurs $\lambda/2$ droits. Le boîtier mesure 32.8 mm*8mm et résonne à 18.68 GHz et 20.19 GHz. La figure III.39 compare les réponses en transmission des deux filtres.

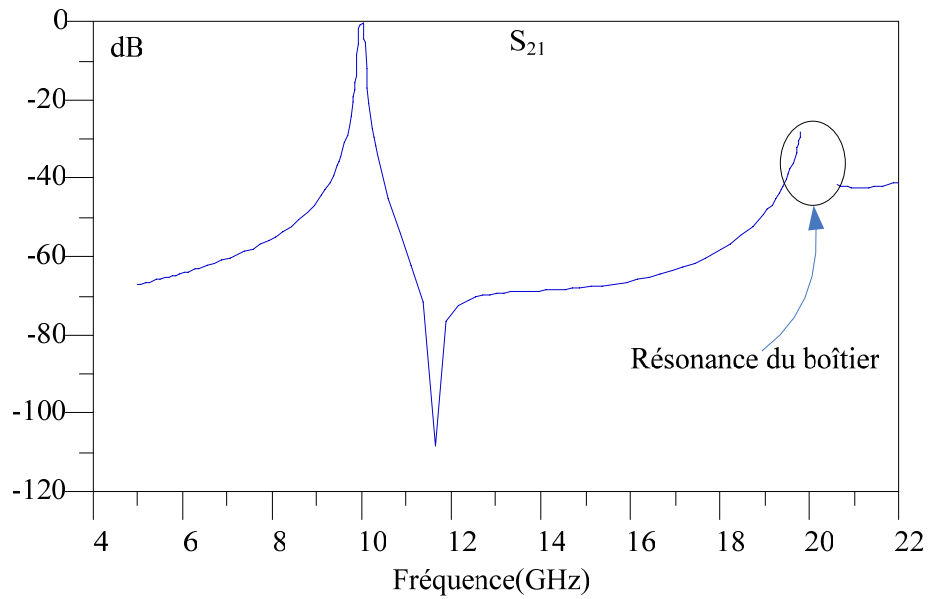


Figure III.38: Réponse large bande du filtre de Hilbert d'ordre deux

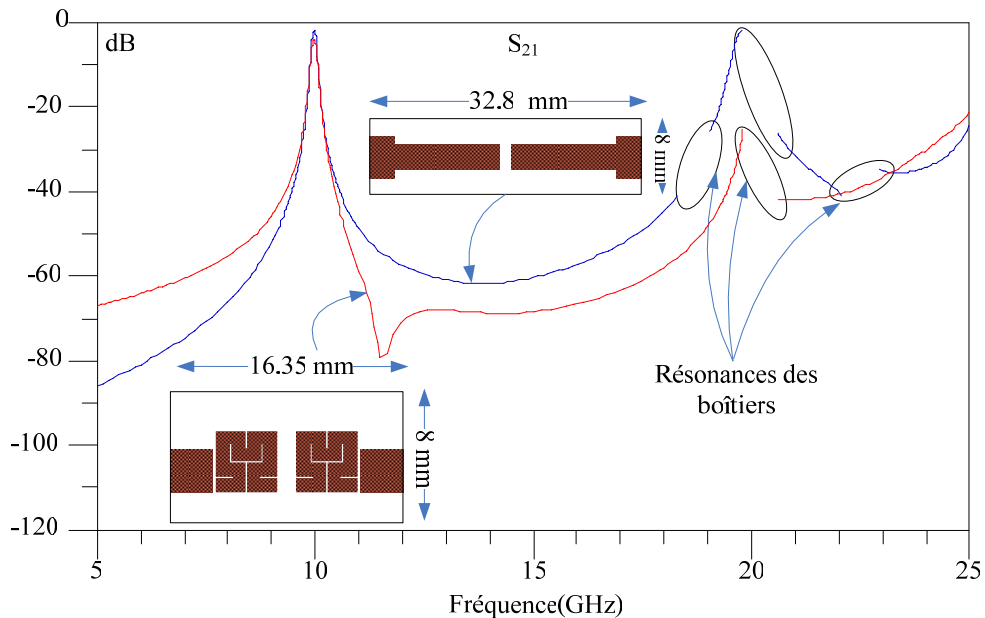


Figure III.39: Comparaison des réponses large bande du filtre de Hilbert et du filtre à résonateurs linéiques

Les pertes d'insertion du filtre linéique sont de 2 dB. On constate que la configuration de Hilbert permet une meilleure sélectivité du filtre autour de sa bande passante, ainsi qu'une meilleure réjection hors bande passante. Par contre les pertes d'insertion dans la bande passante (3.1 dB) sont supérieures à celle du filtre linéique, du fait de la diminution du facteur de qualité des résonateurs de Hilbert lors de la miniaturisation. L'atténuation au niveau du premier harmonique est améliorée. Par ailleurs, le filtre de Hilbert est 50% plus petit que le filtre linéique.

III.6.2 Filtre d'ordre trois utilisant le résonateur de Hilbert du premier ordre

La topologie du filtre est présentée figure III.40. Ce filtre est constitué de trois résonateurs de Hilbert du premier ordre.

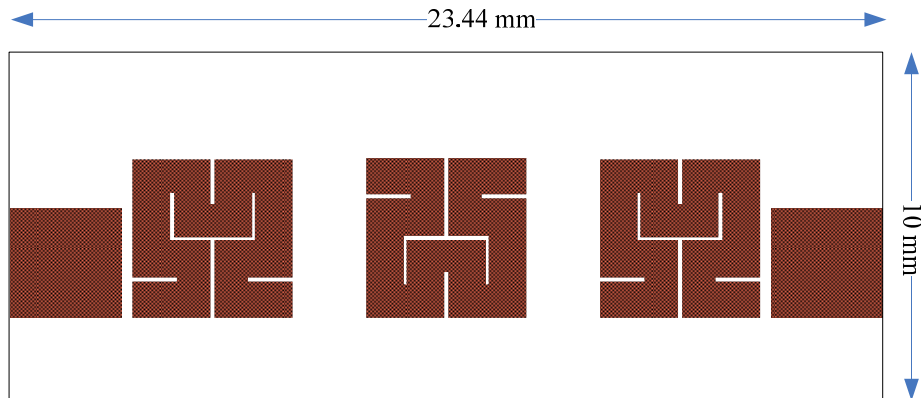


Figure III.40: Filtre d'ordre trois utilisant des résonateurs de Hilbert du premier ordre

La fréquence centrale du filtre est 9.9 GHz avec une bande passante de 100 MHz. La figure III.41 regroupe les valeurs des éléments du prototype passe-bande, la matrice de couplage, le facteur de qualité externe et les caractéristiques de propagation théoriques du filtre.

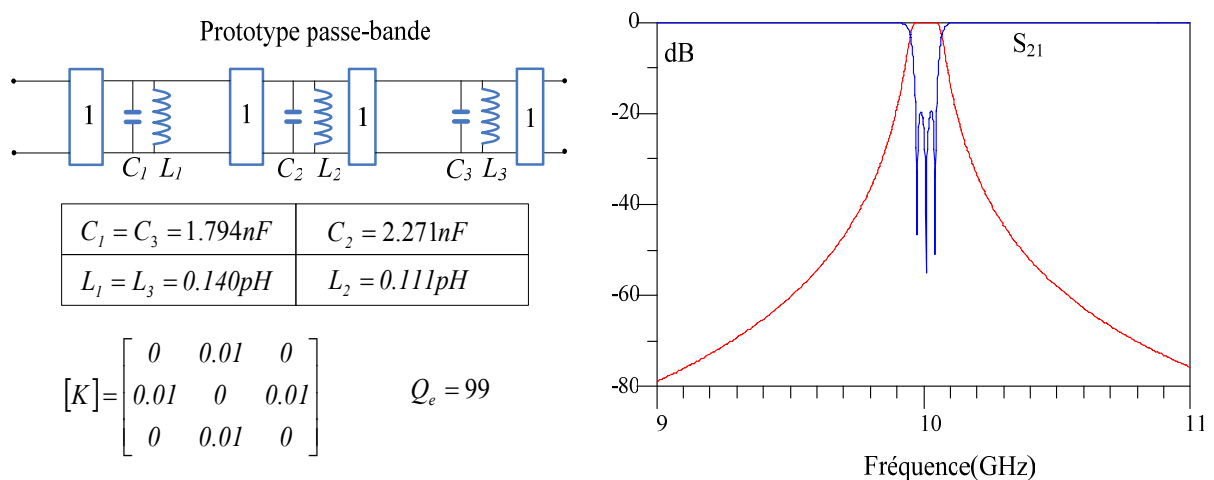


Figure III.41: Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre d'ordre trois

Une première estimation des gaps d'entrée/sortie ainsi que du gap inter résonateur nous a permis de fixer la longueur du boîtier à 23.44 mm. La largeur du boîtier a été fixée à 10mm. Dans ce cas, les résonances du boîtier se produisent à 15.7865 GHz et 19.0868 GHz. La figure III.42 montre les variations du coefficient de qualité externe en fonction du gap d'entrée/sortie ainsi que les variations des couplages inter-résonateurs en fonction du gap qui les sépare. A partir de ces courbes et de la matrice théorique des coefficients de couplages, nous pouvons dimensionner le filtre afin d'avoir la fonction de transfert souhaitée.

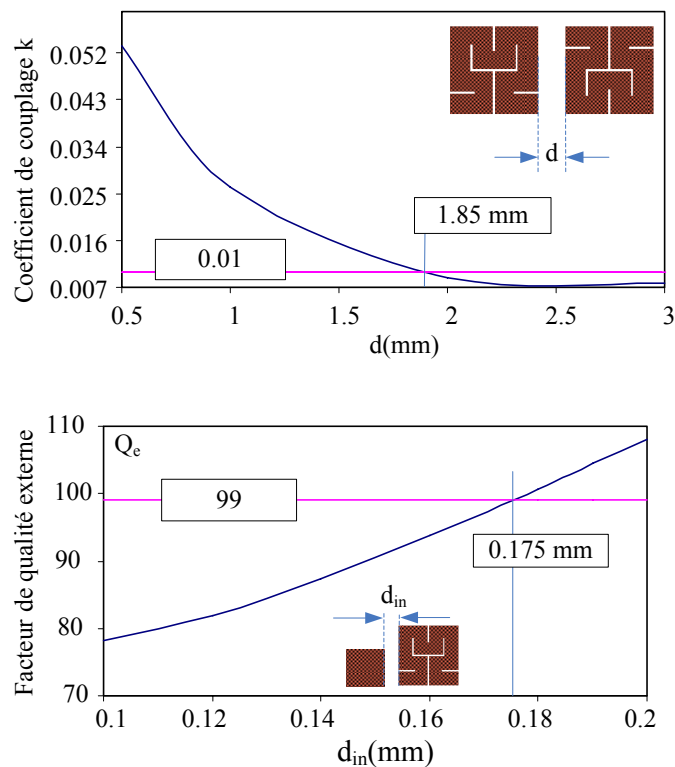


Figure III.42: Variations du coefficient de couplage et du facteur de qualité externe

Une fois que les valeurs des gaps sont extraites, nous procédons à quelques réglages afin de retrouver les bonnes valeurs des couplages. Les dimensions initiales du filtre, les dimensions finales et les réponses en transmission et en réflexion sont montrées figure III.43. Lorsqu'on considère les pertes dues au circuit et au boîtier, les pertes d'insertion dans la bande atteignent 5.8 dB et les pertes par retour dans la bande -15dB. La simulation large bande du filtre (figure III.44) montre la présence d'un zéro de transmission à gauche de la bande passante, à 5.7 GHz et une atténuation supérieure à 30 dB au niveau du premier harmonique.

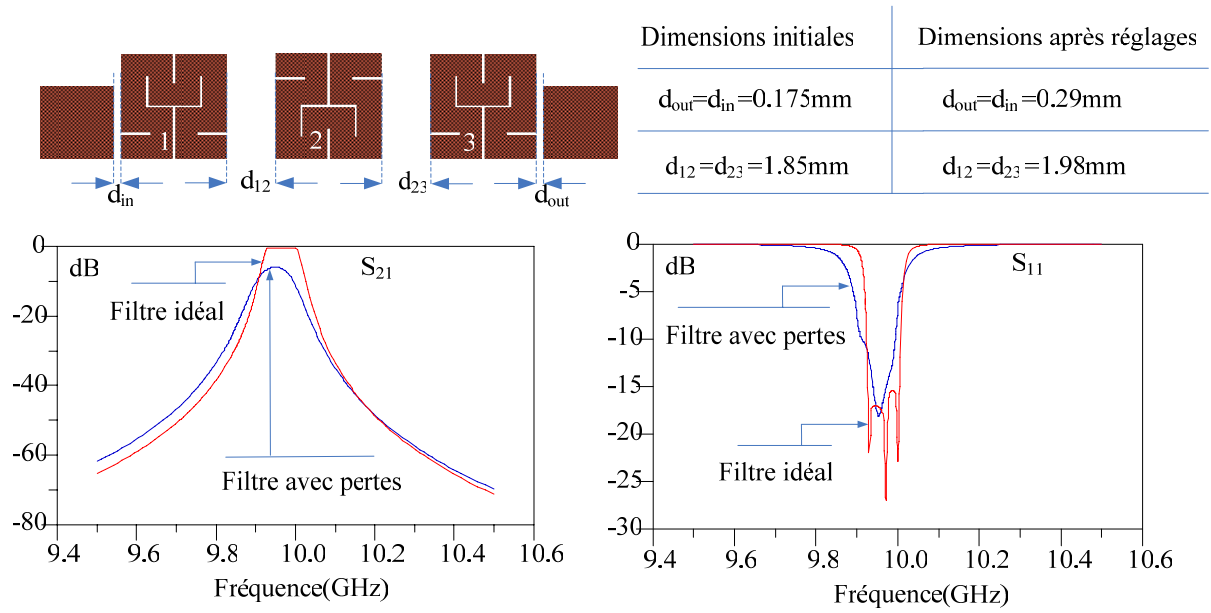


Figure III.43: Réponses en transmission et en réflexion du filtre final après réglages

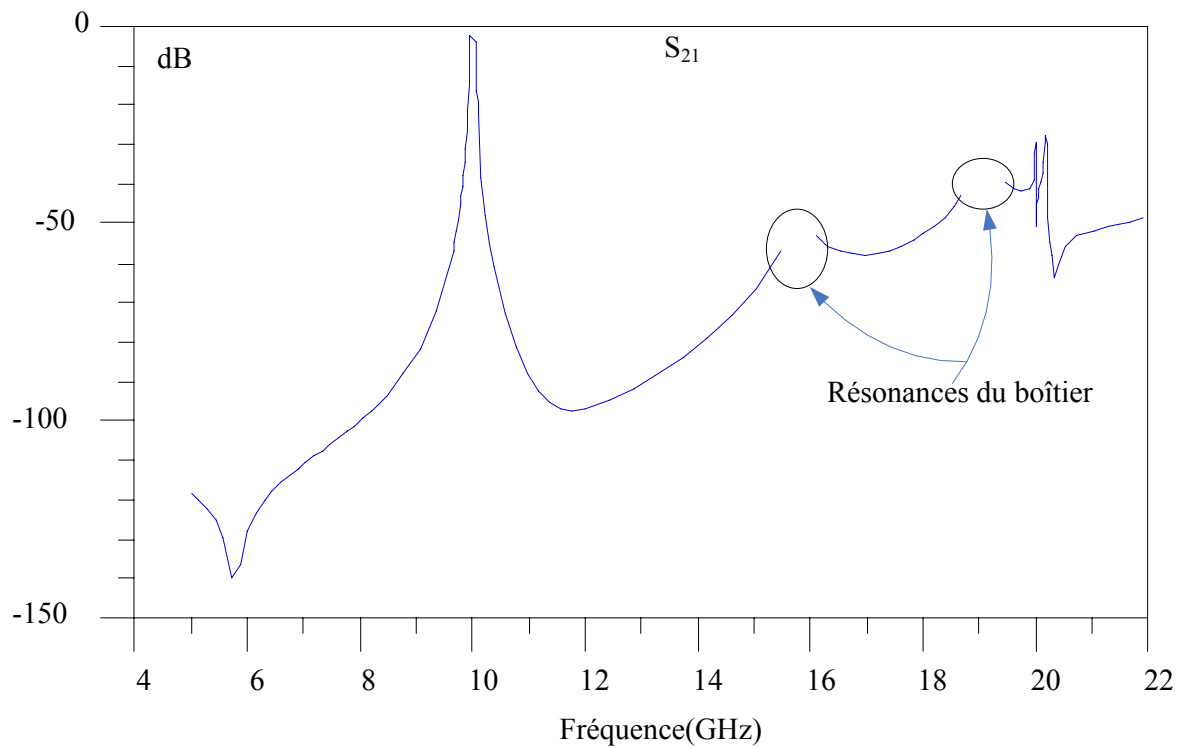


Figure III.44: Réponse large bande du filtre de Hilbert d'ordre trois

III.6.3 Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante

La topologie du filtre est présentée figure III.45. Il est constitué de trois résonateurs de Hilbert du premier ordre. Le couplage entre les résonateurs 1 et 3 va créer un zéro de transmission à droite de la bande passante grâce au couplage magnétique entre ces deux résonateurs.

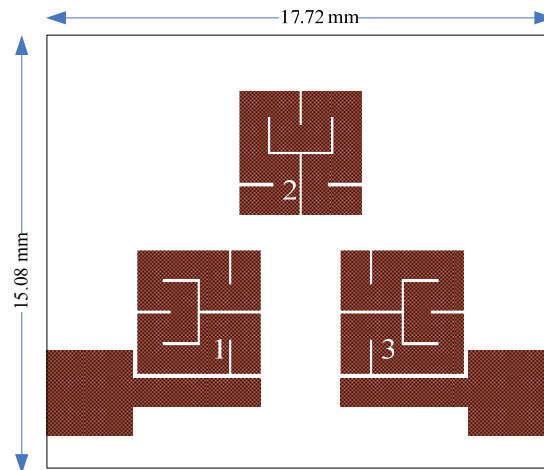


Figure III.45: Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante

La fréquence centrale du filtre est 9.9 GHz (bande X) et sa bande passante est de 100 MHz. Le zéro de transmission est placé à 10.12 GHz. La figure III.46 regroupe les valeurs des éléments du prototype passe-bande, la matrice de couplage, le facteur de qualité externe et les caractéristiques de propagation théoriques du filtre.

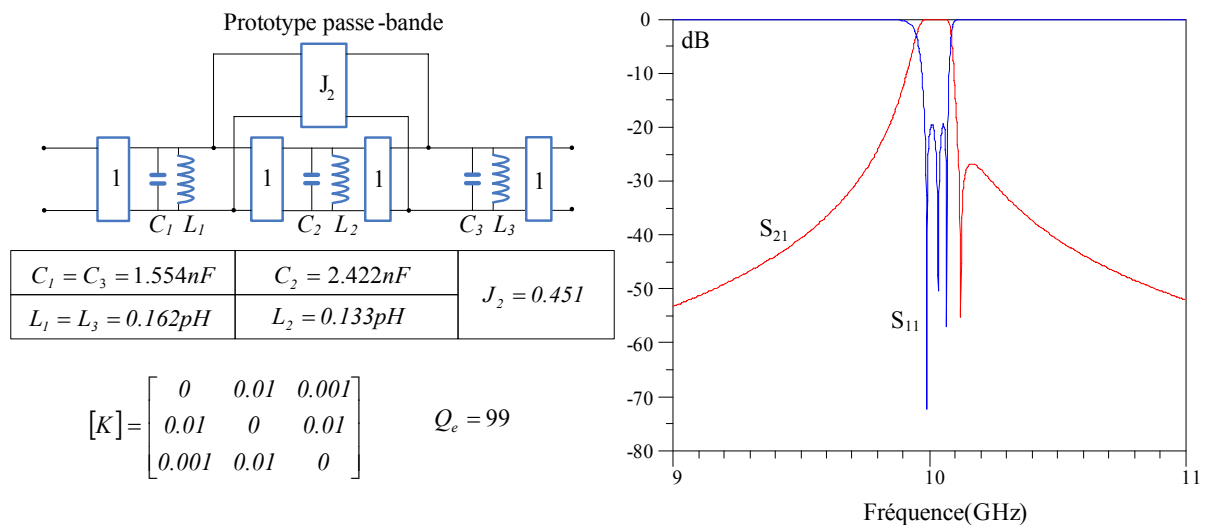


Figure III.46: Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre d'ordre trois à réponse asymétrique

Le rétro-couplage J_2 représente le couplage entre les résonateurs 1 et 3. Il va créer un zéro à droite de la bande passante puisqu'il est positif. La longueur du boîtier est fixée à 17.72 mm et sa largeur est de 15.08 mm. Dans ce cas, les résonances du boîtier se produisent à 12.64 GHz, 19 GHz et 20.92 GHz. La figure III.47 montre les variations du coefficient de qualité externe en fonction du gap d'entrée/sortie ainsi que les variations des couplages inter-résonateurs en fonction du gap qui les sépare.

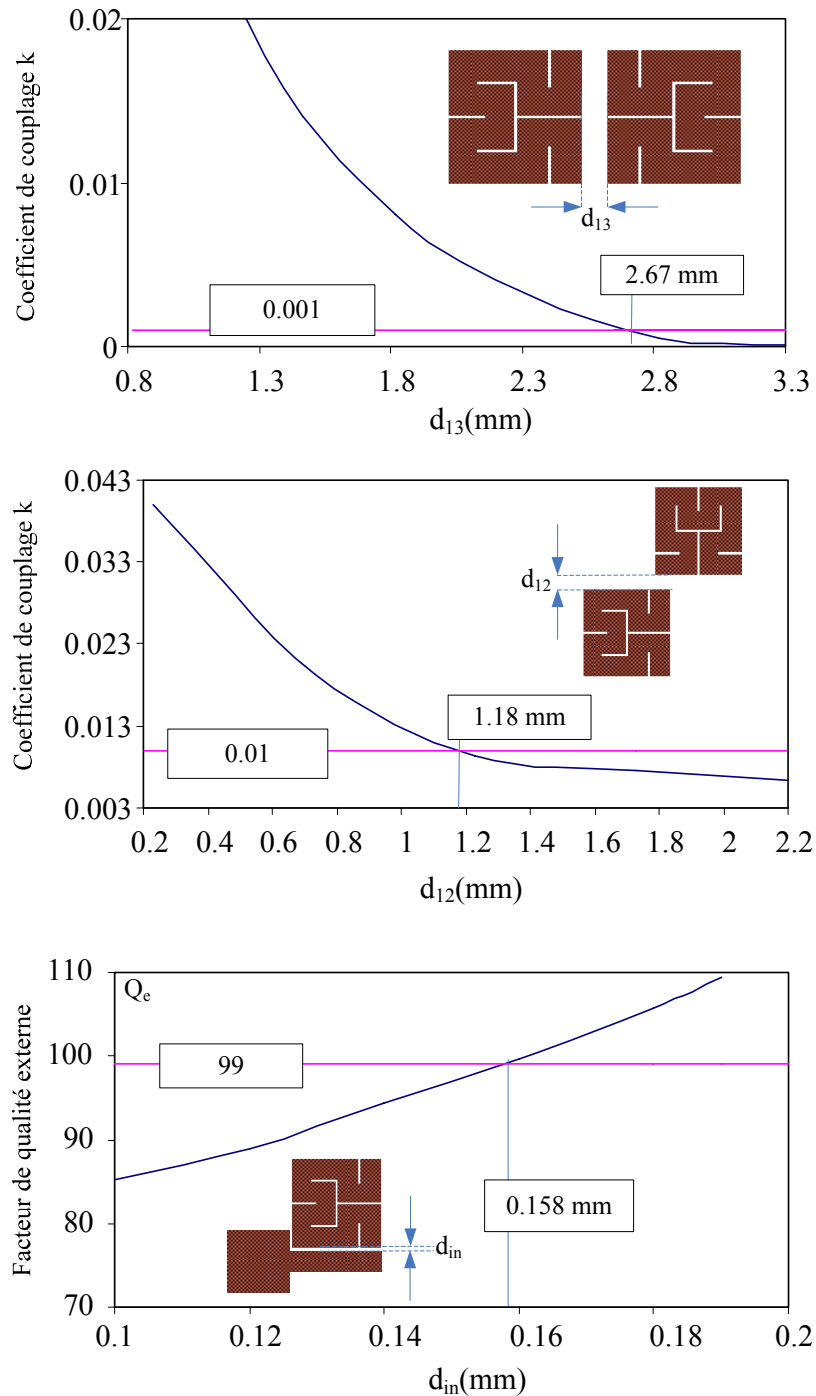


Figure III.47: Variations des coefficients de couplage et du facteur de qualité externe du filtre à réponse asymétrique

Une fois que les valeurs des gaps sont extraites, nous procédons à quelques réglages afin de retrouver les bonnes valeurs des couplages. Les dimensions initiales du filtre, les dimensions finales et les réponses en transmission et en réflexion sont montrées figure III.48. Lorsqu'on considère les pertes dues au circuit et au boîtier, les pertes d'insertion dans la bande atteignent 5.3 dB et les pertes par retour dans la bande -14dB.

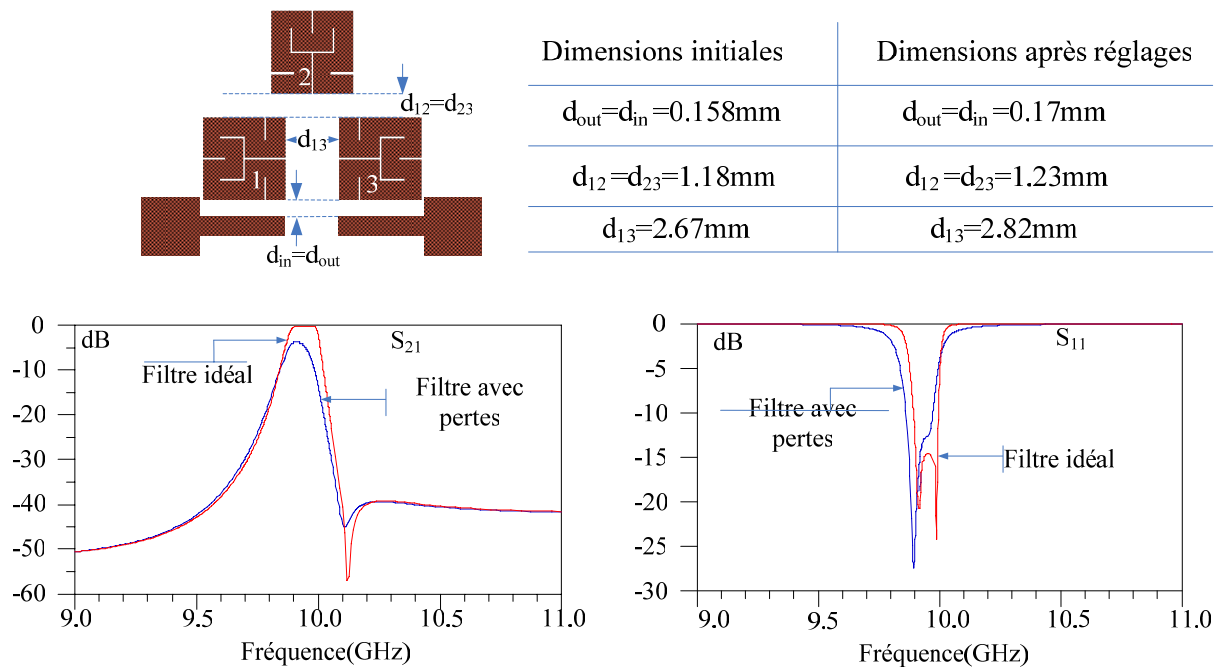


Figure III.48: Réponses en transmission et en réflexion du filtre à réponse asymétrique après réglages

Le zéro de transmission est placé à 10.12 GHz. La variation de d_{13} permet de déplacer ce zéro. C'est donc bien le couplage entre les résonateurs 1 et 3 qui crée ce zéro (figure III.49).

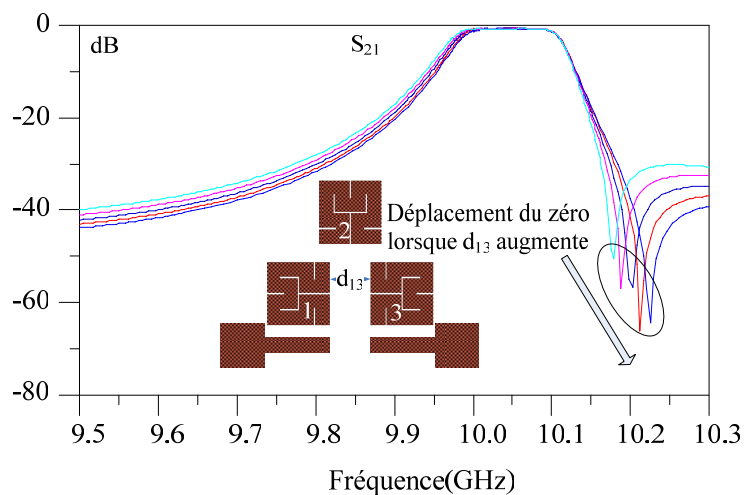


Figure III.49: Déplacement du zéro de transmission lorsque d_{13} augmente

La simulation de la distribution du courant dans le filtre à 10.12 GHz (figure III.50) montre que le courant est essentiellement concentré à l'extérieur de la zone de couplage. Par conséquent, ce couplage est "magnétique".

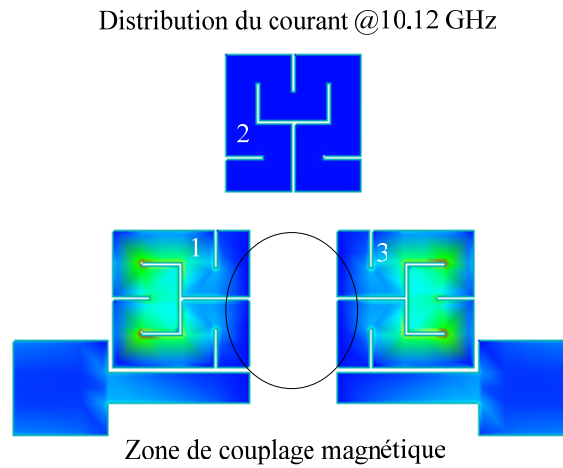


Figure III.50: Distribution du courant à 10.12 GHz

La simulation large bande du filtre montre la présence d'un deuxième zéro de transmission à 12.2 GHz et une atténuation supérieure à 20 dB au niveau du premier harmonique à 20 GHz (figure III.51).

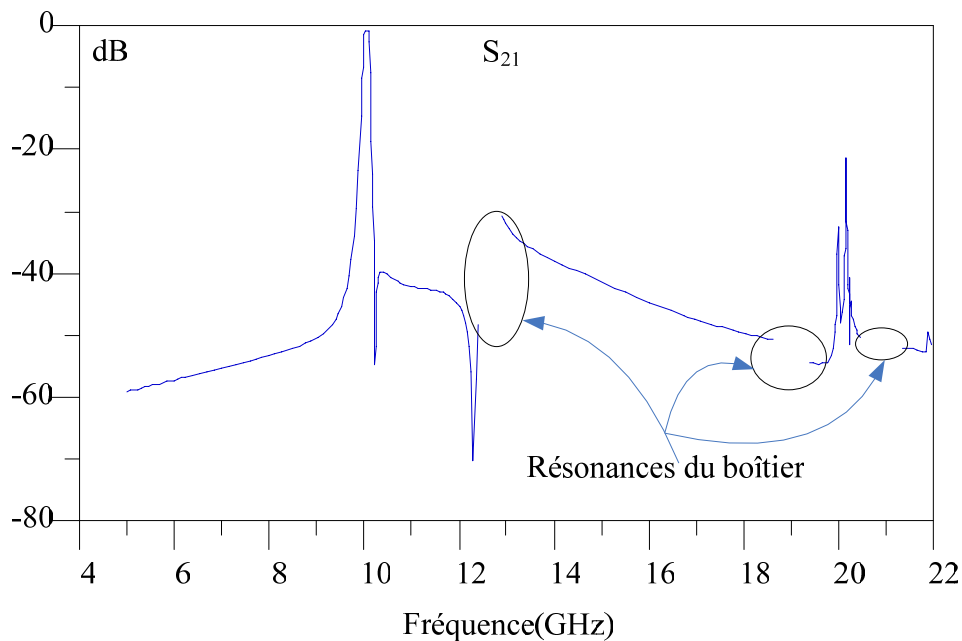


Figure III.51: Réponse large bande du filtre à réponse asymétrique

III.6.4 Filtre d'ordre trois utilisant le résonateur de Hilbert du second ordre

La topologie du filtre est présentée figure III.52. Il est constitué de trois résonateurs de Hilbert du second ordre. Le couplage entre les résonateurs 1 et 3 va créer un zéro de transmission à droite de la bande passante du filtre

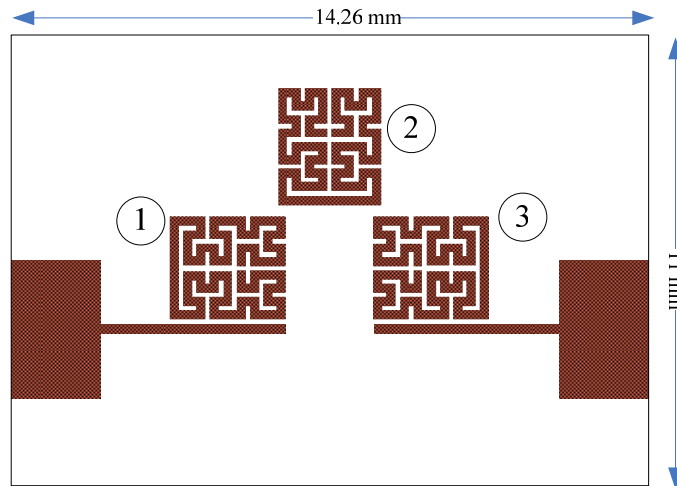


Figure III.52: Topologie du filtre fractal de Hilbert

Le filtre est centré à 9.63 GHz avec une bande passante de 200 MHz. Le zéro de transmission est placé à 9.9 GHz. Les valeurs des éléments du prototype passe-bande ainsi que la matrice de couplage et les caractéristiques de propagation théoriques sont présentées figure III.53.

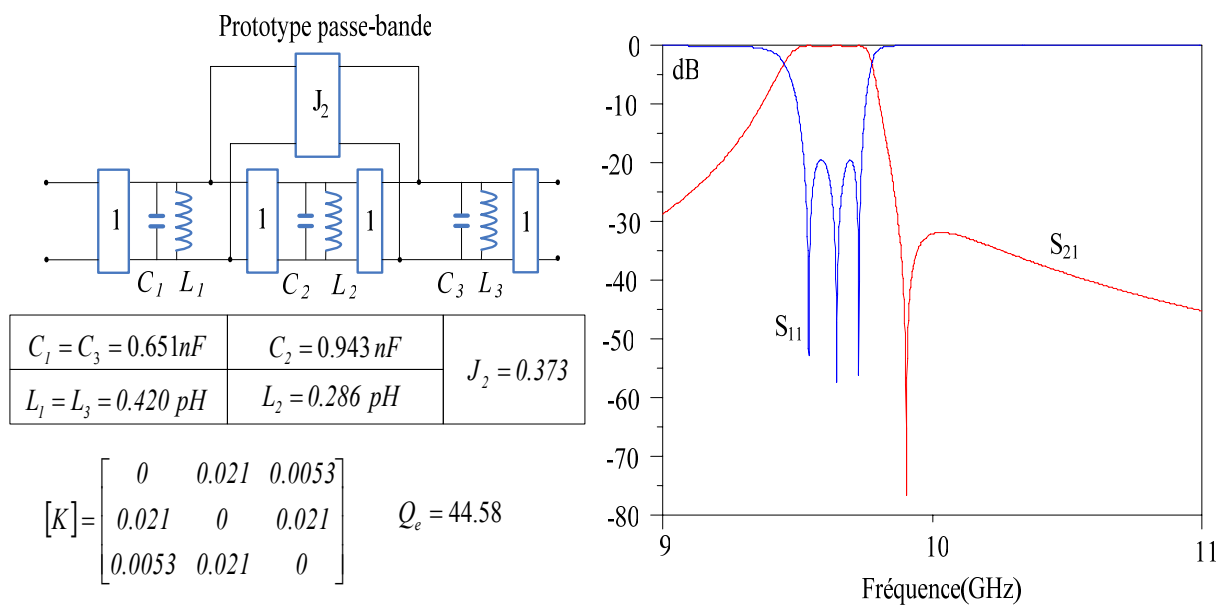


Figure III.53: Réseau prototype passe-bande, matrice de couplage et fonction de transfert théorique du filtre fractal de Hilbert

Une première estimation du couplage entre les résonateurs 1 et 3 nous a permis de fixer la longueur du boîtier à 14.26mm. La largeur est fixée à 11 mm. Les variations des différents coefficients de couplages ainsi que du facteur de qualité externe en fonction des gaps inter-résonateurs sont présentées figure III.54.

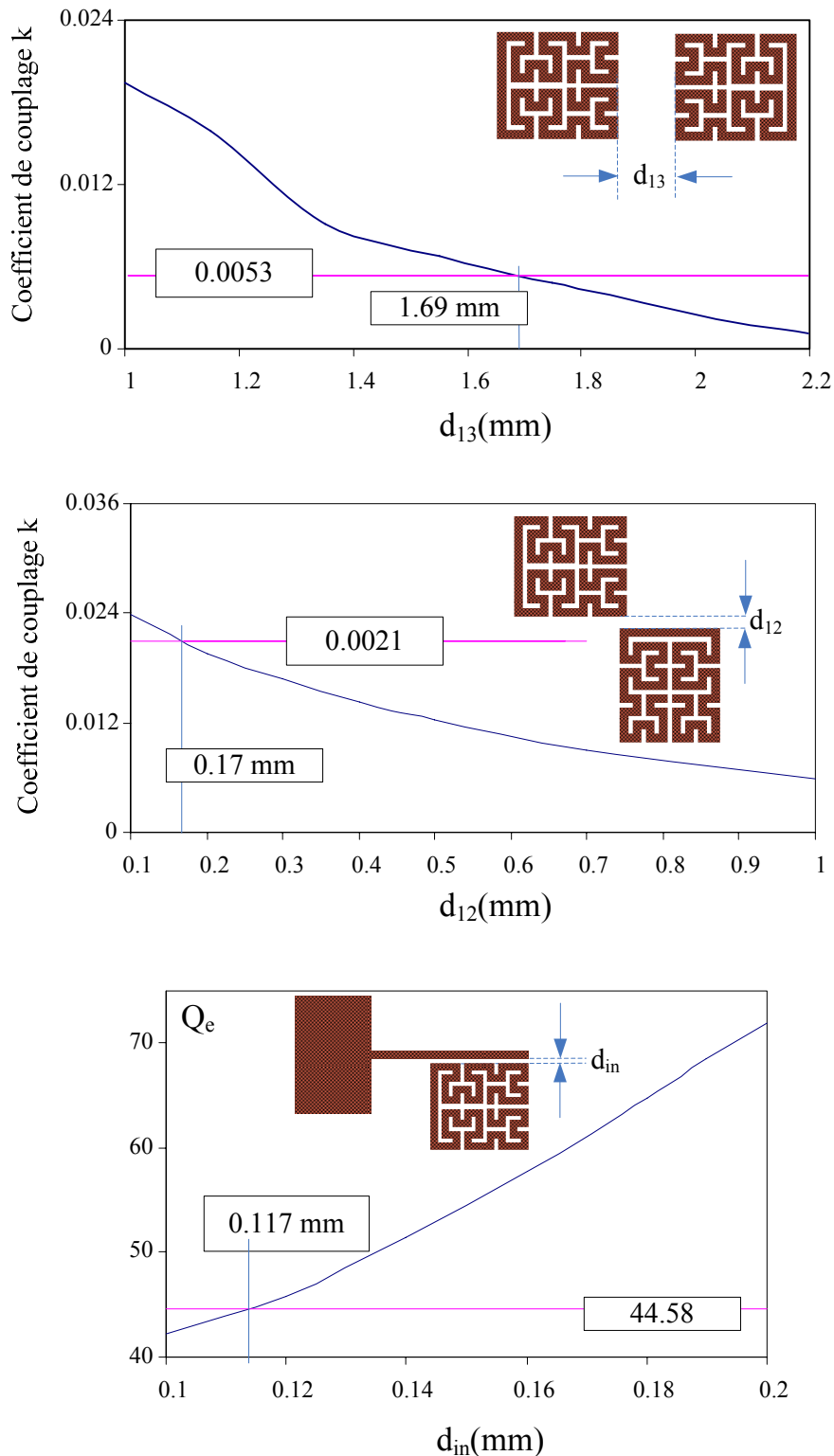


Figure III.54: Variations des coefficients de couplage et du facteur de qualité externe du filtre fractal de Hilbert

Lorsque les valeurs des gaps sont extraites, nous procédons à quelques réglages afin de retrouver les bonnes valeurs des couplages. Les dimensions initiales du filtre, les dimensions finales et les réponses en transmission et en réflexion sont montrées figure III.55.

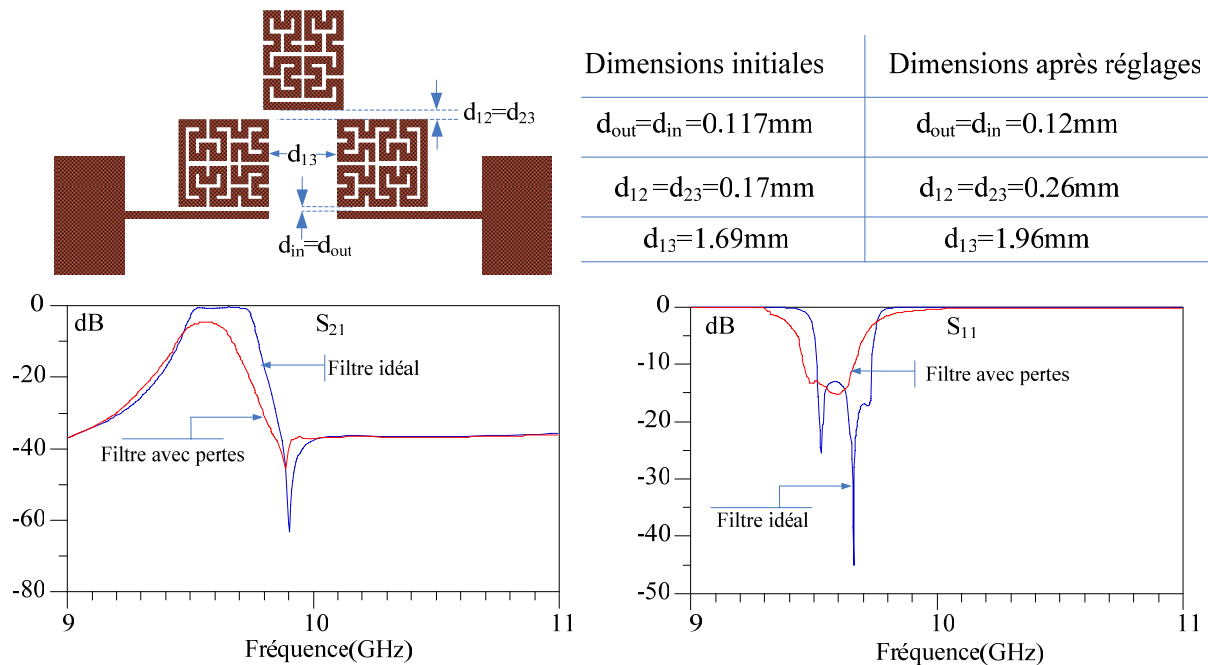


Figure III.55: Réponses en transmission et en réflexion du filtre fractal de Hilbert après réglages

Les différences entre les valeurs initiales des gaps et leurs valeurs finales s'expliquent notamment par les couplages internes du résonateur fractal et qui sont créés par le processus de miniaturisation. Par ailleurs, pour le réglage de d_{13} , la configuration des lignes d'accès entrée/sortie crée un couplage entre ces lignes qui augmente fortement le couplage entre les résonateurs 1 et 3, ce qui explique l'écart entre la valeur initiale de d_{13} (1.69mm) et sa valeur finale (1.96mm).

Lorsqu'on considère les pertes dues au circuit et au boîtier, les pertes d'insertion dans la bande atteignent 7.2 dB et les pertes par retour dans la bande -14dB. Ces pertes relativement importantes sont un effet de la miniaturisation et sont notamment dues aux pertes métalliques (cuivre) et diélectriques. Le choix de l'or comme métallisation et d'un substrat moins épais et dont la tangente de pertes est plus faible que celle du Duroid5880 permet d'améliorer ces résultats, tout en bénéficiant de l'importante miniaturisation produite par l'itération de Hilbert.

Le zéro de transmission est placé à 9.9 GHz. La variation de d_{13} permet de régler la position de ce zéro. En effet, lorsque d_{13} augmente, le couplage entre les résonateurs 1 et 3 diminue et le zéro de transmission est déplacé vers les fréquences supérieures. C'est donc bien le couplage entre les résonateurs 1 et 3 qui crée ce zéro (figure III.56).

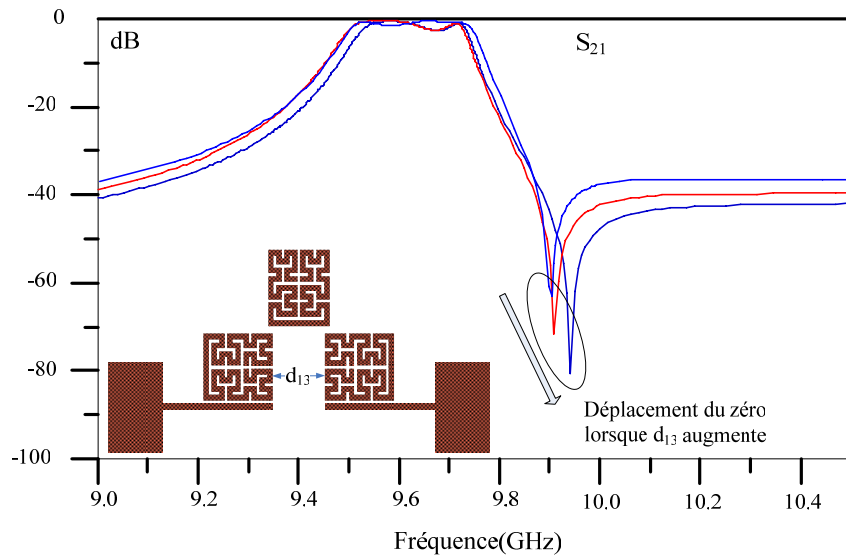


Figure III.56: Déplacement du zéro de transmission du filtre fractal lorsque d_{13} augmente

La simulation de la distribution du courant dans le filtre à 9.9 GHz (figure III.57.a) montre que le courant est essentiellement concentré à l'extérieur de la zone de couplage. Par conséquent, ce couplage est "magnétique". La simulation large bande (figure III.57.b) montre une remontée harmonique à 20.5 GHz, avec une réjection hors-bande supérieure à 25dB entre 10 et 20 GHz, et supérieure à 35 dB entre 5 et 9 GHz.

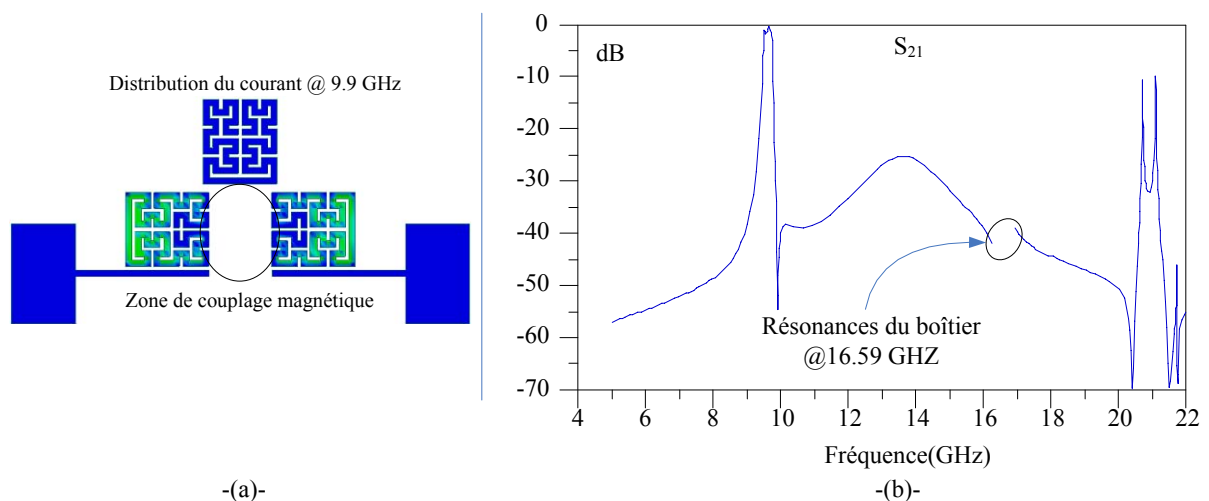


Figure III.57: Distribution du courant à 9.9 GHz et simulation large bande du filtre fractal de Hilbert

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'effet de plusieurs itérations fractales sur le comportement de résonateurs $\lambda/2$ ou duaux. Nous avons vu que l'itération fractale peut être un bon compromis entre la miniaturisation et la conservation d'un bon facteur de qualité à vide des résonateurs, ce qui est nécessaire pour la conception de filtres compacts avec de faibles pertes. Par ailleurs, l'itération fractale permet aussi d'améliorer la réjection hors bande passante des filtres, que ce soit autour de la bande passante par l'introduction de zéros de transmission ou au niveau du premier harmonique en le déplaçant vers les fréquences supérieures ou en l'atténuant. Par ailleurs, ces résonateurs se révèlent être moins sensibles aux paramètres technologiques du substrat suspendu, comme l'ont montré les variations des fréquences de résonances en fonctions des hauteurs des cavités et de l'épaisseur du substrat.

La synthèse développée dans le chapitre 2 a été appliquée à la conception de filtres utilisant des résonateurs à topologie fractale. Les résultats des simulations montrent la possibilité d'obtenir des filtres compacts, avec des pertes plus ou moins importantes selon l'ordre de l'itération fractale. Cependant, ces résultats peuvent être largement améliorés en utilisant des technologies plus adaptées aux résonateurs miniaturisés, comme les technologies du micro-usinage, multicouches ou de la supraconductivité et qui peuvent bénéficier des avantages des fractales en raison du coût relativement élevé du substrat.

Le chapitre suivant montre plus d'exemples de filtres en substrat suspendu utilisant des résonateurs classiques et des résonateurs à topologies fractales. Nous détaillerons les contraintes technologiques liées à la conception et à la fabrication des circuits et des boîtiers.

Chapitre **4** | **Conception et Réalisations de Filtres en Substrat Suspendu**

Dans ce chapitre, nous présentons des réalisations de filtres en substrat suspendu qui utilisent les résonateurs définis dans le chapitre 3. Les circuits ont été fabriqués par la société Atlantec (Nantes) et les boîtiers ont été conçus à l'IXL (CNRS UMR 5818).

IV.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre cinq réalisations de filtres utilisant les différents résonateurs étudiés dans le chapitre 3. Une des préoccupations principales pour la fabrication du filtre est son coût. En effet, la sensibilité aux dimensions des structures de filtrage nécessite des tolérances faibles. Les boîtiers sont donc taillés à l'aide de fraises qui ne sont pas disponibles pour tous les diamètres. Leur rayon fini est source d'imperfections aux niveaux des arêtes des cavités. Si une cavité parallélépipédique est requise, le fraisage ne permet d'obtenir qu'une forme aux coins arrondis (figure IV.1).

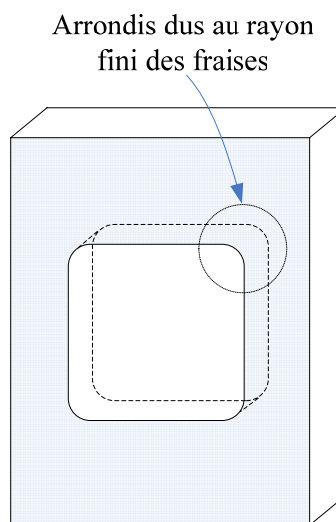


Figure IV.1: Imperfection des arêtes

Par ailleurs, afin de diminuer les pertes par conduction, l'intérieur des cavités pourrait être recouvert d'une fine couche d'or ou d'argent, qui sont des métaux ayant des conductivités électriques élevées. Les boîtiers ont été réalisés au laboratoire dans des blocs de laiton, plus facile à usiner que le cuivre. En revanche, sa conductivité électrique est moins bonne.

Concernant les circuits, le cuivre a été choisi pour des raisons de coût. Là aussi l'utilisation de l'or permettrait de diminuer les pertes. L'assemblage des filtres a été effectué au laboratoire. Beaucoup de précautions ont été nécessaires afin de ne pas tordre le substrat souple lors de la pose des connecteurs SMA.

La figure IV.2 montre que le plan de coupe du boîtier est horizontal, et les deux parties ne s'encastrent pas. Le contact n'est donc pas parfait, ce qui perturbe la propagation électromagnétique dans la structure.

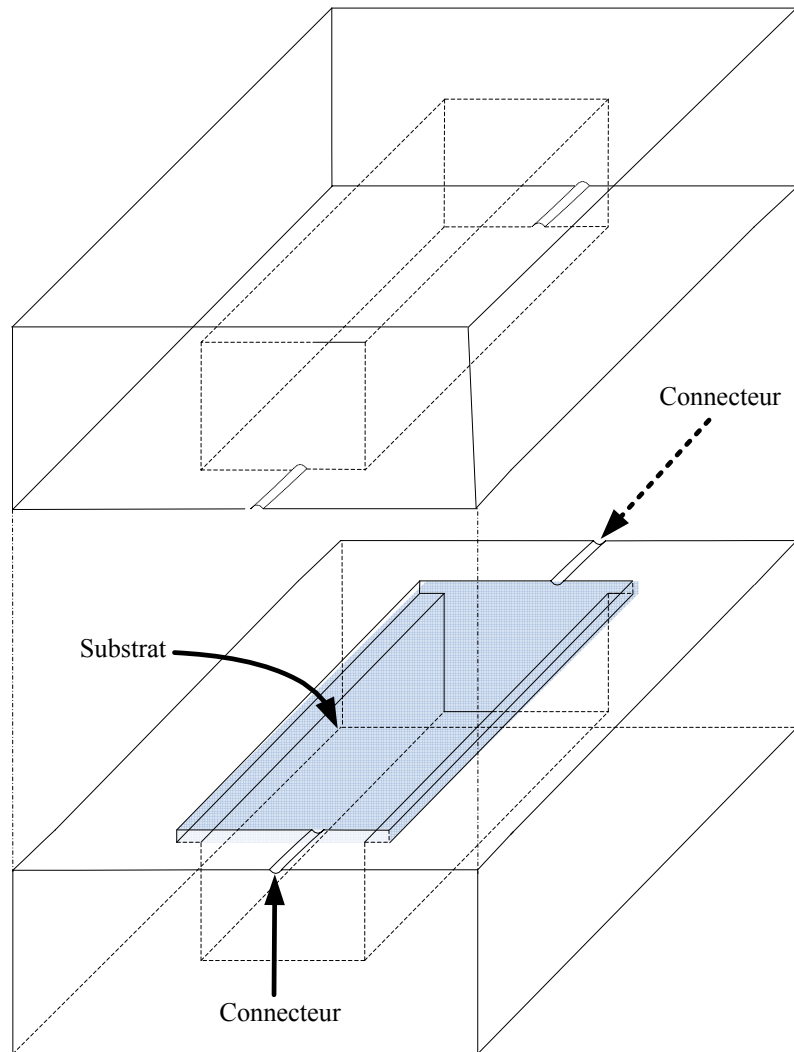


Figure IV.2: Plan de coupe horizontal des boîtiers

IV.2 Filtres d'ordre trois en bande C à caractéristiques asymétriques

Dans un premier temps et afin de valider la synthèse des filtres pseudo-elliptiques, nous avons conçu deux filtres d'ordre trois à réponses asymétriques en utilisant les résonateurs présentés en première partie du chapitre trois. Le premier filtre présente un zéro de transmission à droite de la bande passante grâce à un couplage magnétique entre les résonateurs 1 et 3. Le deuxième filtre présente un zéro de transmission à gauche de la bande passante grâce à un couplage électrique entre les résonateurs 1 et 3.

IV.2.1 Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante

IV.2.1.1 Synthèse du filtre

La topologie du filtre est présentée dans la figure IV.3. Chaque résonateur est constitué d'une ligne $\lambda_g/2$ (λ_g étant la longueur d'onde guidée) de largeur $l=0.5mm$. Le facteur de qualité à vide de ce résonateur est $Q_0 = 259$. Le filtre est centré à 7.28 GHz avec une bande passante de 100 MHz (1.37%). Le rétro-couplage (couplage non minimum) entre les résonateurs 1 et 3 va créer un zéro de transmission à droite de la bande passante à 7.4 GHz.

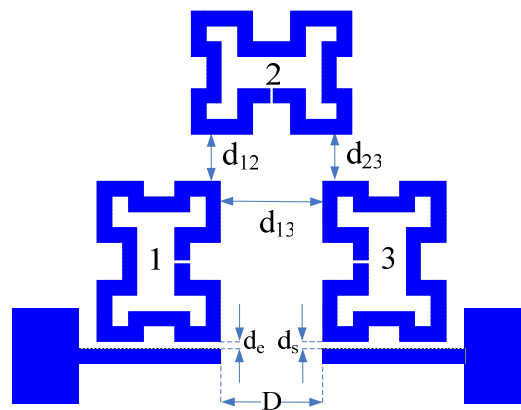


Figure IV.3: Topologie du filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à droite de la bande passante

L'adaptation des lignes d'entrée/sortie à 50 Ohms se fait grâce à un transformateur d'impédance. La conception du filtre débute par la synthèse du réseau prototype passe-bande capable de générer la fonction de transfert souhaitée.

La figure IV.4 présente les prototypes passe-bas et passe-bande ainsi que les valeurs de leurs éléments à partir desquels nous déduisons la matrice des inductances mutuelles de couplage $[M]$ ainsi la matrice des coefficients de couplage $[K]$. Le couplage J_2 représente le couplage entre les résonateurs 1 et 3. Le réglage de d_{13} permet de régler la fréquence du zéro de transmission.

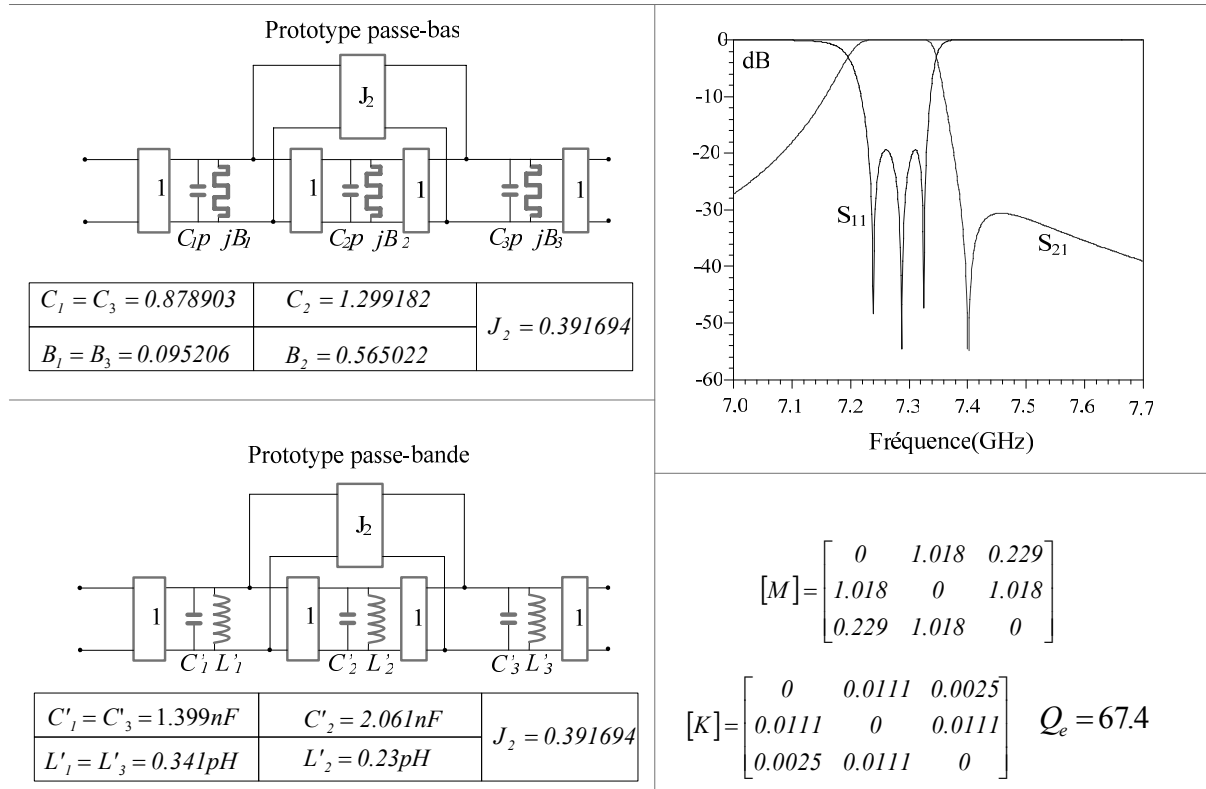


Figure IV.4: Prototypes passe-bas et passe-bande du filtre, réponse théorique et matrices de couplages

IV.2.1.2 Dimensionnement du boîtier et calcul des modes de propagation

Le boîtier dans lequel le substrat est suspendu est une cavité où se propagent des modes TEM dont les fréquences de résonance peuvent perturber le fonctionnement du filtre si elles sont proches de la bande passante. Il est donc impératif de bien dimensionner le boîtier afin d'avoir les caractéristiques de propagation voulues. La fréquence de résonance d'un mode $TE_{m,n}$ dans un boîtier de longueur L , de largeur l est donnée par la formule suivante :

$$f_{m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eq}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2}$$

Les différents paramètres de cette formule ont été présentés dans le chapitre 2.

Si on fixe la longueur du circuit, il est possible de déterminer la largeur adéquate afin que les modes propagés ne perturbent pas les caractéristiques du filtre. En posant $R=L/l$ (rapport longueur/largeur), la fréquence de résonance des modes TE_{mn0} devient :

$$f_{m,n} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eq}}} \sqrt{n^2 + m^2 R^2}$$

La longueur du boîtier dépend surtout de la valeur de d_{13} qui permet de régler le couplage k_{13} . Une première estimation de ce couplage en fonction de d_{13} et sans présence de boîtier nous permet de fixer la longueur du circuit à 16.68 mm. La figure IV.5 montre les résonances des différents modes de propagation TE_{mn} en fonction de R .

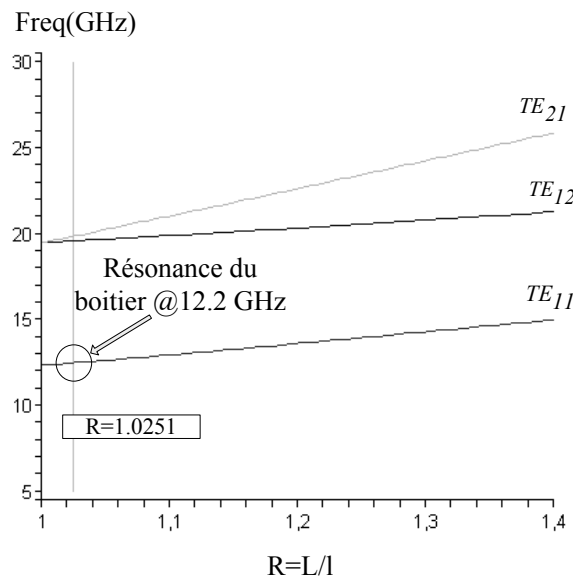


Figure IV.5: Distribution des modes de propagation en fonction de R

Le rapport R a été fixé à 1.02, ce qui correspond à une largeur $l=16.27$ mm. Dans ce cas, la première résonance du boîtier se produit à 12.2 GHz, suffisamment loin de la bande passante du filtre afin de ne pas perturber ses caractéristiques de propagation.

Lorsque les dimensions du boîtier sont fixées, nous pouvons procéder à un calcul précis des coefficients de couplage inter-résonateurs ainsi qu'au calcul du facteur de qualité externe du filtre.

IV.2.1.3 Etude des coefficients de couplage

Nous commençons par l'étude du couplage k_{13} qui permet de fixer la position du zéro de transmission à 7.4 GHz. Ce couplage dépend de d_{13} . La figure IV.6 montre l'évolution de k_{13} en fonction de d_{13} . D'après la matrice théorique des coefficients de couplage, il faut avoir $k_{13}=0.0025$.

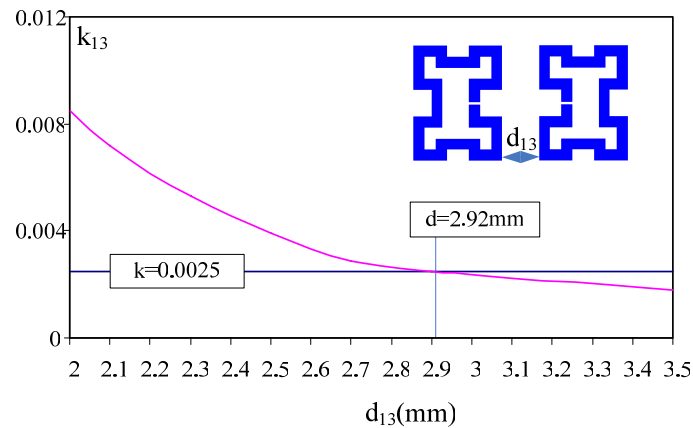


Figure IV.6: Courbe de variation de k_{13} en fonction de d_{13}

D'après la courbe précédente, la valeur de d_{13} qui permet d'atteindre le couplage théorique $k_{13}=0.0025$ est $d_{13}=2.92mm$.

Lorsque la distance entre les résonateurs 1 et 3 est fixée, nous pouvons passer à l'étude du couplage k_{12} ($k_{12}=k_{23}$) en fonction de d_{12} . La figure IV.7 montre l'évolution du coefficient de couplage k_{12} en fonction de la distance entre les résonateurs 1 et 2. D'après cette courbe, la valeur de d_{12} pouvant réaliser un couplage théorique $k_{12}=k_{23}=0.0111$ est $d_{12}=d_{23}=1.32mm$.

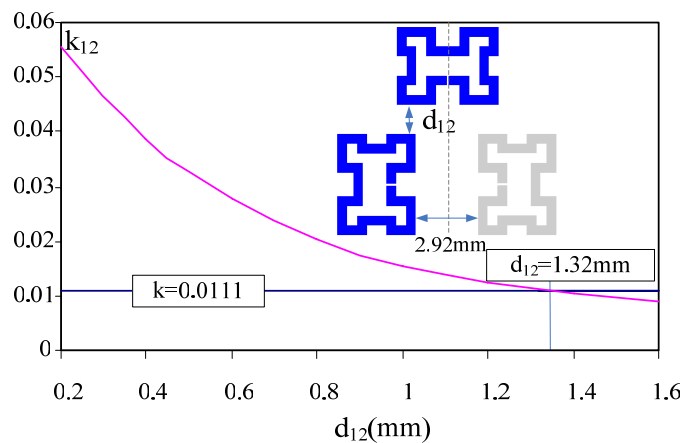


Figure IV.7: Courbe de variation de k_{12} en fonction de d_{12}

Enfin nous passons à la détermination du facteur de qualité externe Q_e du filtre et qui définit le couplage entre la ligne d'accès d'entrée du filtre et le premier résonateur (et respectivement le couplage entre le dernier résonateur du filtre et la ligne de sortie). La figure IV.8 montre les variations du facteur de qualité externe Q_e en fonction du gap entre la ligne d'accès d'entrée et le résonateur 1.

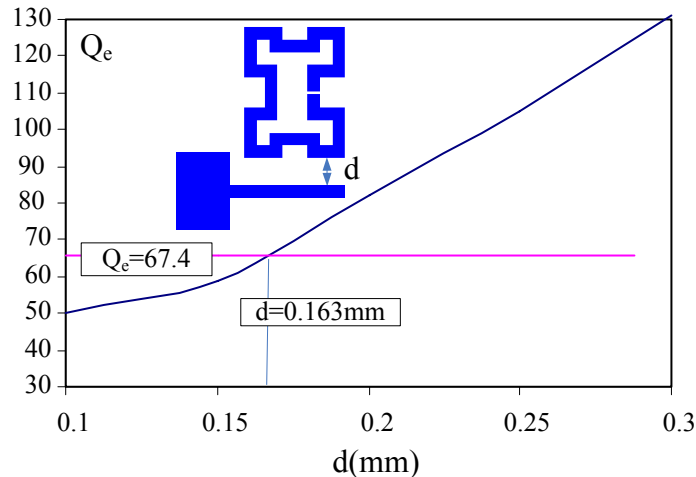


Figure IV.8: Courbe de variation du facteur de qualité externe Q_e en fonction de d

D'après la courbe précédente, il faut une distance $d=0.163mm$ pour atteindre le facteur de qualité externe théorique $Q_e=67.4$.

IV.2.1.4 Réponses à partir des valeurs initiales et réglages des dimensions

Les caractéristiques de propagation du filtre à partir des valeurs extraites des gaps inter-résonateurs sont données par la figure IV.9. Ils montrent que les couplages réels sont plus forts que les couplages théoriques, ce qui se traduit par une bande passante plus large et des pertes par retour dans la bande inférieures à 20 dB. Nous procédons donc à des réglages afin de retrouver les réponses souhaitées. Les dimensions initiales des gaps ainsi que les dimensions finales après réglage sont montrées figure IV.9. Le réglage de d_{13} nous permet par ailleurs de placer le zéro de transmission à la bonne fréquence. La figure IV.10 montre le déplacement du zéro de transmission lorsque d_{13} varie, preuve qu'il est dû au couplage entre les résonateurs 1 et 3 comme nous l'avons suggéré lors de la synthèse du filtre. Ce couplage est magnétique (positif) comme le montre la distribution du courant dans le filtre à 7.4 GHz (figure IV.11).

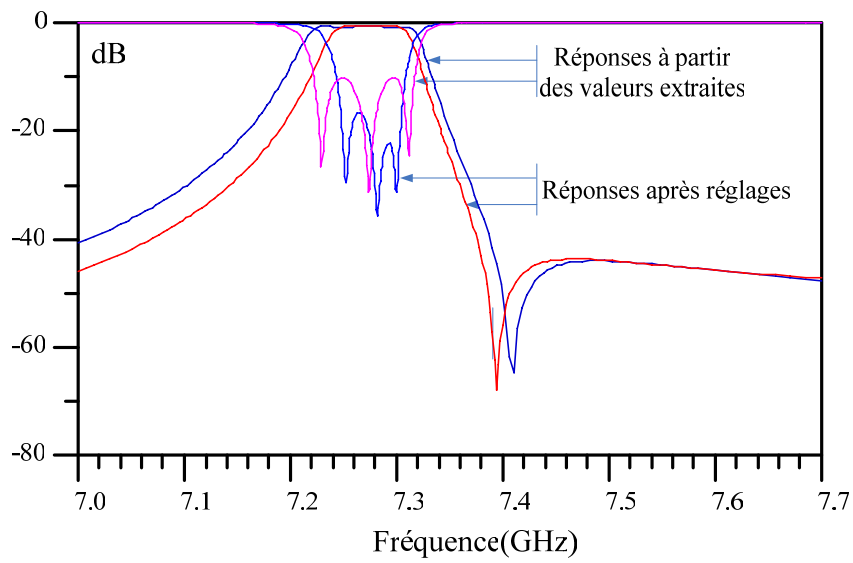
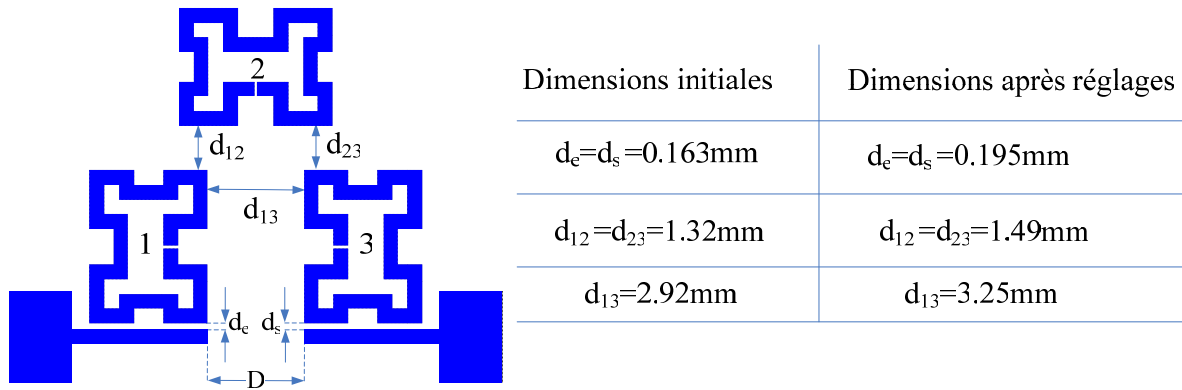


Figure IV.9: Dimensions et réponses initiales et finales du filtre

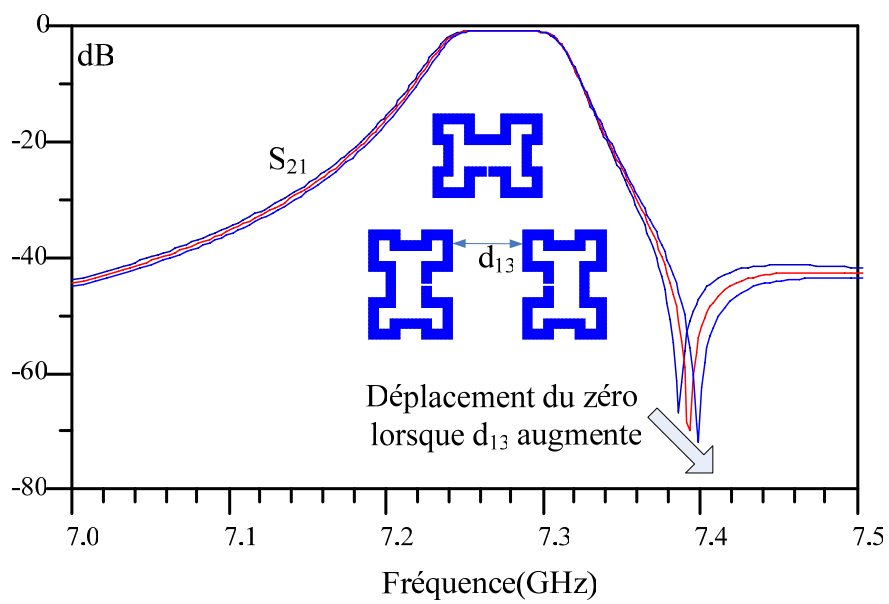


Figure IV.10: Déplacement du zéro de transmission en fonction de d_{13}

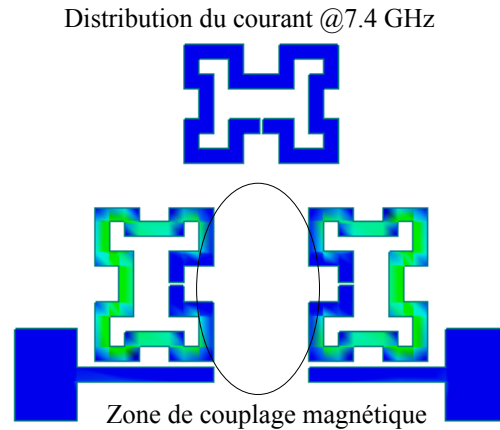


Figure IV.11: Distribution du courant à 7.4 GHz

La figure IV.12 montre la réponse du filtre en tenant compte des pertes métalliques dues au circuit (cuivre) et au boîtier (laiton) ainsi que les pertes diélectriques dues au substrat. Les pertes dans la bande sont de 6.3 dB et les pertes par retour dans la bande atteignent -17dB.

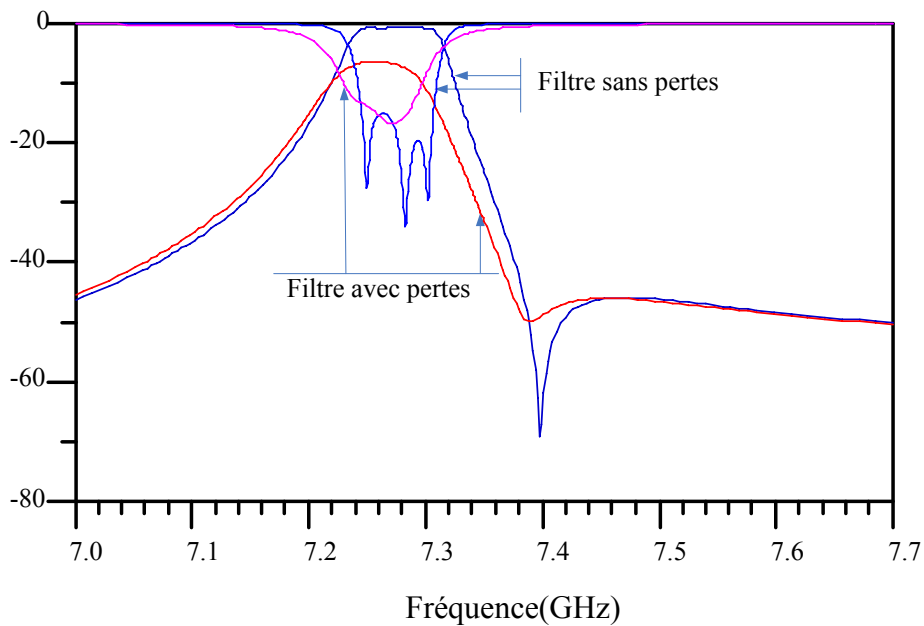


Figure IV.12: Réponse du filtre avec pertes

Enfin la figure IV.13 montre la réponse large bande du filtre. La fréquence de résonance du boîtier calculée par Momentum est 12.46 GHz. On observe une atténuation supérieure à 50 dB entre 7.5 GHz et 12 GHz, ainsi qu'une atténuation supérieure à 40 dB au niveau du premier harmonique.

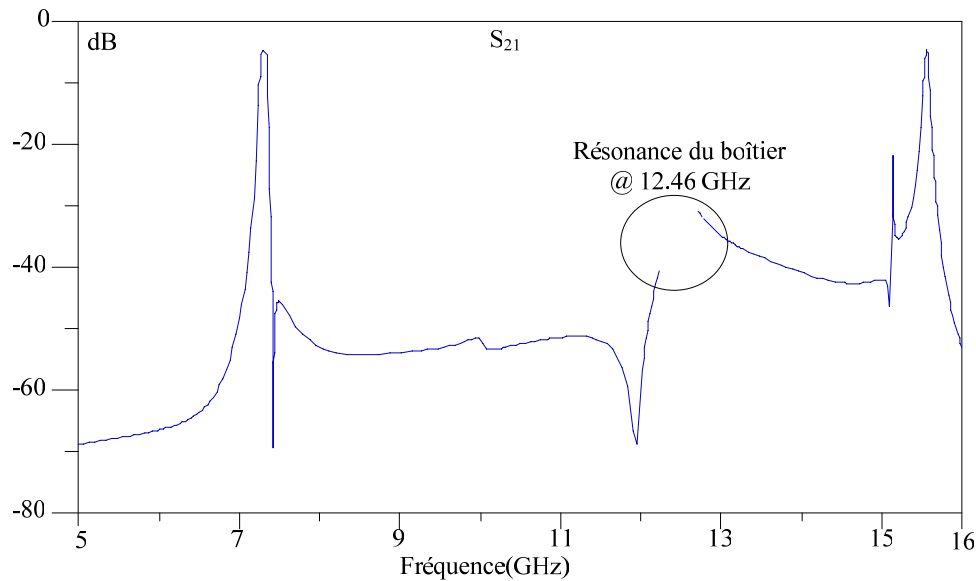


Figure IV.13: Réponse large bande du filtre

IV.2.1.5 Comparaison avec une structure de filtrage classique

A titre de comparaison, nous avons conçu un filtre ayant les mêmes caractéristiques que le filtre précédent mais avec des résonateurs $\lambda/2$ rectilignes. La topologie du filtre et ses dimensions sont présentées figure IV.14.

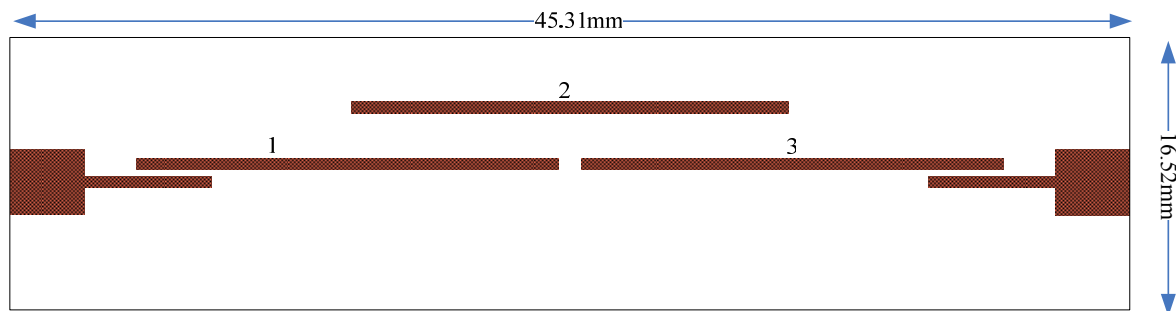


Figure IV.14: Topologie du filtre d'ordre trois avec des résonateurs rectilignes

Le calcul des couplages inter-résonateurs ainsi que des gaps d'entrée/sortie se fait grâce à la méthode exposée dans le chapitre deux. La figure IV.15 compare les réponses en transmission des deux filtres. Les résultats montrent qu'en plus de la réduction significative de la taille du filtre, la miniaturisation du résonateur linéique par repliement permet aussi d'améliorer la réponse hors bande passante du filtre, et surtout la réjection au niveau du zéro de transmission. Par ailleurs, la miniaturisation permet aussi d'augmenter la réjection au niveau du premier harmonique. Cependant, les pertes d'insertion dans la bande passante sont augmentées (6.3 dB contre 4.1 dB pour le filtre à résonateurs linéiques).

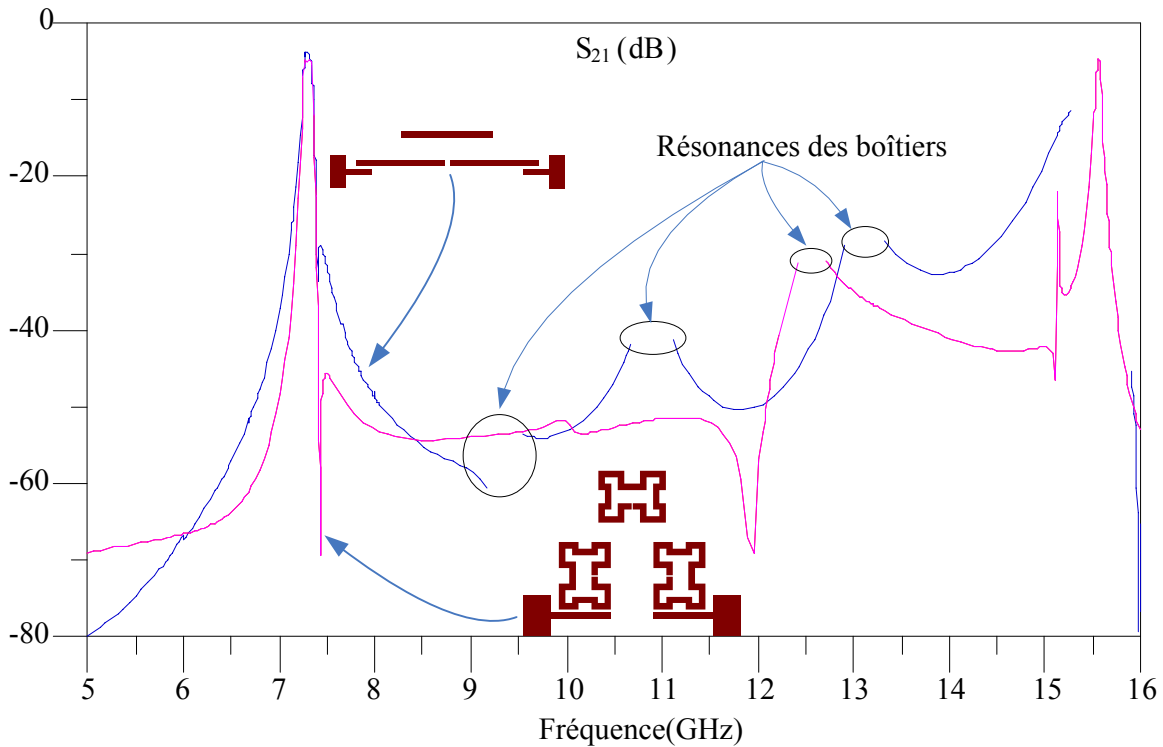


Figure IV.15: Comparaison des réponses en transmission des deux filtres

IV.2.1.6 Fabrication du filtre et résultats des mesures

La structure du substrat suspendu simulée par Momentum est montrée figure IV.16.a. En pratique, le boîtier présente des rainures sur lesquelles le substrat sera posé (figure IV.16.b). La présence de ces rainures peut avoir des effets inattendus lorsqu'on ne prend pas les précautions nécessaires dans le choix des dimensions du boîtier et de ces rainures. Ce paramètre est encore plus critique lorsqu'on travaille dans le domaine millimétrique. La figure IV.17 montre l'effet des variations des dimensions des rainures sur l'impédance caractéristique du stripline suspendu [132].

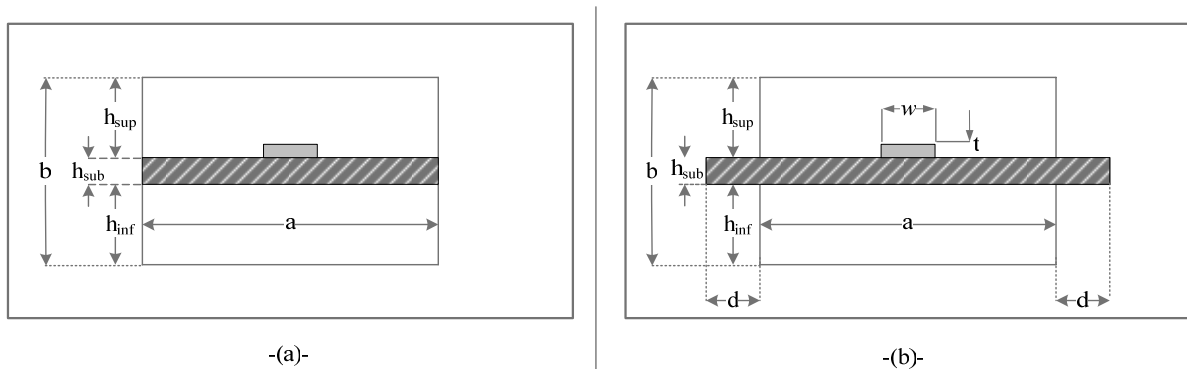


Figure IV.16: a-Structure du substrat suspendu simulée par Momentum
b-Structure réelle

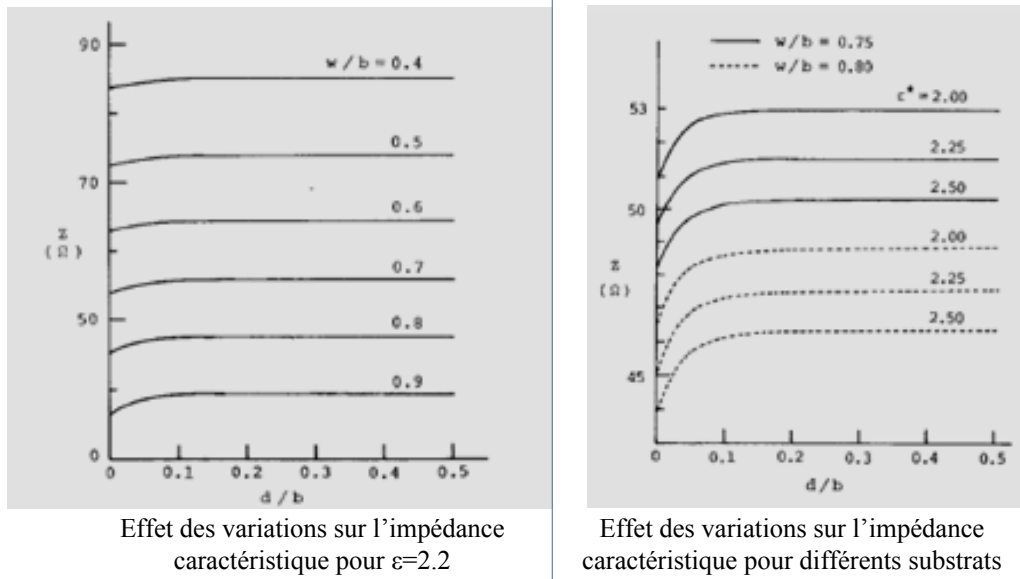


Figure IV.17: Variations de l'impédance caractéristique en fonction des dimensions du substrat suspendu

Les dimensions de la structure ont été choisies en considérant les valeurs d'impédance caractéristique les plus communes, soit 50Ω et 75Ω. Le substrat utilisé est le Duroid ($\epsilon=2.2$) et les dimensions utilisées sont les suivantes:

$$\frac{a}{b}=1 \quad \frac{h_1}{b}=0.4 \quad \frac{h_2}{b}=0.2 \quad \frac{h_3}{b}=0.4 \quad t=0.0 \quad \frac{w}{b}=0.2\sim 0.9 \quad \frac{d}{b}=0.0\sim 0.5$$

On remarque que lorsque la profondeur d des rainures augmente, l'impédance caractéristique augmente aussi. Mais cet effet disparaît pour des valeurs de d élevées. En effet la présence de rainures est significative pour une faible profondeur des rainures et son effet ne peut être négligé lors de la conception d'un filtre très précis. Pour éviter ces effets indésirables il faut avoir $b \ll a$, sans oublier que la largeur a du boîtier intervient dans le calcul de la fréquence de coupure.

Par ailleurs on se rend compte que l'impédance caractéristique ne dépend quasiment plus des dimensions des rainures à partir de $\frac{d}{b} > 0.15$.

Dans notre cas, nous avons $b=2.254mm \ll 16.27mm$ et la profondeur des rainures est fixée à $d=1mm$ ($d/b=1/2.254=0.44 > 0.15$). Les conditions de bon fonctionnement du boîtier sont donc vérifiées.

Le filtre avec la cavité supérieure ouverte est montré figure IV.18. Le boîtier a été fabriqué au laboratoire IXL et le circuit par la société Atlantec. La réponse du filtre a été mesurée sur un analyseur de réseaux HP8720. Elle est représentée sur la figure IV.19.

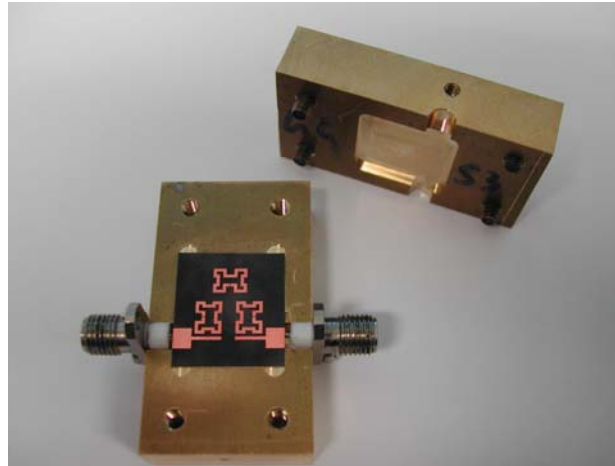


Figure IV.18: Photographie du filtre d'ordre trois avec un zéro à droite de la bande passante

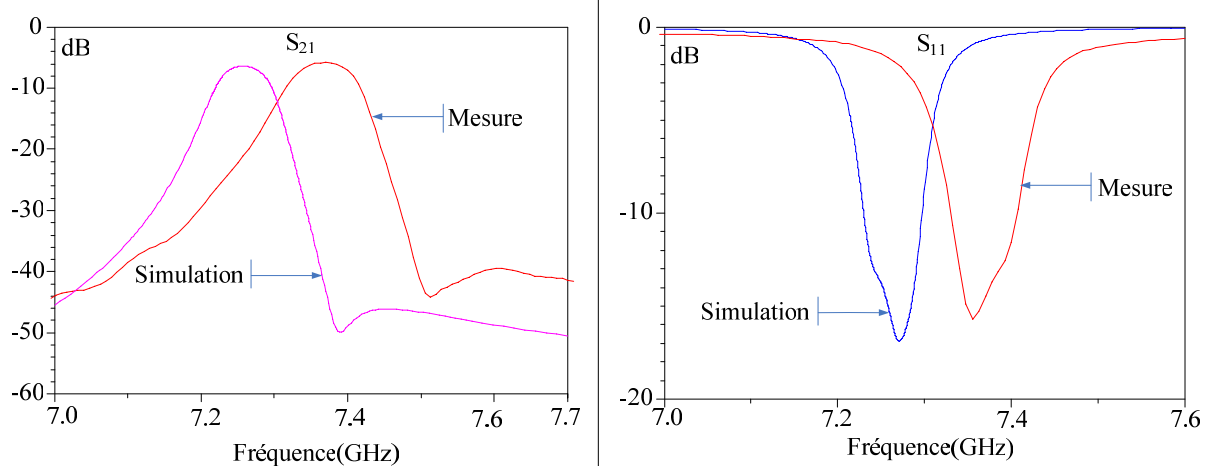


Figure IV.19: Comparaison des réponses simulées et mesurées

Le tableau IV.1 regroupe les différents paramètres des réponses simulées et mesurées.

Caractéristiques du filtre	Simulation	Mesure
Fréquence centrale	7.28 GHz	7.37 GHz
Bande passante	100 MHz	112 MHz
Pertes d'insertion	-6.3 dB	-6 dB
Pertes par retour dans la bande	≤ -17 dB	≤ -15 dB
Zéro de transmission	7.4 GHz	7.51 GHz

Tableau IV.1: Comparaison des résultats des mesures et des simulations

La figure IV.20 compare les réponses en transmission simulée et mesurée sur une large bande de fréquence. Les résultats de mesure montrent une réjection supérieure à 48 dB entre 5 et 7 GHz et une réjection supérieure à 40 dB entre 7.5 et 12 GHz. A la fréquence $2f_0 = 14.74$ GHz la réjection est de 38 dB. La première remontée harmonique se produit à 15.84 GHz. Enfin la résonance du boîtier se produit à 12.23 GHz, contre 12.46 GHz pour le boîtier théorique.

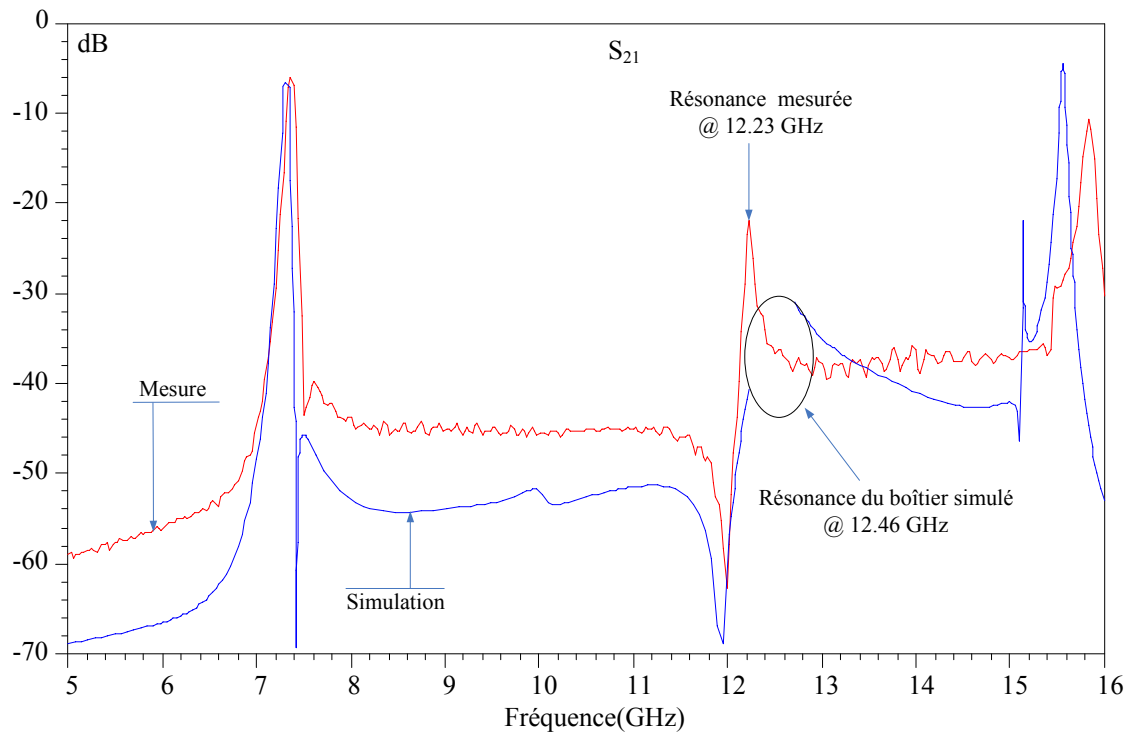


Figure IV.20: Comparaison des réponses simulées et mesurées sur une large bande de fréquence

Les résultats de mesure montrent un décalage de la fréquence centrale du filtre vers les hautes fréquences. De plus, la bande passante mesurée est plus grande que celle du filtre simulé, ce qui signifie que les couplages réels sont plus forts que les couplages théoriques. Suite à l'étude du coefficient de couplage en fonction des paramètres géométriques de la structure du substrat suspendu menée dans le chapitre 2, on pourrait conclure que les hauteurs de la cavité fabriquée sont supérieures à celles de la cavité simulée. Par ailleurs, nous avons aussi montré que le facteur de qualité à vide d'un résonateur augmente lorsque les hauteurs des cavités augmentent, ce qui diminue les pertes d'insertion. Les pertes d'insertion mesurées sont effectivement inférieures à celles simulées. La fréquence de résonance du boîtier fabriqué est inférieure à celle du boîtier simulé, ce qui laisse penser qu'il est plus grand que le boîtier théorique. Nous allons donc effectuer des rétro-simulations afin de mieux expliquer les résultats de mesure observés.

Influence des hauteurs des cavités sur la réponse du filtre

Nous avons appliqué des tolérances de $\pm 0.1mm$ sur les hauteurs des cavités supérieure et inférieure. Les résultats sont reportés dans la figure IV.21.

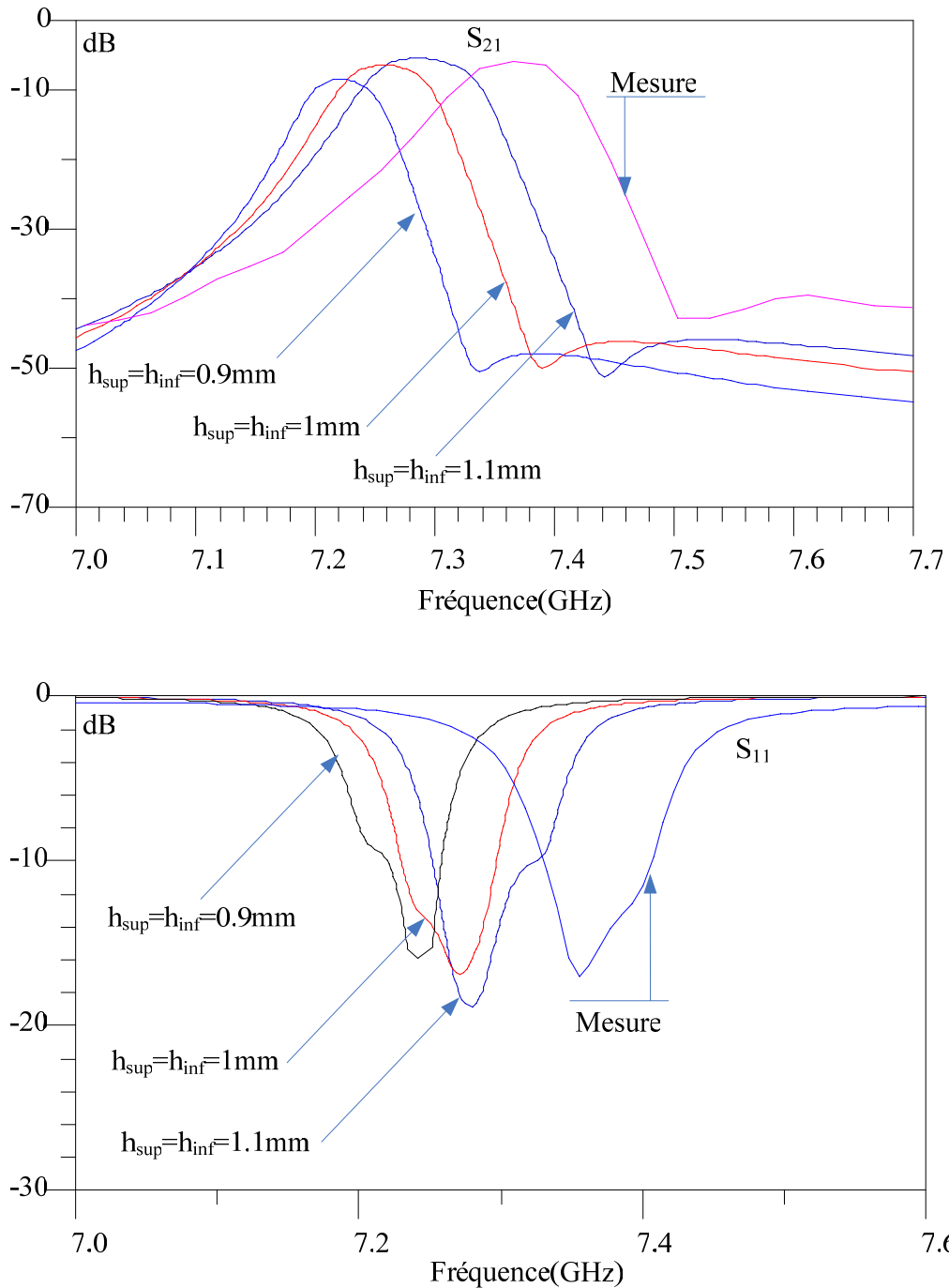


Figure IV.21: Influence des hauteurs des cavités sur les caractéristiques de transfert du filtre

Nous remarquons que lorsque les hauteurs des cavités augmentent, la réponse du filtre est décalée vers les fréquences supérieures. Ce décalage s'accompagne d'une augmentation de la bande passante du filtre, puisque les coefficients de couplages augmentent lorsque les hauteurs des cavités augmentent. Par ailleurs, les pertes d'insertion diminuent et la réponse en réflexion est améliorée, puisque le facteur de qualité à vide des résonateurs augmente avec l'accroissement des hauteurs des cavités.

Influence de l'épaisseur du substrat

Nous avons appliqué des tolérances de $\pm 0.04\text{mm}$ sur l'épaisseur du substrat. Les hauteurs des cavités sont fixées à 1mm. L'évolution des réponses en transmission et en réflexion est reportée figure IV.22. On constate qu'une diminution de l'épaisseur du substrat produit un décalage de la réponse du filtre vers les fréquences supérieures.

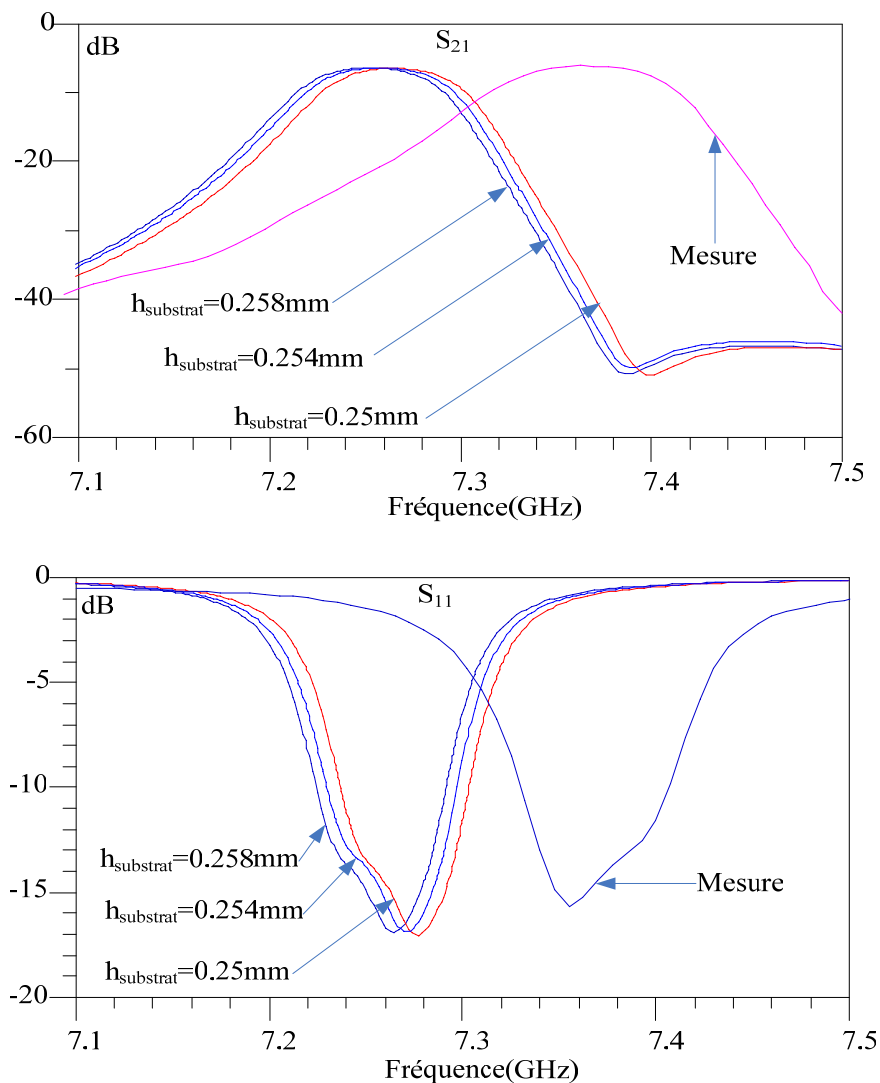


Figure IV.22: Influence de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de transfert du filtre

Influence du maillage du filtre pendant la simulation

Pour effectuer une simulation électromagnétique d'une structure quelconque, le logiciel Momentum décompose celle-ci en cellules élémentaires rectangulaires ou triangulaires. Ensuite il calcule les caractéristiques de propagation dans chacune d'elles avant de restituer la réponse globale de la structure simulée. Plus le maillage est fin, plus les résultats de simulation sont précis et proches des résultats réels. En revanche, le temps de simulation augmente puisque le nombre de cellules augmente. La densité du maillage est exprimée en nombre de cellules/longueur d'onde. En général, une densité de maillage de 30 cellules/ λ est considérée comme un bon compromis précision/rapidité. Nous avons aussi simulé le filtre en utilisant des densités de maillage de 40 puis 50 cellules/ λ . Les simulations sont effectuées sur un ordinateur doté d'un processeur Pentium IV avec 1Go de RAM. La figure IV.23 montre les réponses correspondantes ainsi que le temps nécessaire à la simulation du filtre. Les résultats montrent qu'une augmentation de la densité du maillage décale la réponse du filtre vers les fréquences supérieures. Il n'est donc pas surprenant que les résultats de mesure soient aussi décalés par rapport aux résultats de simulations, puisqu'une densité de maillage de 30 cellules/ λ ne semble pas suffisante pour la précision souhaitée.

Conclusion

Les mesures du filtre ne sont pas en parfait accord avec les simulations effectuées. D'après les rétro-simulations on peut supposer que le substrat est plus fin que celui simulé. Par ailleurs on peut penser que les hauteurs des cavités réalisées sont supérieures à celles simulées, ce qui explique que la fréquence de résonance du boîtier soit inférieure à la fréquence de résonance théorique. Pour plus de précision, un maillage fin est nécessaire même si cela se fait au dépens du temps de simulation. D'autre part les connecteurs SMA introduisent des pertes supplémentaires. Comme nous l'avons dit dans le chapitre 2, les tolérances de fabrication et la mise en boîtier sont les principaux inconvénients de la technologie du substrat suspendu.

Toutefois, la réjection hors-bande passante et la sélectivité sont intéressantes pour un filtre d'ordre trois seulement. La première remontée harmonique est observée au delà de $2f_0$. Les pertes d'insertion et les pertes par réflexion peuvent être diminuées en utilisant de meilleurs conducteurs. L'intérieur du boîtier sera alors recouvert d'une couche d'or ou d'argent et le circuit recouvert d'une fine pellicule d'or.

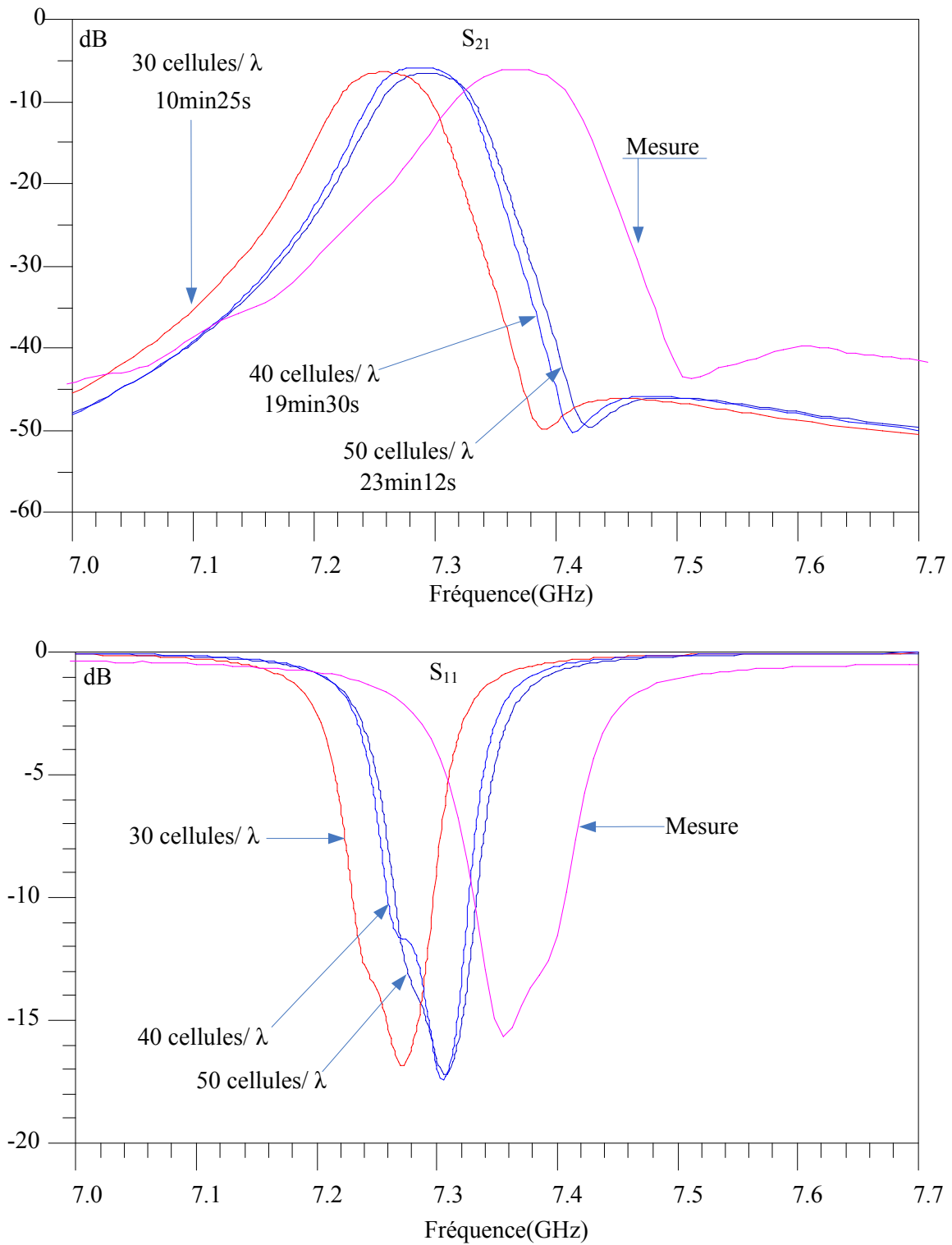


Figure IV.23: Influence de la densité du maillage sur les caractéristiques de transfert du filtre

IV.2.2 Filtre d'ordre trois avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante

IV.2.2.1 Synthèse du filtre

La topologie du filtre est présentée dans la figure IV.24. Chaque résonateur est constitué d'une ligne $\lambda_g/2$ (λ_g étant la longueur d'onde guidée) de largeur $l=0.5mm$. Le facteur de qualité à vide de ce résonateur est $Q_0 = 259$. De même que pour le filtre précédent, le filtre est centré à 7.28 GHz avec une bande passante de 100 MHz (1.37%). Le couplage négatif entre les résonateurs 1 et 3 va maintenant créer un zéro de transmission à gauche de la bande passante à 7.2 GHz.

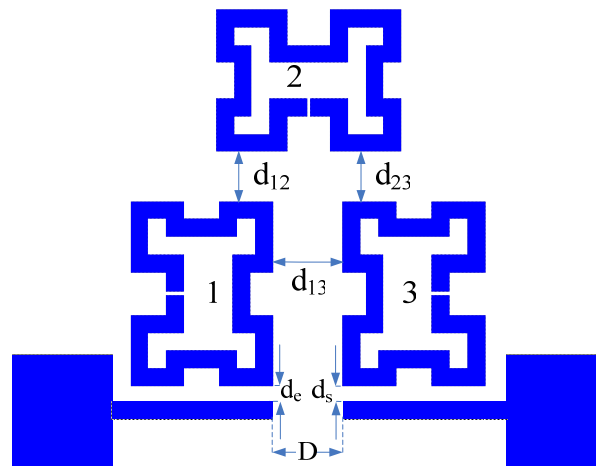


Figure IV.24: Topologie du filtre d'ordre trois avec un zéro à gauche de la bande passante

L'adaptation des lignes d'entrée/sortie à 50Ω se fait grâce à un transformateur d'impédance. La conception du filtre débute par la synthèse du réseau prototype passe-bande capable de générer la fonction de transfert souhaitée. La figure IV.25 présente les prototypes passe-bas et passe-bande ainsi que les valeurs de leurs éléments à partir desquels nous déduisons la matrice des inductances mutuelles de couplage $[M]$ et la matrice des coefficients de couplage $[K]$. Le couplage J_2 représente le couplage entre les résonateurs 1 et 3. Le réglage de d_{13} permet de régler la fréquence du zéro de transmission.

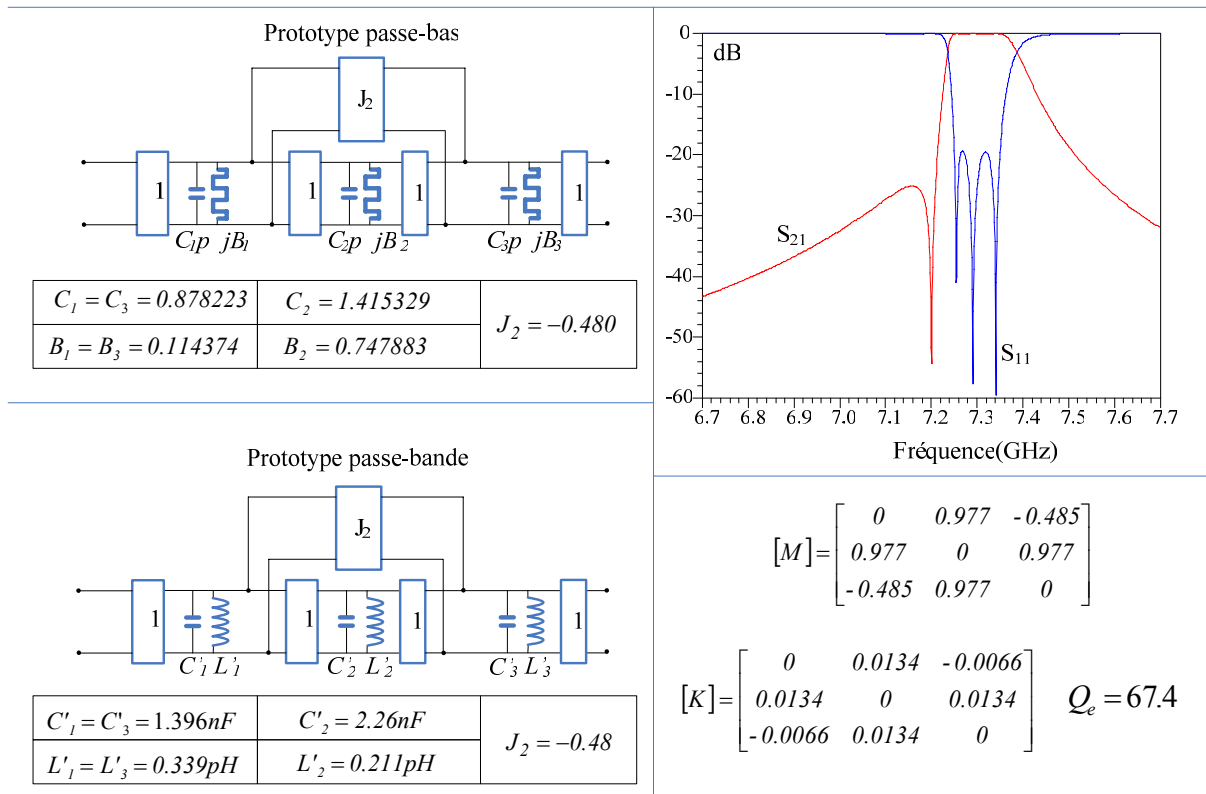


Figure IV.25: Prototypes passe-bas et passe-bande du filtre, réponse théorique et matrices de couplages

IV.2.2.2 Dimensionnement du boîtier et calcul des modes de propagation

Nous avons choisi de suspendre le filtre dans le même boîtier que pour le filtre précédent. Rappelons que les dimensions du boîtier sont $L= 16.68mm$ et $l=16.27mm$. Dans ce cas, la première résonance du boîtier se produit à 12.2 GHz, suffisamment loin de la bande passante du filtre afin de ne pas perturber ses caractéristiques de propagation.

IV.2.2.3 Etude des coefficients de couplage

Nous commençons par l'étude du couplage k_{13} qui permet de fixer la position du zéro de transmission à 7.2 GHz. Ce couplage dépend de d_{13} . D'après la matrice théorique des coefficients de couplage, il faut avoir $k_{13}=-0.0066$. La valeur "négative" du couplage sera assurée par couplage électrique entre les résonateurs 1 et 3. La figure IV.26 montre l'évolution de k_{13} en fonction de d_{13} .

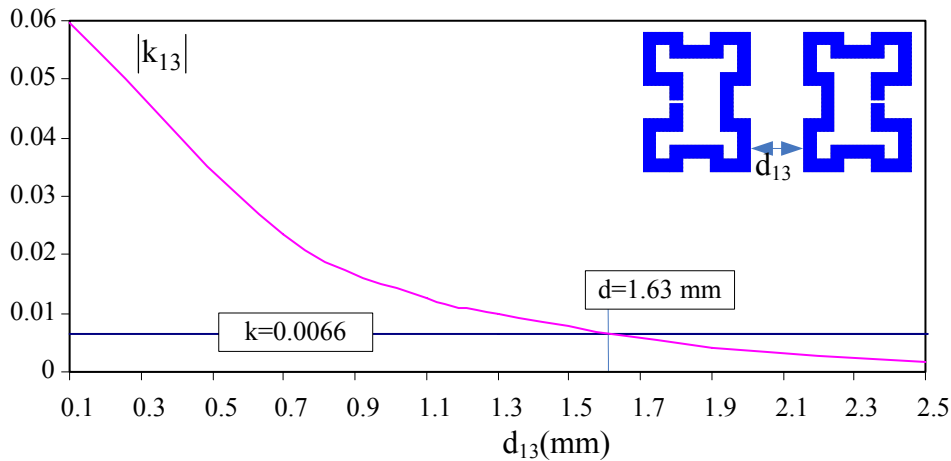


Figure IV.26: Courbe de variation de $|k_{13}|$ en fonction de d_{13}

D'après la courbe ci-dessus, la valeur de d_{13} qui permet d'atteindre le couplage théorique $|k_{13}|=0.0066$ est $d_{13}=1.63mm$.

Lorsque la distance entre les résonateurs 1 et 3 est fixée, nous pouvons passer à l'étude du couplage k_{12} ($k_{12}=k_{23}$) en fonction de d_{12} . La figure IV.27 montre l'évolution du coefficient de couplage k_{12} en fonction de la distance entre les résonateurs 1 et 2. D'après cette courbe, la valeur de d_{12} pouvant réaliser un couplage théorique $k_{12}=k_{23}=0.0134$ est $d_{12}=d_{23}=1.29mm$.

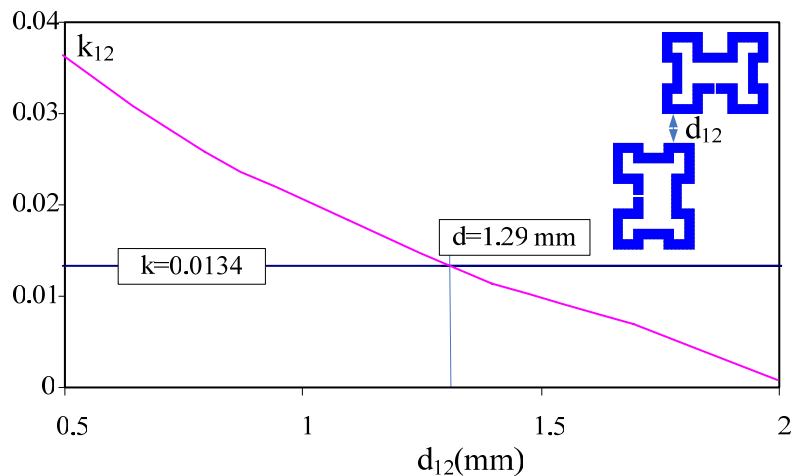


Figure IV.27: Courbe de variation de k_{12} en fonction de d_{12}

Enfin nous passons à la détermination du facteur de qualité externe du filtre et qui définit le couplage entre la ligne d'accès d'entrée du filtre et le premier résonateur. La figure IV.28 montre les variations du facteur de qualité externe Q_e en fonction du gap entre la ligne d'accès d'entrée et le résonateur 1. D'après la courbe précédente, il faut $d=0.42mm$ pour atteindre le facteur de qualité externe théorique $Q_e=67.4$.

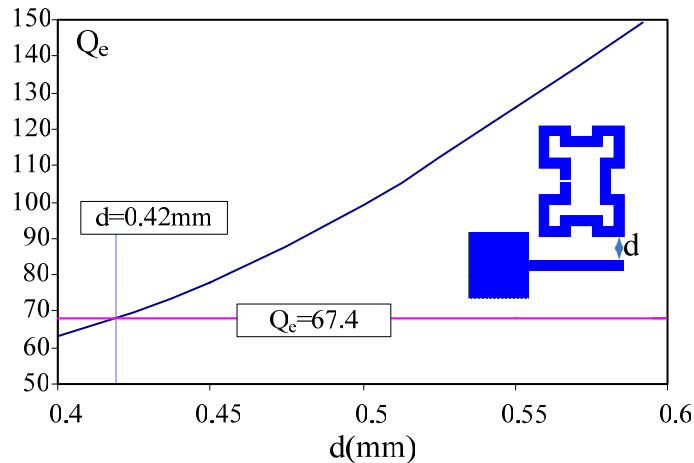


Figure IV.28: Courbe de variation du facteur de qualité externe Q_e en fonction de d

IV.2.2.4 Réponses à partir des valeurs initiales et réglages des dimensions

Comme pour le filtre précédent, les caractéristiques de propagation obtenues à partir des valeurs extraites des gaps inter-résonateurs sont montrées figure IV.29. Ils montrent que les couplages réels sont plus forts que les couplages théoriques, ce qui se traduit par une bande passante plus large et des pertes par retour dans la bande inférieures à -20dB. Nous procédons donc à des réglages afin de retrouver les réponses souhaitées. Les dimensions initiales des gaps ainsi que les dimensions finales après réglage sont montrées figure IV.29. Le réglage de d_{13} nous permet par ailleurs de placer le zéro de transmission à la bonne fréquence. Par ailleurs nous remarquons la présence de deux zéros de transmission supplémentaires, non prévus par la synthèse, à 6.75 et 7.87 GHz.

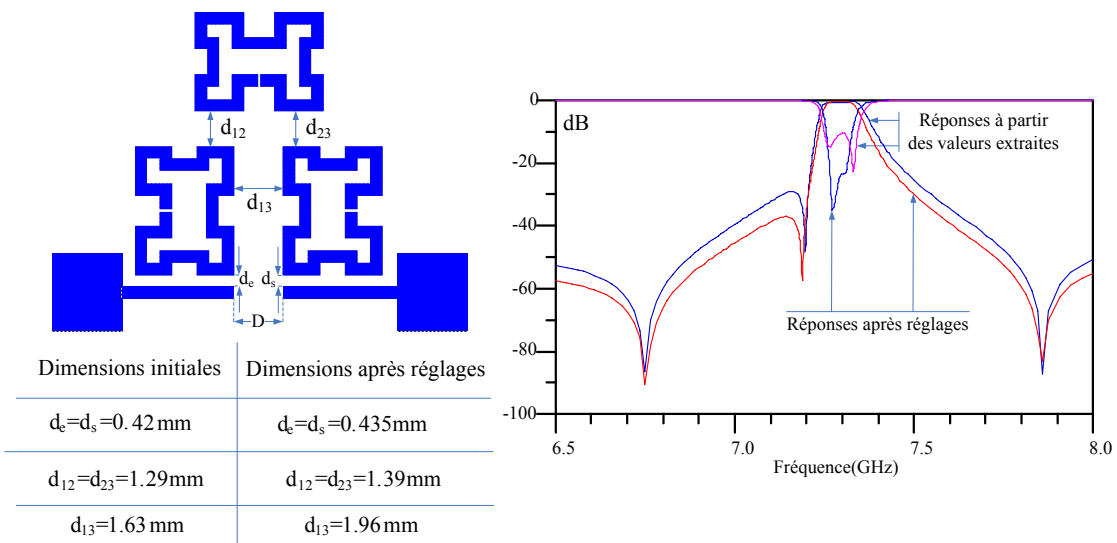


Figure IV.29: Dimensions et réponses initiales et finales du filtre

Nous remarquons que le couplage qui nécessite le plus de réglage est k_{13} . En effet il est fortement perturbé par le couplage qui existe entre les lignes d'accès du filtre du fait de leur proximité (distance D). Ce dernier augmente le couplage k_{13} , ce qui nécessite l'augmentation de d_{13} pour retrouver la bonne valeur de k_{13} .

Par ailleurs, c'est le couplage entre les lignes d'accès du filtre qui crée les deux zéros de transmission supplémentaires de part et d'autre de la bande passante du filtre, à 6.75 GHz et 7.87GHz respectivement. La figure IV.30 montre la distribution du courant dans le filtre à ces deux fréquences, ce qui nous permet de voir la résonance des lignes d'entrée/sortie. La variation de D permet de régler la position de ces deux zéros sans affecter la position du zéro à 7.2 GHz. Le couplage entre les lignes d'entrée/sortie est donc à l'origine de l'apparition de ces deux zéros supplémentaires.

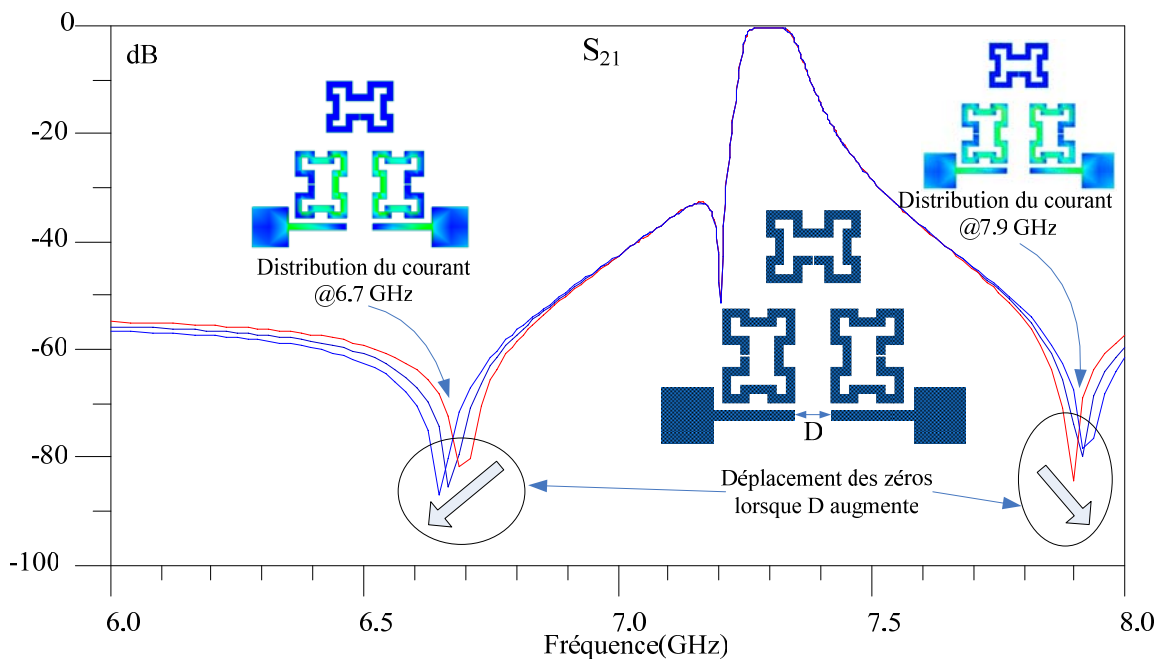


Figure IV.30: Zéros dus au couplage entre les ligne d'entrée/sortie du filtre

Le zéro de transmission à 7.2 GHz est dû au couplage électrique entre les résonateurs 1 et 3, comme le montre la figure IV.31.a. La variation de d_{13} permet de régler le couplage k_{13} et donc de positionner correctement le zéro de transmission, comme le montre la figure IV.31.b. La figure IV.32 compare la réponse idéale du filtre et la réponse réelle qui tient compte des pertes métalliques et diélectriques du filtre. Les pertes dans la bande passante atteignent 4.3 dB et les pertes par retour dans la bande sont inférieures à -20 dB.

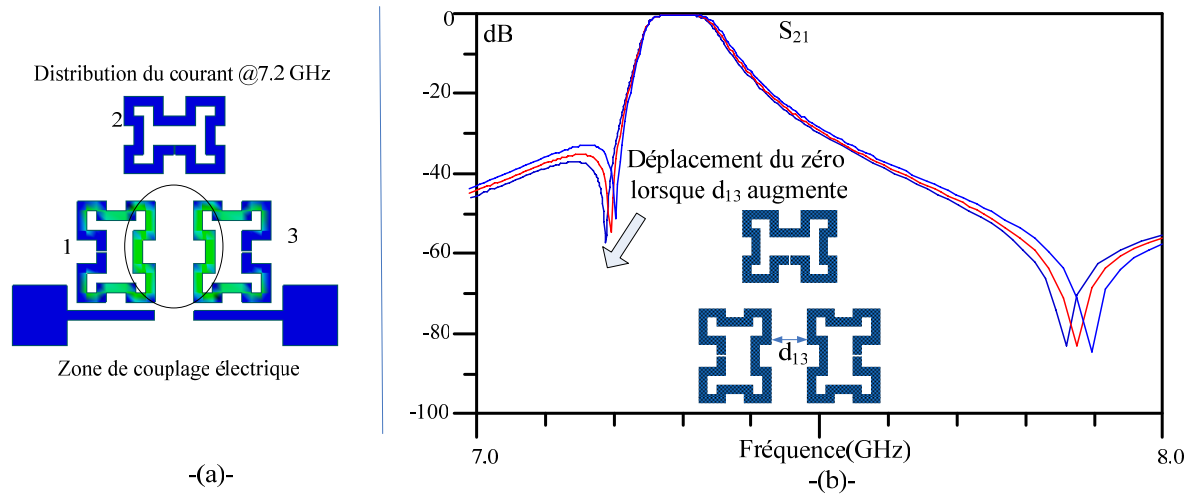


Figure IV.31: Réglage du zéro de transmission
 a- Distribution du courant dans le filtre à 7.2 GHz b- Réglage de la fréquence du zéro de transmission

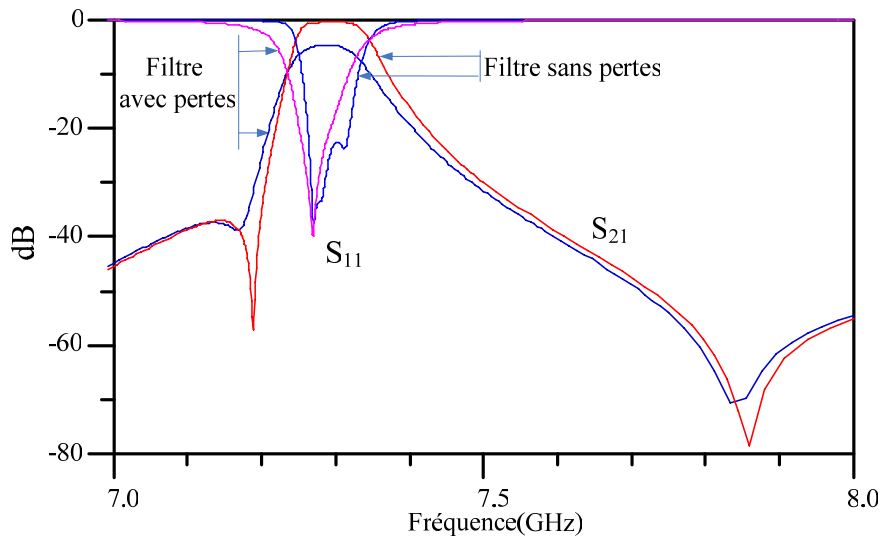


Figure IV.32: Réponse du filtre tenant compte des pertes métalliques et diélectriques

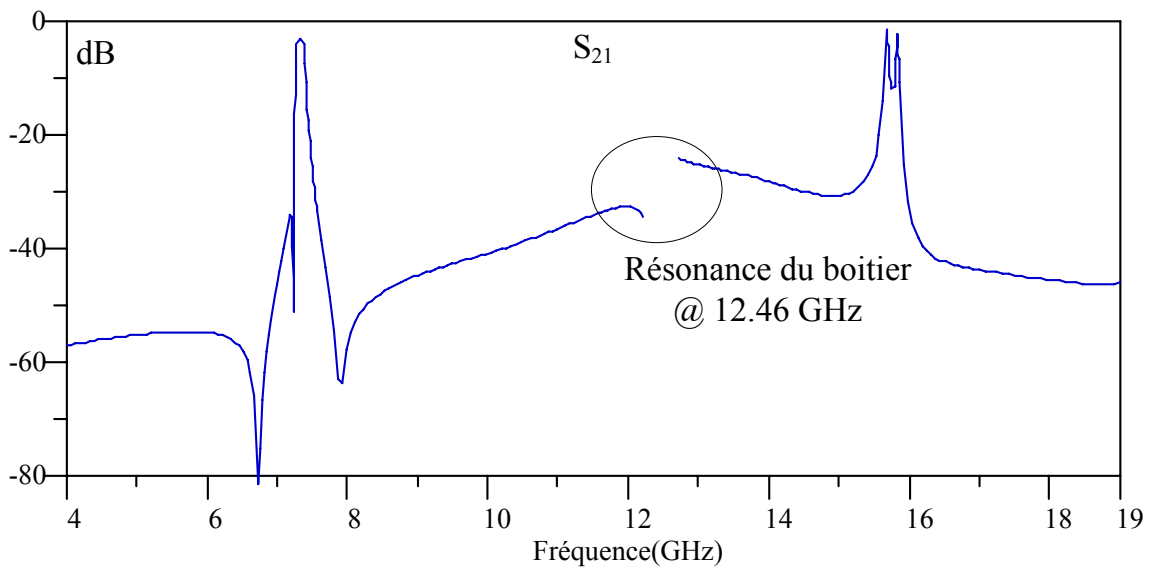


Figure IV.33: Réponse large bande du filtre

IV.2.2.5 Fabrication du filtre et résultats des mesures

Le filtre avec la cavité supérieure ouverte est montré figure IV.34. La réponse mesurée du filtre représentée sur la figure IV.35.

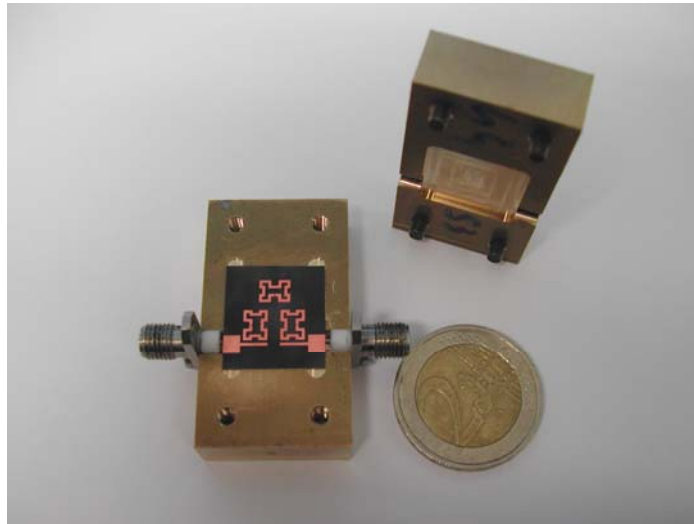


Figure IV.34: Photographie du filtre d'ordre trois avec un zéro à gauche de la bande passante

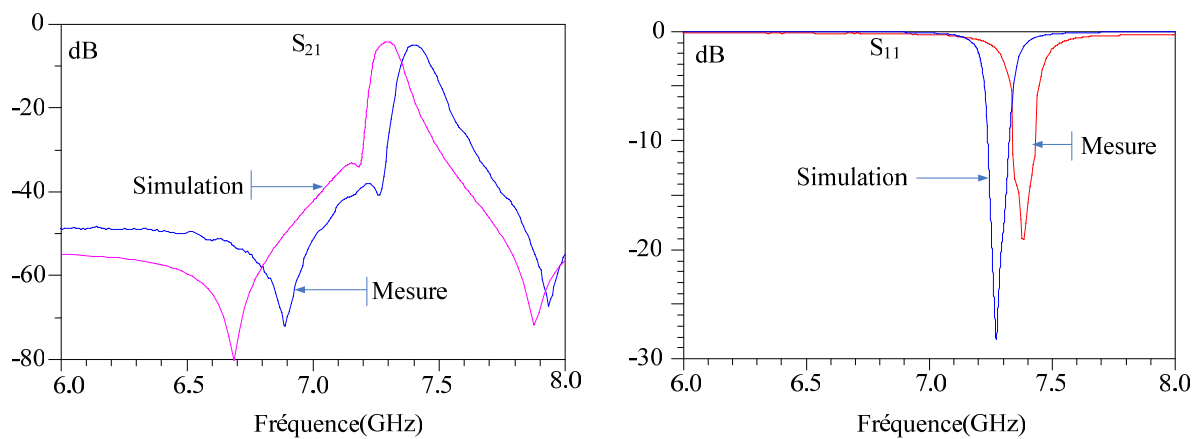


Figure IV.35: Comparaison des réponses simulées et mesurées

Le tableau IV.2 regroupe les différents paramètres des réponses simulées et mesurées.

Caractéristiques du filtre	Simulation	Mesure
Fréquence centrale	7.28 GHz	7.37 GHz
Bande passante	98 MHz	105 MHz
Pertes d'insertion	-4.3 dB	-5 dB
Pertes par retour dans la bande	≤ -20 dB	≤ -13 dB
Zéro de transmission	7.18 GHz	7.26 GHz

Tableau IV.2: Comparaison des résultats des mesures et des simulations

La figure IV.36 compare les réponses en transmission simulée et mesurée sur une large bande de fréquence. Les résultats de mesure montrent une réjection supérieure à 48 dB entre 5 et 7 GHz et une réjection supérieure à 40 dB entre 7.5 et 12 GHz. A la fréquence $2f_0 = 14.74$ GHz la réjection est de 38 dB. La première remontée harmonique se produit à 15.84 GHz. Enfin la résonance du boîtier se produit à 12.23 GHz, contre 12.46 GHz pour le boîtier théorique.

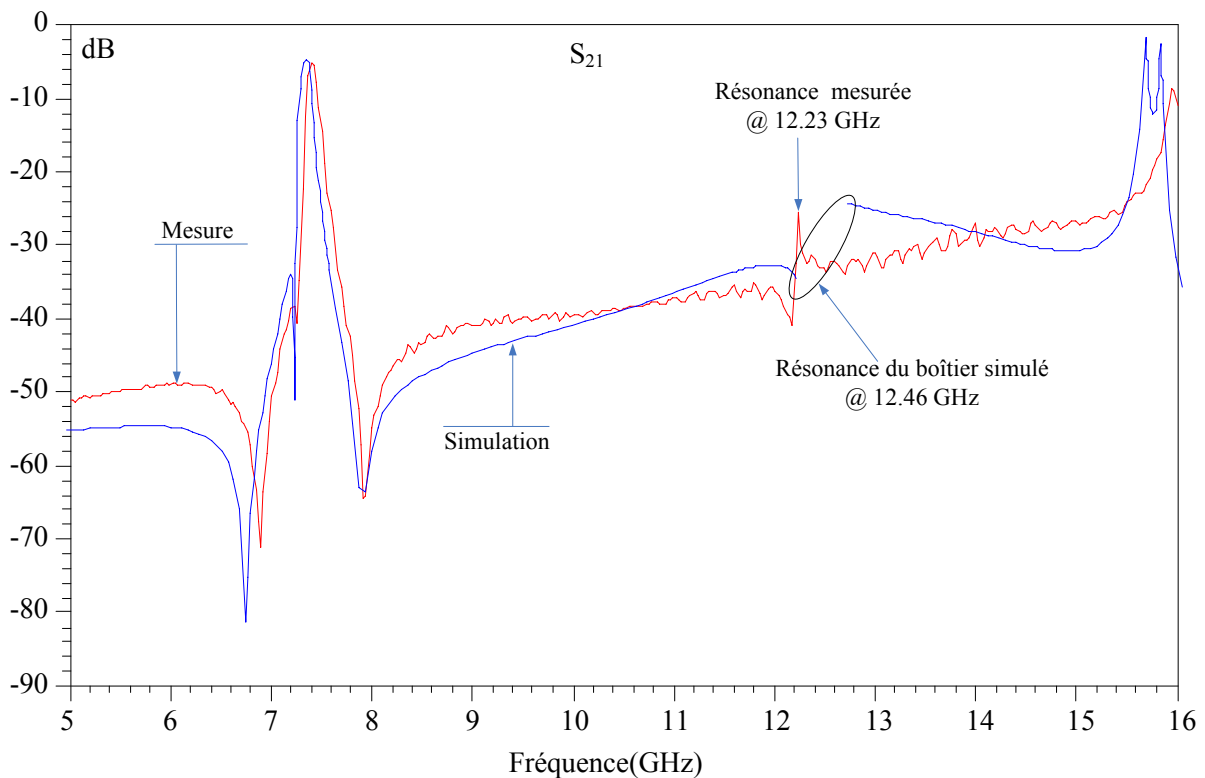


Figure IV.36: Comparaison large bande de la réponse en transmission simulée et mesurée

Les résultats de mesure montrent un décalage de la fréquence centrale du filtre vers les hautes fréquences. La bande passante mesurée est plus large que celle du filtre simulé, ce qui signifie que les couplages réels sont plus forts que les couplages théoriques. Les pertes d'insertion mesurées sont supérieures à celles simulées. La fréquence de résonance du boîtier fabriqué est inférieure à celle du boîtier simulé, ce qui laisse penser que le boîtier usiné est plus grand que le boîtier théorique. Nous allons donc effectuer des rétro-simulations afin de mieux expliquer les résultats de mesure observés.

Influence des hauteurs des cavités sur la réponse du filtre

Des tolérances de $\pm 0.1\text{mm}$ sur les hauteurs des cavités supérieure et inférieure sont appliquées afin de voir l'effet des variations des hauteurs sur la réponse du filtre. Les résultats sont reportés dans la figure IV.37.

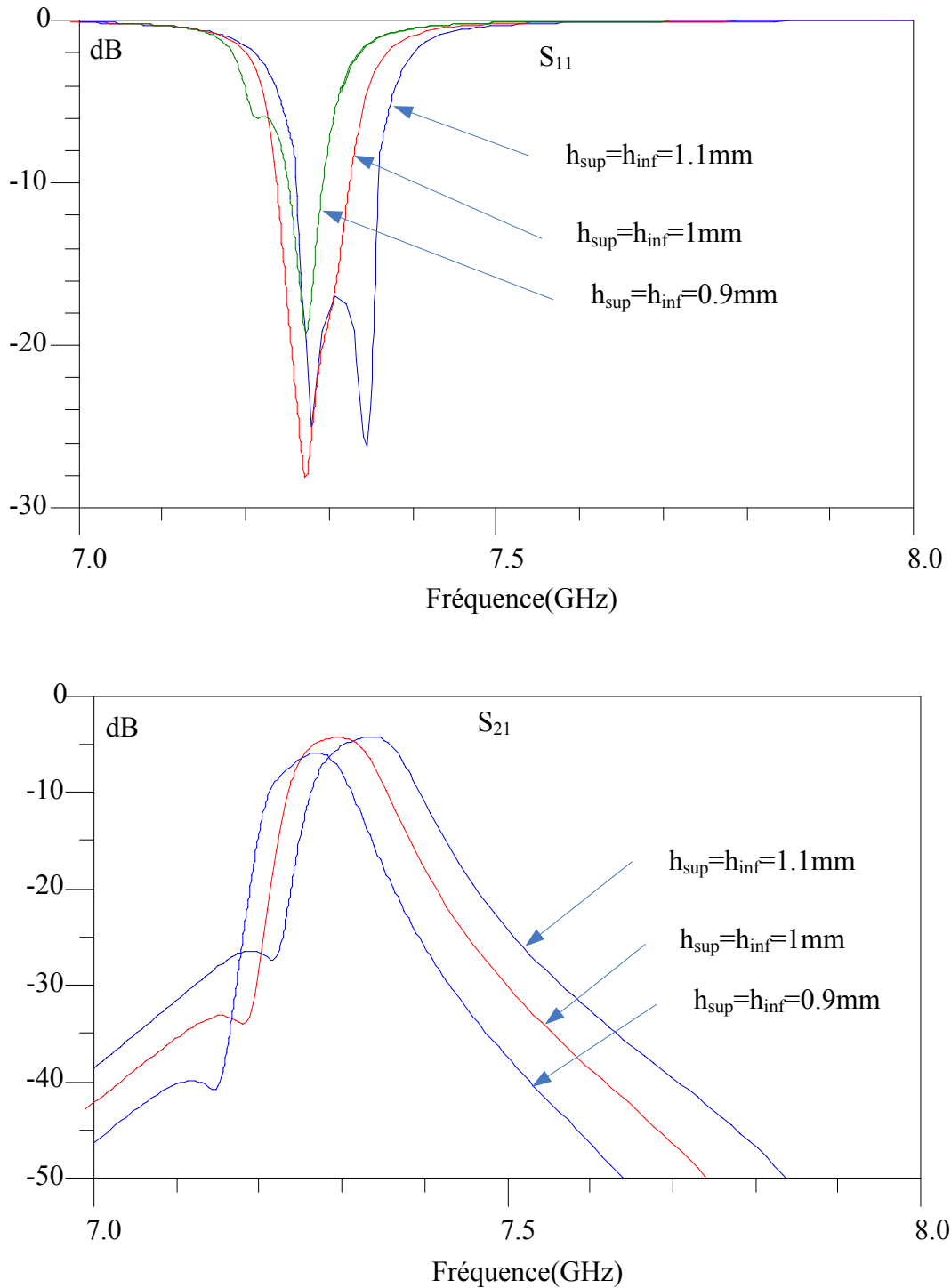


Figure IV.37: Influence des hauteurs des cavités sur les caractéristiques de transfert

De même que pour le filtre précédent, la réponse du filtre est décalée vers les fréquences supérieures lorsque les hauteurs des cavités augmentent. Ce décalage s'accompagne d'une augmentation de la bande passante du filtre, puisque les coefficients de couplages augmentent lorsque les hauteurs des cavités augmentent. Par ailleurs, les pertes d'insertion diminuent puisque le facteur de qualité à vide des résonateurs augmente avec l'accroissement des hauteurs des cavités.

Influence de l'épaisseur du substrat

Nous avons appliqué des tolérances de $\pm 0.04\text{mm}$ sur l'épaisseur du substrat. Les hauteurs des cavités sont fixées à 1mm. L'évolution des réponses en transmission et en réflexion est reportée figure IV.38. On constate qu'une diminution de l'épaisseur du substrat produit un décalage de la réponse du filtre vers les fréquences supérieures.

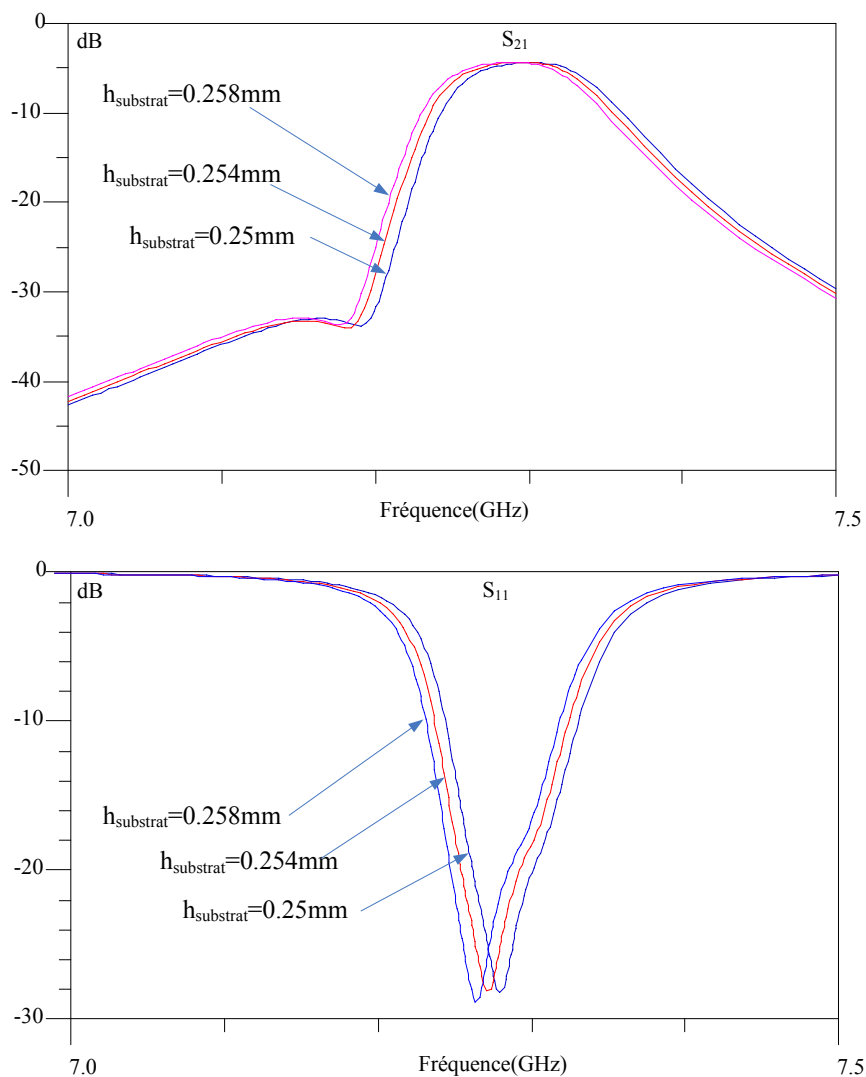


Figure IV.38: Influence de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de transfert

Influence du maillage du filtre pendant la simulation

La figure IV.39 montre les caractéristiques de transfert du filtre pour des densités de maillage de 30 cellules/ λ , 40 cellules/ λ et 50 cellules/ λ , ainsi que le temps nécessaire à la simulation du filtre. Une augmentation de la densité du maillage décale la réponse du filtre vers les fréquences supérieures.

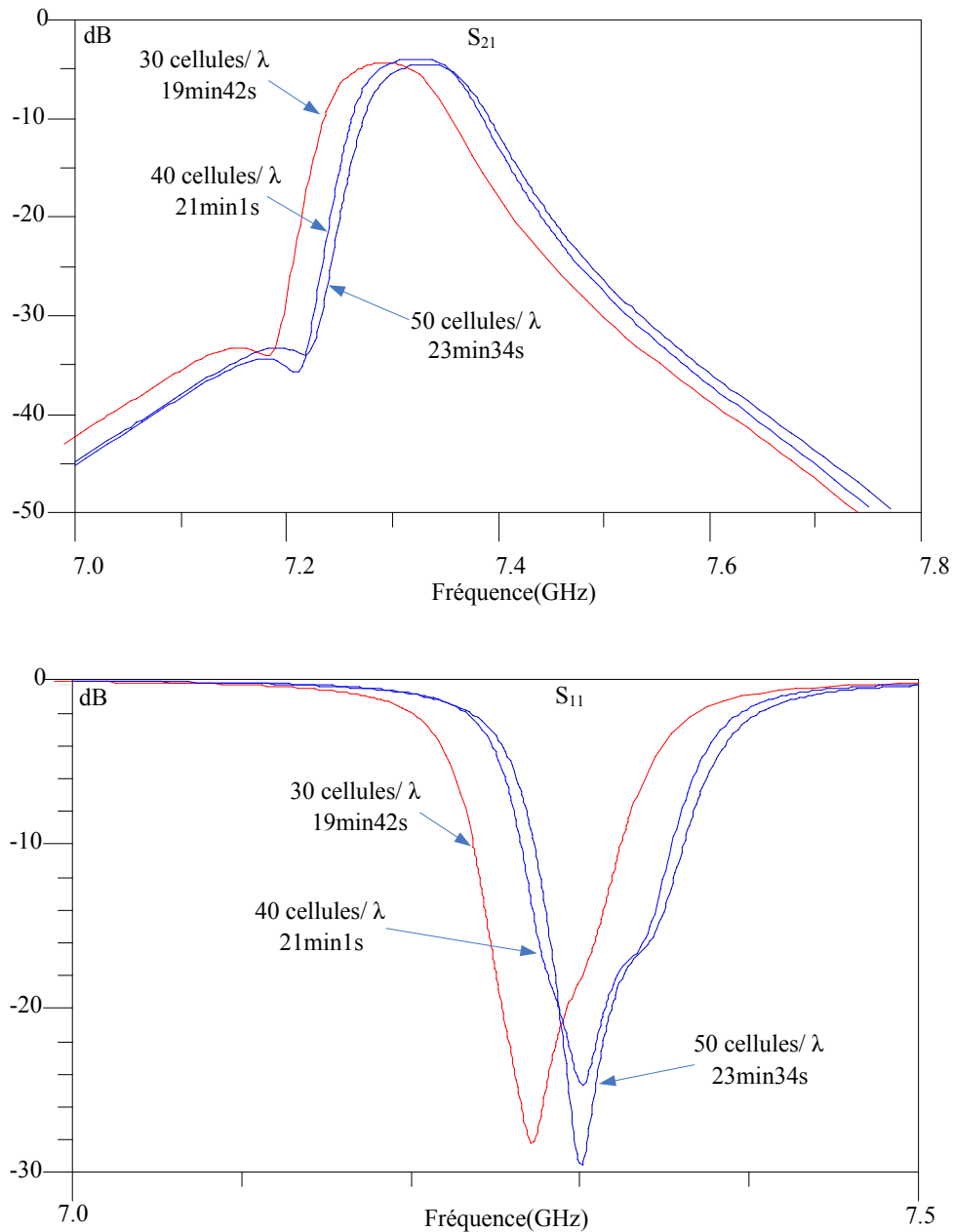


Figure IV.39: Influence de la densité du maillage sur les caractéristiques de transfert

Conclusion

Comme pour le premier filtre, les mesures du filtre avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante ne sont pas en parfait accord avec les simulations effectuées. D'après les rétro-simulations on peut supposer que le substrat est plus fin que celui simulé. Par ailleurs on peut penser que les hauteurs des cavités réalisées sont supérieures à celles simulées, ce qui explique que la fréquence de résonance du boîtier soit inférieure à la fréquence de résonance théorique. Pour plus de précision, un maillage fin est nécessaire même si cela se fait au dépens du temps de simulation. D'autre part les connecteurs SMA introduisent des pertes supplémentaires. Comme nous l'avons dit dans le chapitre 2, les tolérances de fabrication et la mise en boîtier sont les principaux inconvénients de la technologie du substrat suspendu.

Toutefois, la réjection hors-bande passante et la sélectivité sont intéressantes pour un filtre d'ordre trois seulement. La première remontée harmonique est observée au delà de $2f_0$. Par ailleurs, nous avons vu qu'il est possible de créer deux zéros de transmission supplémentaires en exploitant le couplage entre les lignes d'accès du filtre.

IV.3 Filtre en bande K_u utilisant les résonateurs duaux de Minkowski

Le filtre à concevoir est un filtre pour répéteur satellite en bande K_u . Sa fréquence centrale est 14.125 GHz et sa bande passante est de 250 MHz.

Nous nous sommes inspirés des topologies des filtres utilisant les résonateurs duaux (chapitre 1) pour concevoir un filtre pseudo-elliptique d'ordre quatre avec deux résonateurs duaux fractals de Minkowski. La topologie du filtre est montrée figure IV.40.

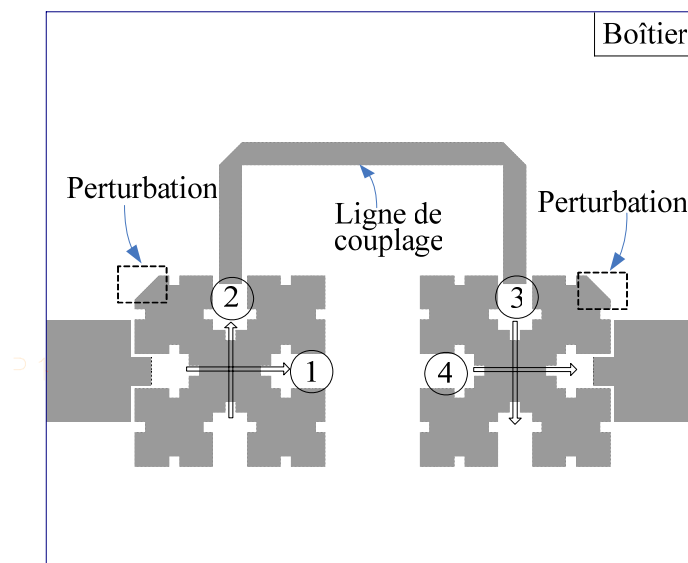


Figure IV.40: Topologie du filtre d'ordre quatre utilisant les résonateurs de Minkowski

Le couplage mixte entre les deux modes orthogonaux d'un résonateur est réalisé grâce à l'encoche placée au coin du résonateur. Cette encoche introduit une dissymétrie dans la géométrie du résonateur et permet de séparer les fréquences de résonance des deux modes orthogonaux. Le couplage entre les deux polarisations du résonateur dual peut donc être réglé en jouant sur les dimensions de cette encoche. La ligne en U permet de régler le couplage entre les modes 2 et 3. La distance entre les deux résonateurs duaux est déterminée par le couplage entre les modes 1 et 4. Par ailleurs, ce dernier va créer un zéro de transmission de chaque côté de la bande passante.

Les lignes d'excitation ont une impédance caractéristique de 50Ω et excitent les polarisations 1 et 4.

IV.3.1 Synthèse du filtre

Le prototype passe-bande permettant la synthèse d'un tel filtre est présenté par la figure IV.41. Le couplage J entre les résonateurs 1 et 4 va créer un zéro de transmission de chaque côté de la bande passante.

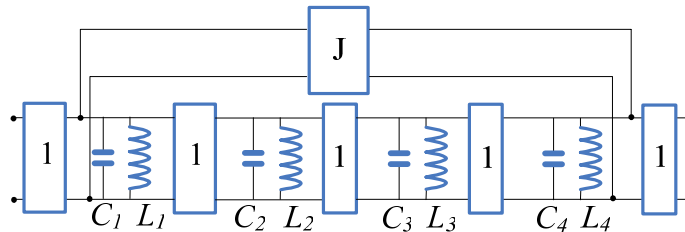
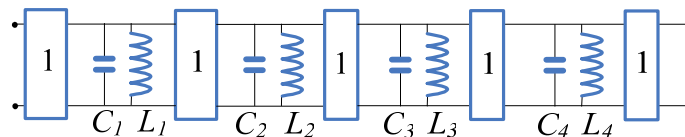


Figure IV.41: Réseau passe-bande pseudo-elliptique équivalent du filtre de Minkowski

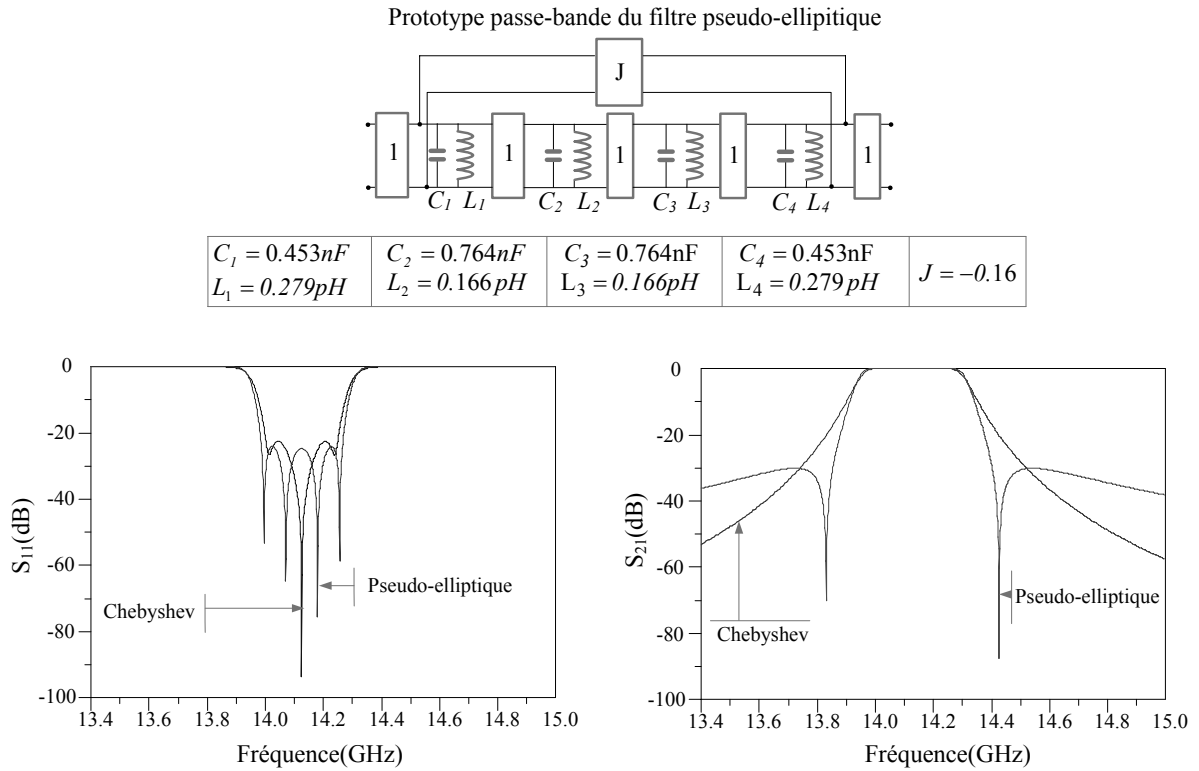
La synthèse développée dans le chapitre 2 ne permet pas la synthèse directe d'un tel réseau prototype puisque le rétro-couplage J doit être placé entre les résonateurs 1 et 3 ou alors entre les résonateurs 2 et 4. Nous allons donc commencer par la synthèse d'un réseau prototype d'un filtre de Chebyshev d'ordre quatre, centré à 14.125 GHz avec une bande passante de 250 MHz. La synthèse présentée dans le chapitre 2 permet d'extraire les valeurs des éléments du prototype passe-bande. La figure IV.42 montre le circuit équivalent ainsi que les valeurs extraites de ses éléments.



$C_1 = 0.453nF$	$C_2 = 0.764nF$	$C_3 = 0.764nF$	$C_4 = 0.453nF$
$L_1 = 0.279pH$	$L_2 = 0.166pH$	$L_3 = 0.166pH$	$L_4 = 0.279pH$

Figure IV.42: Prototype passe-bande du filtre de Chebyshev

Ensuite, nous rajoutons le rétro-couplage J afin d'introduire les zéros de transmission. Le réglage de J permet, sans modifier les valeurs des éléments des résonateurs (C_i, L_i), de positionner les zéros de transmission sans dégrader la réponse du filtre. La figure IV.43 montre les valeurs des éléments du prototype pseudo-elliptique et compare sa réponse avec celle du réseau de Chebyshev.



**Figure IV.43: Prototype passe-bande pseudo-elliptique du filtre de Minkowski
Comparaison avec le filtre de Chebyshev**

Pour $J=-0.16$, les zéros de transmission sont placés de manière symétrique respectivement à 13.82 et 14.4 GHz. La matrice des inductances mutuelles de couplage $[M]$ ainsi que la matrice des coefficients de couplage $[K]$ peuvent être calculées grâce aux équations fournies en [45]. Elles sont fournies figure IV.44.

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 0.856 & 0 & -0.22 \\ 0.856 & 0 & 0.786 & 0 \\ 0 & 0.786 & 0 & 0.856 \\ -0.22 & 0 & 0.856 & 0 \end{bmatrix} \quad [K] = \begin{bmatrix} 0 & 0.0151 & 0 & -0.0039 \\ 0.0151 & 0 & 0.0139 & 0 \\ 0 & 0.0139 & 0 & 0.0151 \\ -0.0039 & 0 & 0.0151 & 0 \end{bmatrix}$$

Figure IV.44: Matrice des mutuelles inductances de couplage et matrice des coefficients de couplage du filtre de Minkowski

Une fois la matrice des coefficients de couplage calculée, nous pouvons passer au dimensionnement du filtre de Minkowski et au calcul des couplages inter-résonateurs en fonction des paramètres géométriques du filtre.

IV.3.2 Calcul de la longueur de la ligne en U (ligne de couplage)

La ligne de couplage qui relie les deux résonateurs duaux permet de coupler les modes de propagation verticaux (figure IV.45). Ce couplage dépend de la valeur de d_{23} . Cette ligne doit créer un couplage positif et de valeur $k_{23}=0.0139$.

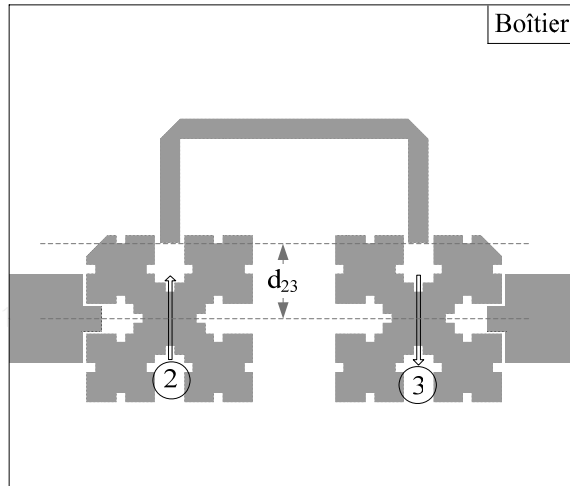


Figure IV.45: Couplage entre les modes de résonance verticaux grâce à la ligne en U

Afin de calculer la longueur de ligne susceptible de créer un couplage positif, nous allons considérer la matrice $ABCD$ d'une ligne sans pertes et d'impédance caractéristique Z_0 , utilisée pour coupler deux résonateurs caractérisés par leurs impédances respectives Z_1 et Z_2 . Ce schéma est équivalent au modèle général de couplage entre deux modes de propagation ou deux résonateurs (figure IV.46)

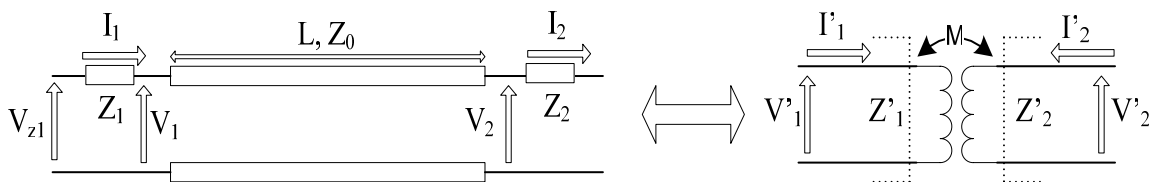


Figure IV.46: Equivalence entre le couplage créé par une ligne de transmission et le couplage créé par mutuelle inductance

La matrice $ABCD$ d'une ligne de transmission sans pertes et d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur L est :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta L & jZ_0 \sin \beta L \\ jY_0 \sin \beta L & \cos \beta L \end{bmatrix}$$

β est la constante de propagation ($\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$, λ_g est la longueur d'onde guidée) et $Y_0 = 1/Z_0$.

Sachant que

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix}$$

On a

$$I_2 = -jY_0 \sin \beta L V_1 + \cos \beta L I_1 \quad (1)$$

Cette ligne de transmission va créer un couplage entre les deux résonateurs. On peut donc l'identifier à une inductance mutuelle (transformateur idéal) entre deux résonateurs, ce qui conduit à la matrice suivante:

$$\begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_1 & j\omega M \\ j\omega M & Z'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} \Leftrightarrow V'_1 = Z'_1 I'_1 + j\omega M I'_2 \quad (2)$$

L'équation (1) donne:

$$V_1 = -j \frac{\cotg \beta L}{Y_0} I_1 + j \frac{1}{Y_0 \sin \beta L} I_2$$

$$V_{z1} = V_1 + Z_1 I_1 \Leftrightarrow V_{z1} = (-j \frac{\cotg \beta L}{Y_0} + Z_1) I_1 + j \frac{1}{Y_0 \sin \beta L} I_2 \quad (3)$$

L'identification des équations (2) et (3) avec $I_1 = I'_1$ et $I_2 = -I'_2$ donne:

$$Z'_1 = Z_1 - j \frac{\cot g \beta L}{Y_0} \quad \text{et} \quad M = -\frac{Z_0}{\omega \sin \beta L}$$

De la même façon on a:

$$Z_2' = Z_2 - j \frac{\cot g\beta L}{Y_0}$$

L'identification des deux circuits est seulement possible lorsque:

$$\cot g\beta L = 0 \Leftrightarrow L = (2k + 1) \frac{\lambda_g}{4} \quad (4)$$

Dans ce cas:

$$M = (-1)^{k+1} \frac{Z_0}{\omega} \quad (5)$$

où k est en entier naturel.

Sachant que l'on veut un couplage positif, k doit être un entier impair. En prenant $k=1$, on obtient finalement :

$$L = \frac{3\lambda_g}{4} \quad (6)$$

$$M = \frac{Z_0}{\omega} \quad (7)$$

Pour que la ligne de couplage crée un couplage positif, la plus petite valeur de L pouvant satisfaire à cela est $L = \frac{3\lambda_g}{4}$, soit $L = 14.49mm$.

IV.3.3 Dimensionnement du boîtier

Une première estimation des couplages inter résonateurs nous a permis de fixer la longueur du boîtier à 20mm. Par ailleurs le boîtier doit être suffisamment large pour que la ligne de couplage en U ne soit pas très proche de ses parois, ce qui risquerait de modifier le couplage qu'elle réalise entre les deux résonateurs de Minkowski.

Lorsque la longueur du boîtier est fixée, il est possible de tracer les variations des fréquences de résonance des modes $TE_{m,n}$ en fonction du rapport $R=L/l$ (longueur/largeur du boîtier) comme indiqué dans le chapitre 2 (figure IV.47). Nous remarquons que pour R variant de 1 à 1.32, et pour f variant de 12 à 16 GHz (zone hachurée), aucun mode ne se propage dans le boîtier. Nous avons donc fixé la largeur du boîtier à 17mm, ce qui correspond à $R=1.176$. Dans ce cas le boîtier résonne à 11.2 GHz et 16.8 GHz, suffisamment loin de la fréquence centrale du filtre (14.125 GHz) pour ne pas perturber son fonctionnement.

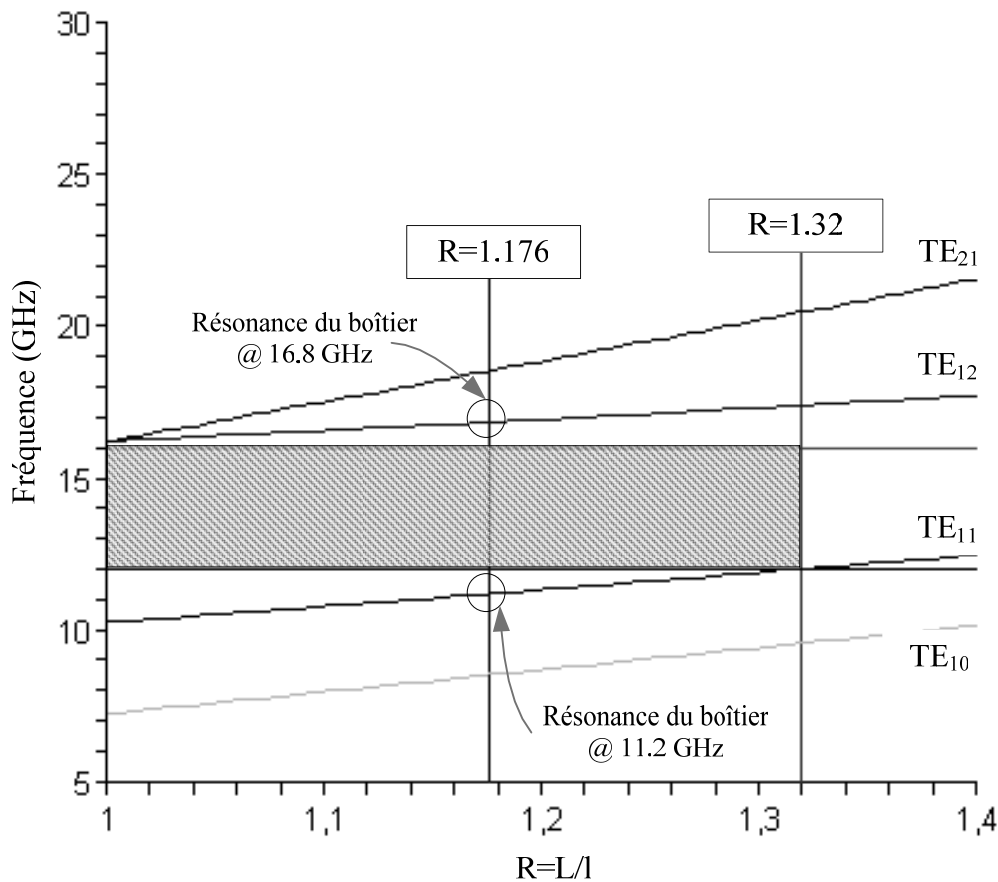


Figure IV.47: Résonances des modes $TE_{m,n}$ du boîtier en fonction de R

IV.3.4 Calcul des coefficients de couplage du filtre de Minkowski

IV.3.4.1 Calcul du couplage d'entrée/sortie

Sachant que le résonateur patch présente deux modes de résonance orthogonaux, deux configurations de couplage sont possibles : la polarisation horizontale et la polarisation verticale (figure IV.48).

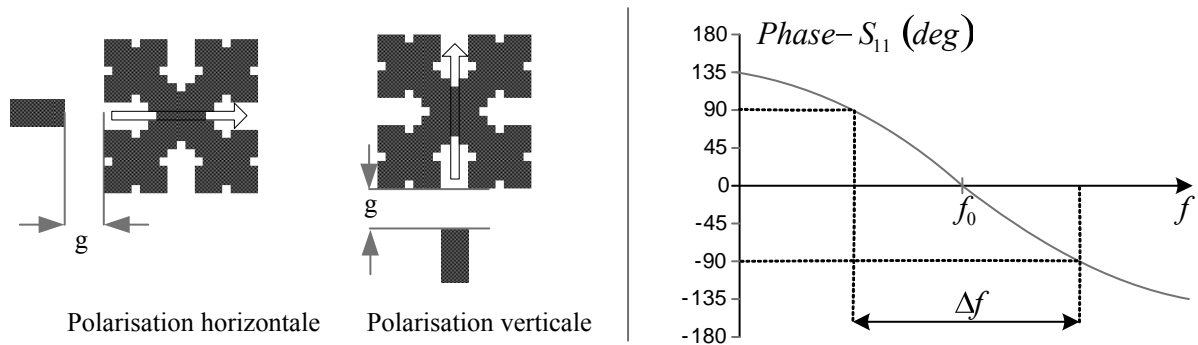


Figure IV.48: Calcul du couplage d'entrée/sortie du filtre de Minkowski

Le facteur de qualité externe est calculé expérimentalement grâce à Momentum. Le couplage d'entrée/sortie est lié au facteur de qualité externe Q_{ext} . Dans ce cas, il est déterminé à partir de la bande passante Δf correspondant à un déphasage de $\pm 90^\circ$ autour de la fréquence de résonance du résonateur f_0 .

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f}$$

Une autre méthode de calcul du facteur de qualité externe consiste à déterminer la réponse en transmission du résonateur excité en entrée et en sortie par deux lignes d'accès (figure IV.49).

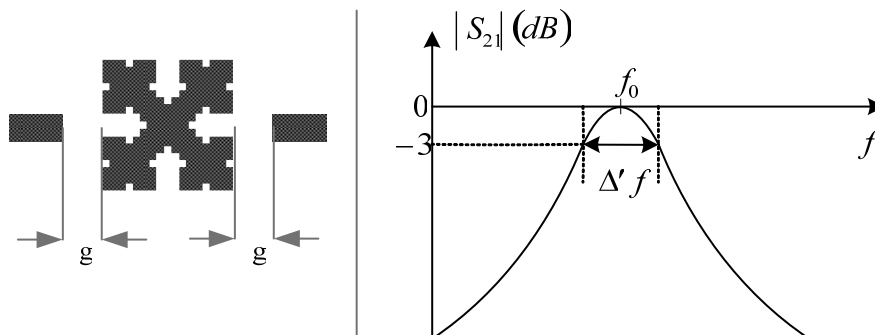


Figure IV.49: Calcul du couplage d'entrée/sortie du filtre de Minkowski pour un résonateur excité par deux lignes d'accès

Dans ce cas, le facteur de qualité externe est:

$$Q_{ext} = 2Q'_{ext} = 2 \frac{f_0}{\Delta' f}$$

Le résonateur est excité par une ligne d'impédance caractéristique 50Ω . La largeur de la ligne est déterminée grâce à l'outil LineCalc de ADS (Agilent). Elle dépend des hauteurs des cavités, de l'épaisseur et de la permittivité du substrat suspendu. Dans notre cas, une impédance caractéristique de 50Ω correspond à une ligne de largeur 3.11mm .

La réponse en phase du coefficient de réflexion S_{11} de la structure nous permet d'extraire le facteur de qualité externe en fonction du gap g qui sépare la ligne d'excitation du résonateur patch. Les résultats sont montrés figure IV.50. Le facteur de qualité externe $Q_{ext}=55.33$ obtenu à partir de la matrice de couplage est atteint lorsque $g=0.117\text{mm}$.

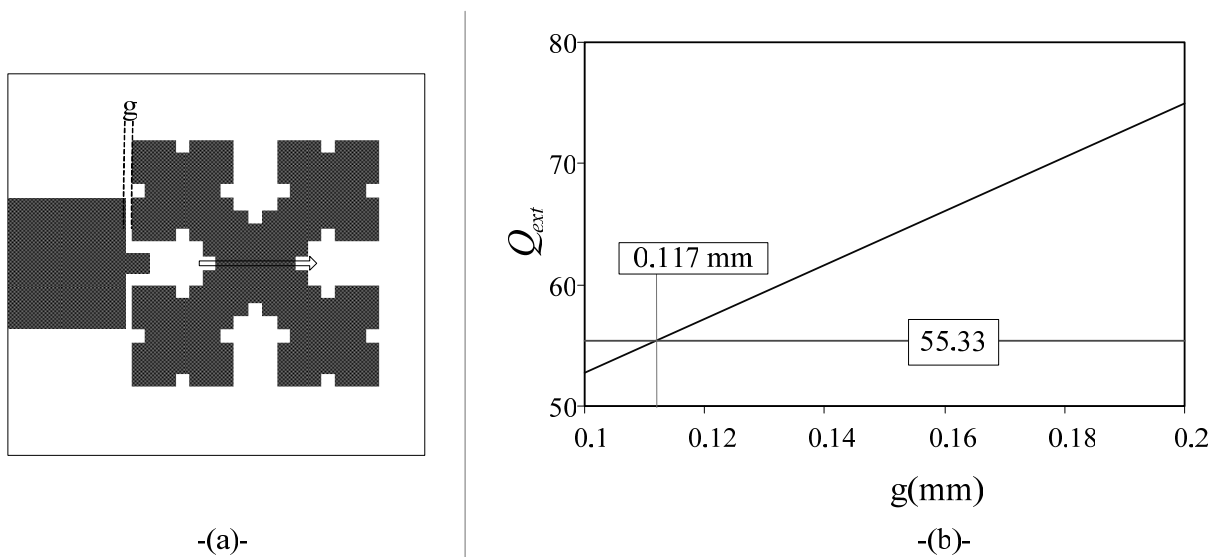


Figure IV.50: a- Configuration du calcul du facteur de qualité externe
b- Variations de Q_{ext} en fonction de g

IV.3.4.2 Calcul du couplage indirect k_{14}

Le circuit est inséré dans le boîtier précédemment défini. Le couplage k_{14} dépend du gap inter-résonateurs d_{14} (figure IV.51). Les résonateurs sont excités par deux lignes d'entrée/sortie placées suffisamment loin des résonateurs pour ne pas perturber le couplage k_{14} . Nous présentons sur la figure IV.52.a l'évolution des fréquences de résonances des résonateurs couplés lorsque la distance inter-résonateurs varie. La figure IV.52.b présente l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la distance d_{14} entre les résonateurs.

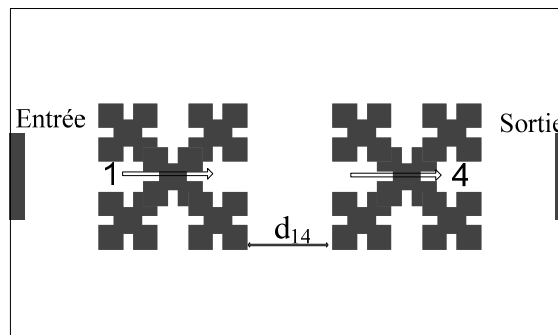
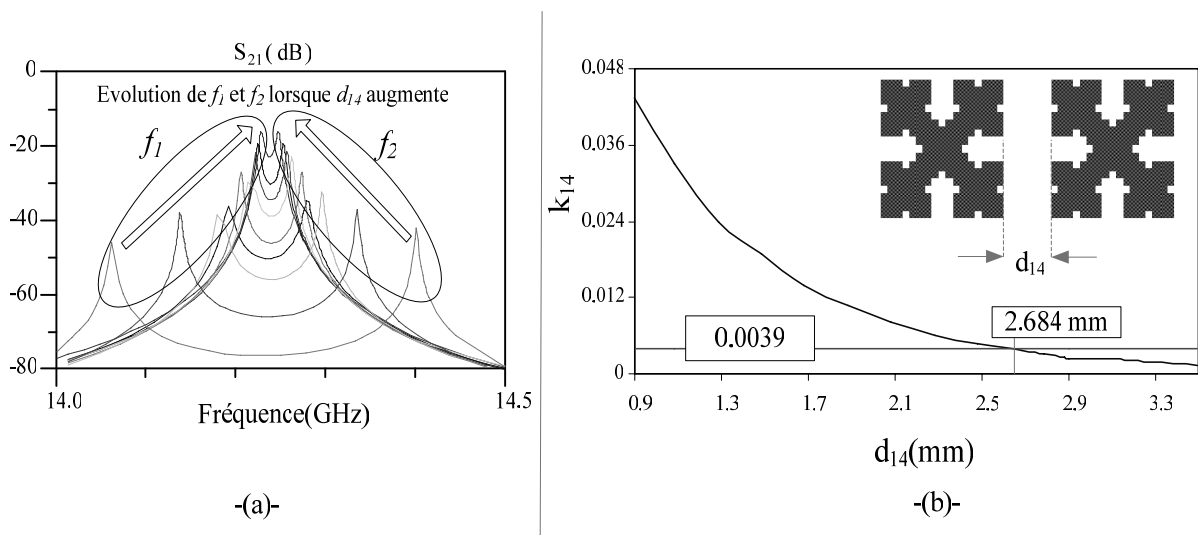


Figure IV.51: Topologie de calcul du couplage k_{14}



**Figure IV.52: a- Evolution des fréquences de résonance des résonateurs de Minkowski en fonction de d_{14}
b- Evolution du coefficient de couplage k_{14} en fonction de d_{14}**

La distance inter-résonateurs nécessaire pour réaliser un couplage $k_{14}=0.0039$ est $d_{14}=2.684mm$.

IV.3.4.3 Calcul du couplage direct k_{23}

La seconde étape consiste à obtenir les variations du couplage k_{23} . Ce couplage est obtenu grâce à la ligne de couplage de longueur $3\lambda_g/4$. Le couplage est ajusté en jouant sur la distance entre la ligne et le centre du résonateur, comme le montre la figure IV.53.a.

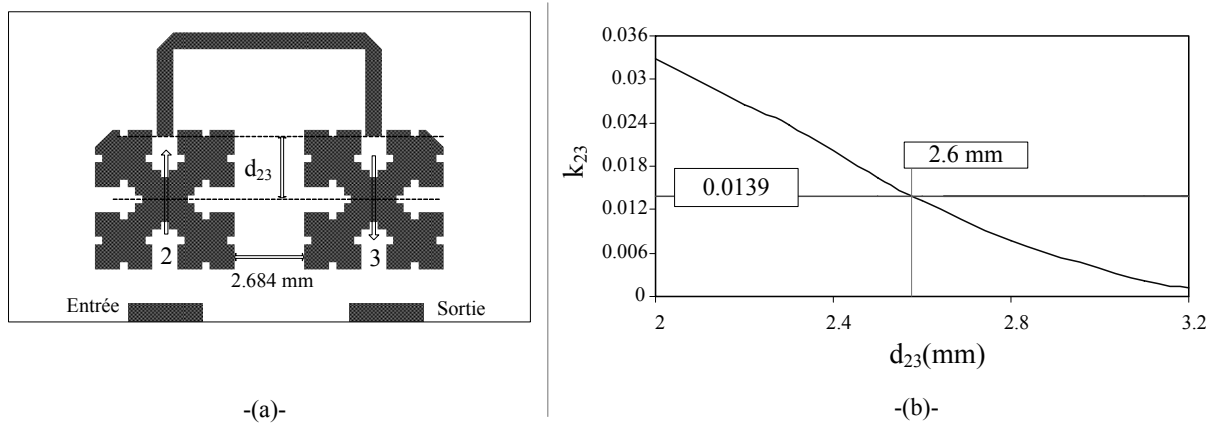


Figure IV.53: a- Topologie de calcul du couplage direct k_{23}
b- Evolution du coefficient de couplage k_{23} en fonction de d_{23}

La courbe représentant les variations du coefficient de couplage suivant la valeur du gap d_{23} est montrée figure IV.53.b. Le gap qui permet de réaliser le coefficient de couplage souhaité ($k_{23}=0.0139$) est $d_{23}=2.6$ mm.

IV.3.4.4 Calcul du couplage mixte $k_{12}=k_{34}$

Le couplage mixte est le couplage entre les deux modes orthogonaux du résonateur patch, et il est défini par les coefficients k_{12} et k_{34} de la matrice de couplage ($k_{12}=k_{34}=0.0151$). Afin de coupler ces deux modes, une dissymétrie diagonale est introduite dans le coin du résonateur. Le couplage mixte est ainsi ajusté en fonction de la dimension a de cette perturbation comme le montre la figure IV.54.a. La figure IV.54.b montre l'évolution de k_{12} en fonction de a . Les couplages mixtes ($k_{12} = k_{34}=0.0151$) sont atteints lorsque $a=0.48$ mm.

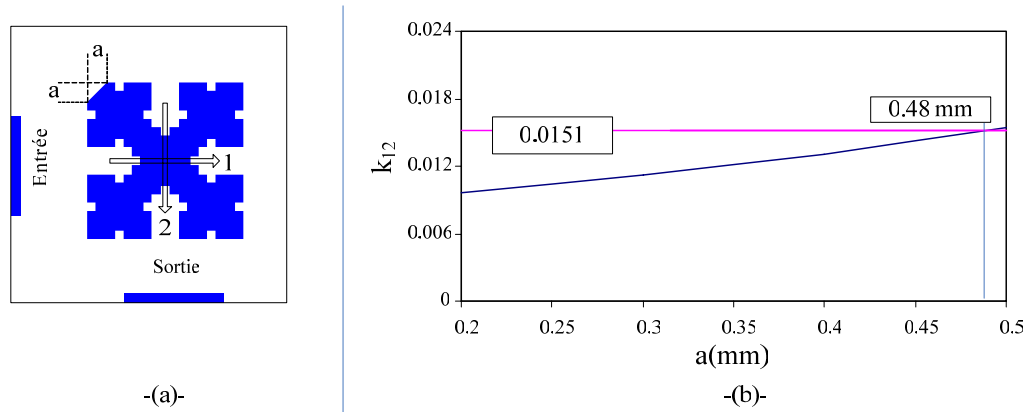


Figure IV.54: a- Topologie de calcul du couplage mixte k_{12}
b- Evolution du coefficient de couplage k_{12} en fonction de a

IV.3.5 Réponse à partir des valeurs extraites et réglage des couplages

Nous avons simulé le filtre dimensionné à partir des valeurs des gaps précédemment extraites. Nous remarquons que les couplages réels sont plus forts que les couplages souhaités, ce qui se traduit par des pertes d'insertion et des pertes par retour dans la bande très importantes. Nous avons donc procédé à un réglage des couplages en variant les valeurs de d_e , d_s , a , d_{23} et d_{14} afin de retrouver les bonnes caractéristiques de propagation du filtre. La figure IV.55 montre les valeurs initiales et finales des gaps ainsi que les réponses qui leur sont associées.

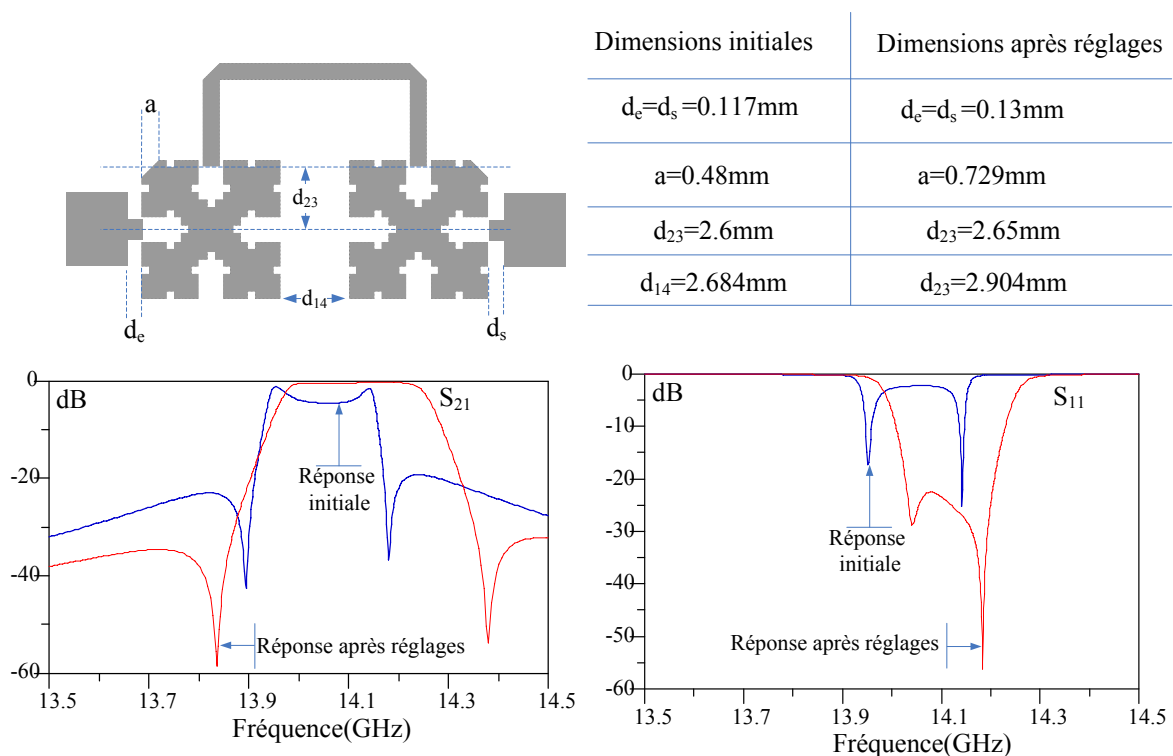


Figure IV.55: Réponses à partir des valeur extraites et réponses après réglages du filtre de Minkowski

La figure IV.56 montre la réponse en transmission du filtre de Minkowski. Nous retrouvons les résonances du boîtier, calculées par Momentum à 11.2105 GHz et 16.846 GHz. Un troisième zéro de transmission apparaît à 15.64 GHz et la ligne de couplage résonne autour de 16.35 GHz. Nous observons une atténuation supérieure à 34.8 et 32.2 dB au niveau des zéros de transmission. La figure IV.57 montre la réponse en transmission large bande du filtre. Les zones discontinues correspondent aux multiples résonances du boîtier et qui ne peuvent être simulées par Momentum.

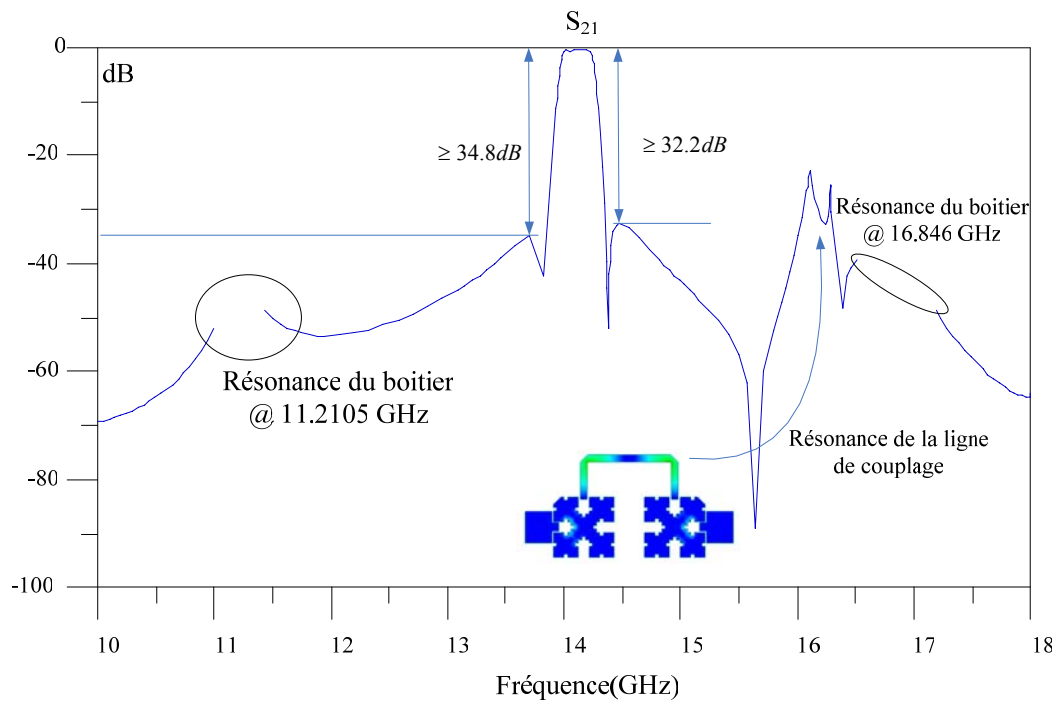


Figure IV.56: Réponse en transmission du filtre de Minkowski

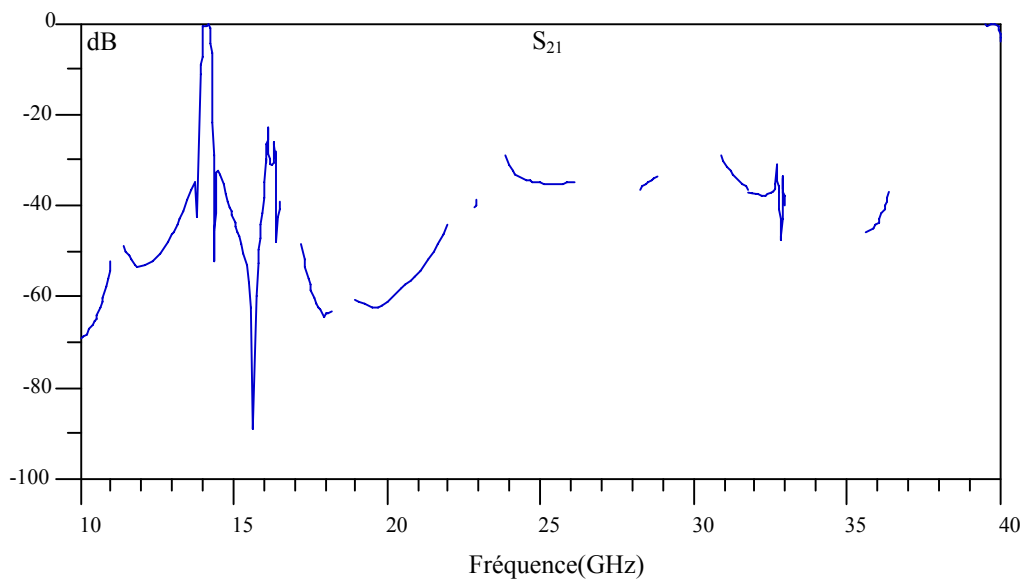


Figure IV.57: Réponse large bande du filtre de Minkowski

Comme nous l'avons précisé précédemment, le couplage k_{14} , déterminé par d_{14} (voir figure IV.51), règle la position des zéros de transmission. Il est possible de régler le couplage k_{14} en ajoutant une ligne de couplage de longueur L entre les deux résonateurs fractals de Minkowski, comme le montre la figure IV.58. Le réglage de L permet de jouer sur la valeur de k_{14} et ainsi régler la position des zéros de transmission. En effet, lorsque L diminue, le couplage k_{14} diminue et les zéros sont éloignés de la bande passante du filtre.

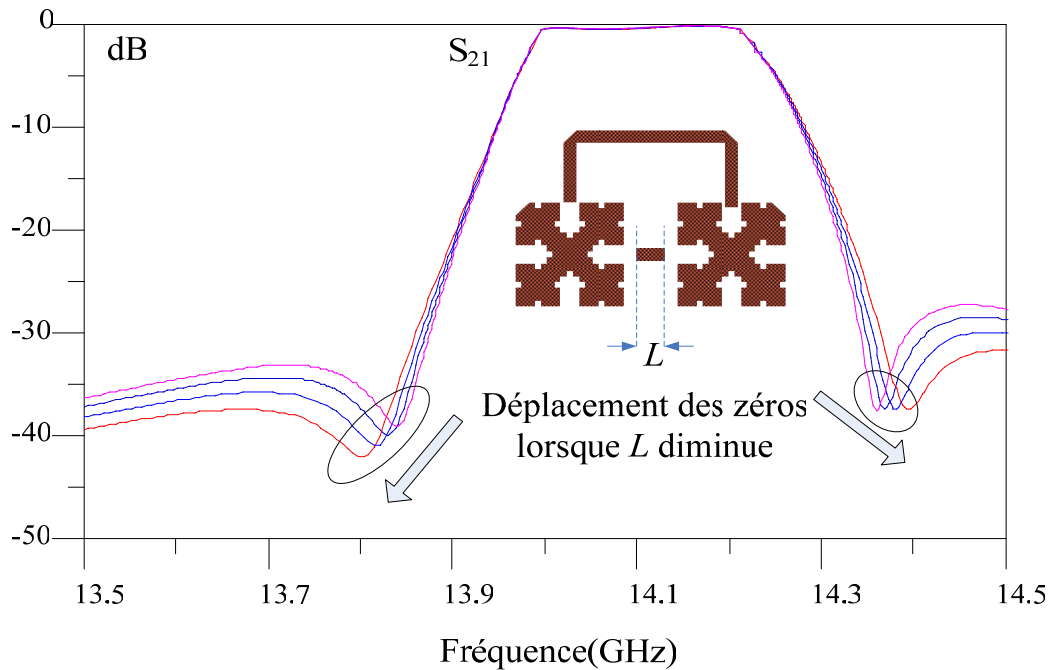


Figure IV.58: Réglage de la position des zéros de transmission

IV.3.6 Fabrication et mesures du filtre de Minkowski

La figure IV.59 compare la réponse idéale du filtre avec sa réponse réelle obtenue en tenant compte des pertes métalliques du circuit et du boîtier et des pertes diélectriques du substrat. Dans ce cas, les pertes d'insertion dans la bande sont de 2 dB et les pertes par retour dans la bande sont inférieures à -17 dB. La figure IV.60 montre le filtre de Minkowski avec le capot supérieur ouvert.

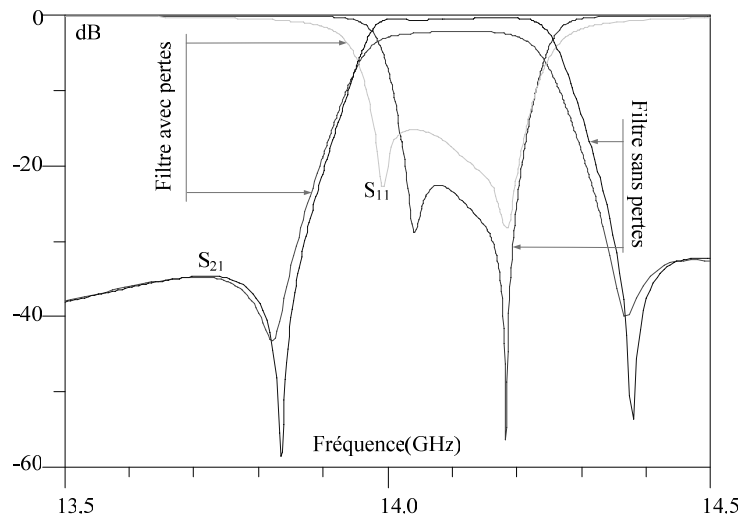


Figure IV.59: Réponses simulées du filtre de Minkowski en tenant compte des pertes du circuit

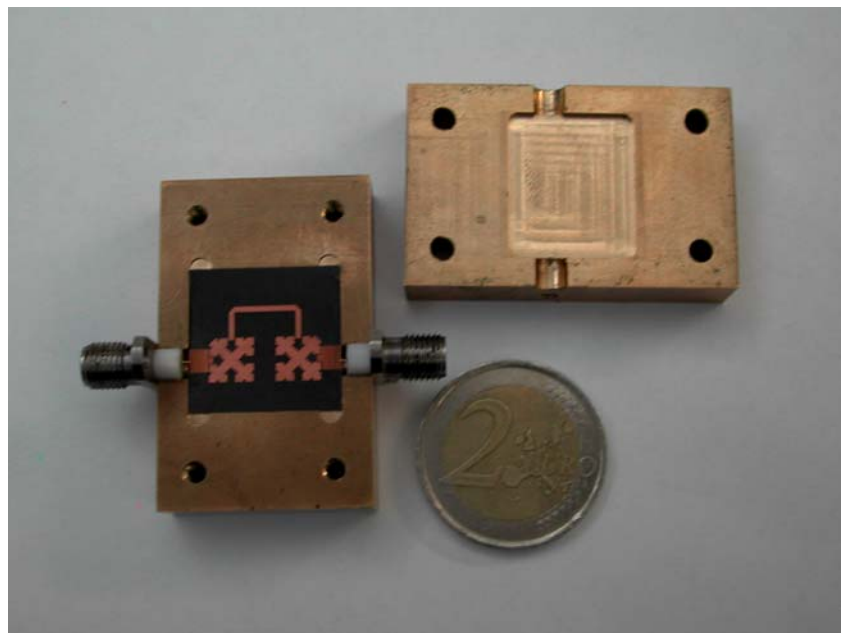


Figure IV.60: Photographie du filtre de Minkowski réalisé

La figure IV.61 compare les réponses en transmission et en réflexion simulées et mesurées.

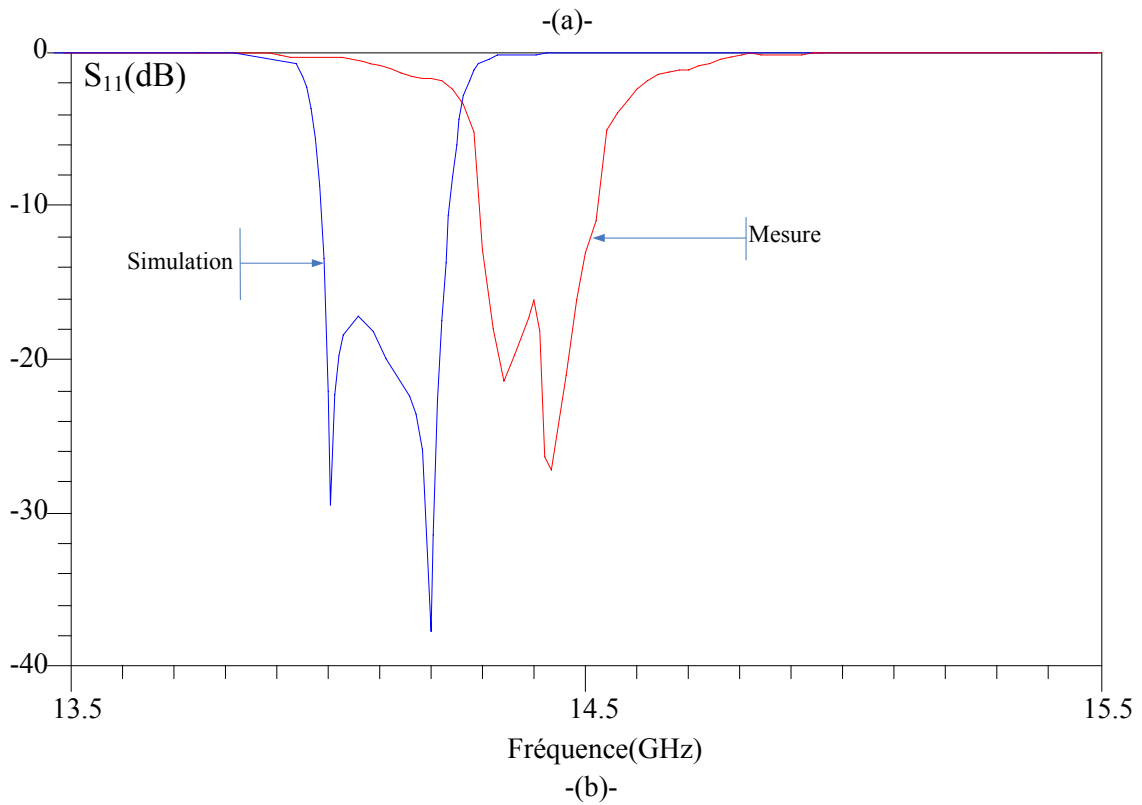
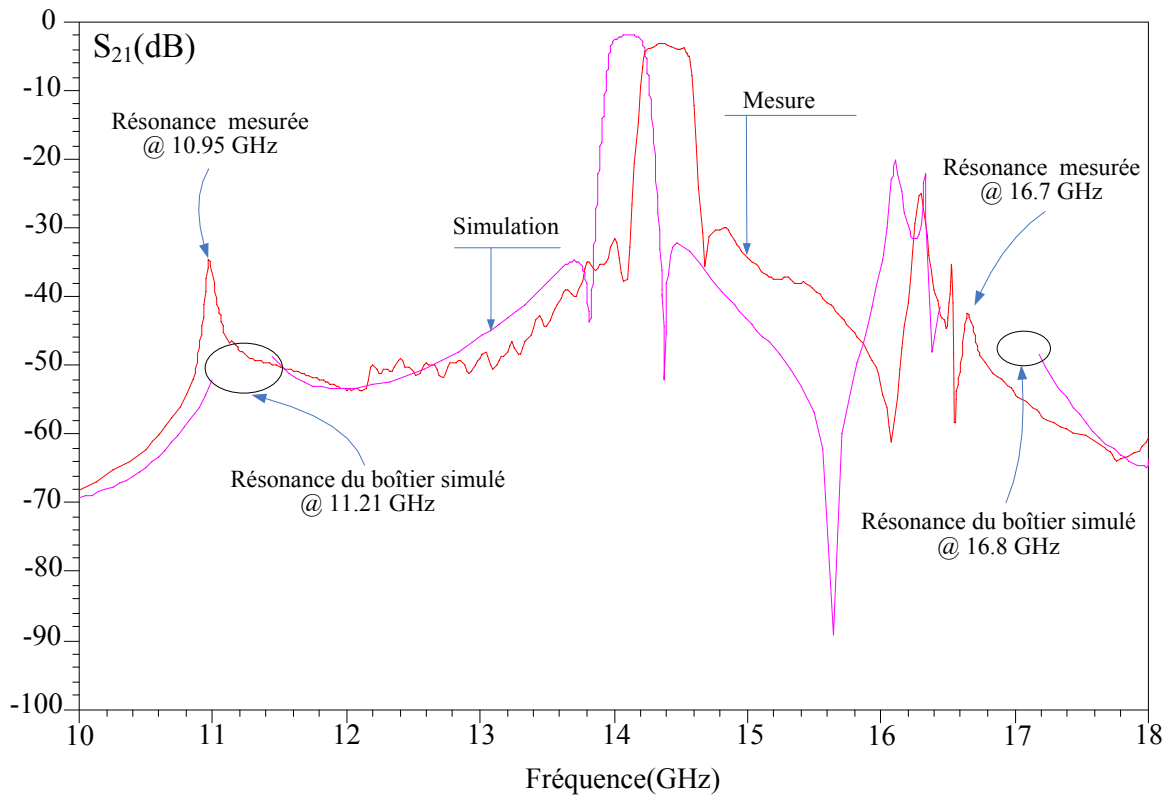


Figure IV.61: Comparaison des caractéristiques de transfert théoriques et mesurées du filtre de Minkowski

Le tableau IV.3 compare les principales caractéristiques du filtre simulé et mesuré:

Caractéristiques du filtre	Simulation	Mesure
Fréquence centrale	14.125 GHz	14.38 GHz
Bande passante	250 MHz	352 MHz
Pertes d'insertion	-2 dB	-3.1 dB
Pertes par retour dans la bande	≤ -17 dB	≤ -15 dB
Zéro1	13.82 GHz	14.09 GHz
Zéro 2	14.38 GHz	14.68 GHz
Résonance du mode TE ₁₁	11.21 GHz	10.95 GHz
Résonance du mode TE ₁₂	16.8 GHz	16.7 GHz

Tableau IV.3: Comparaison des résultats des mesures et des simulations du filtre de Minkowski

Comme pour les filtres précédents, on constate que le filtre de Minkowski présente un décalage vers les fréquences supérieures. La bande passante mesurée est plus large que la bande passante théorique. Ceci s'explique en partie par des cavités réelles plus hautes que les cavités théoriques, un substrat plus fin et une densité de maillage insuffisante lors des simulations.

La figure IV.62 montre les caractéristiques de transfert du filtre lorsque les hauteurs des cavités varient. Contrairement aux filtres précédents, on observe un décalage de la réponse du filtre vers les fréquences inférieures lorsque les hauteurs des cavités augmentent. Dans ce cas, la bande passante du filtre augmente du fait de l'augmentation des coefficients de couplage.

La figure IV.63 montre l'évolution des caractéristiques de transfert du filtre lorsque l'épaisseur du substrat varie. Nous constatons une remontée de la réponse du filtre vers les fréquences supérieures lorsque l'épaisseur du substrat diminue

Influence des hauteurs des cavités sur la réponse du filtre de Minkowski

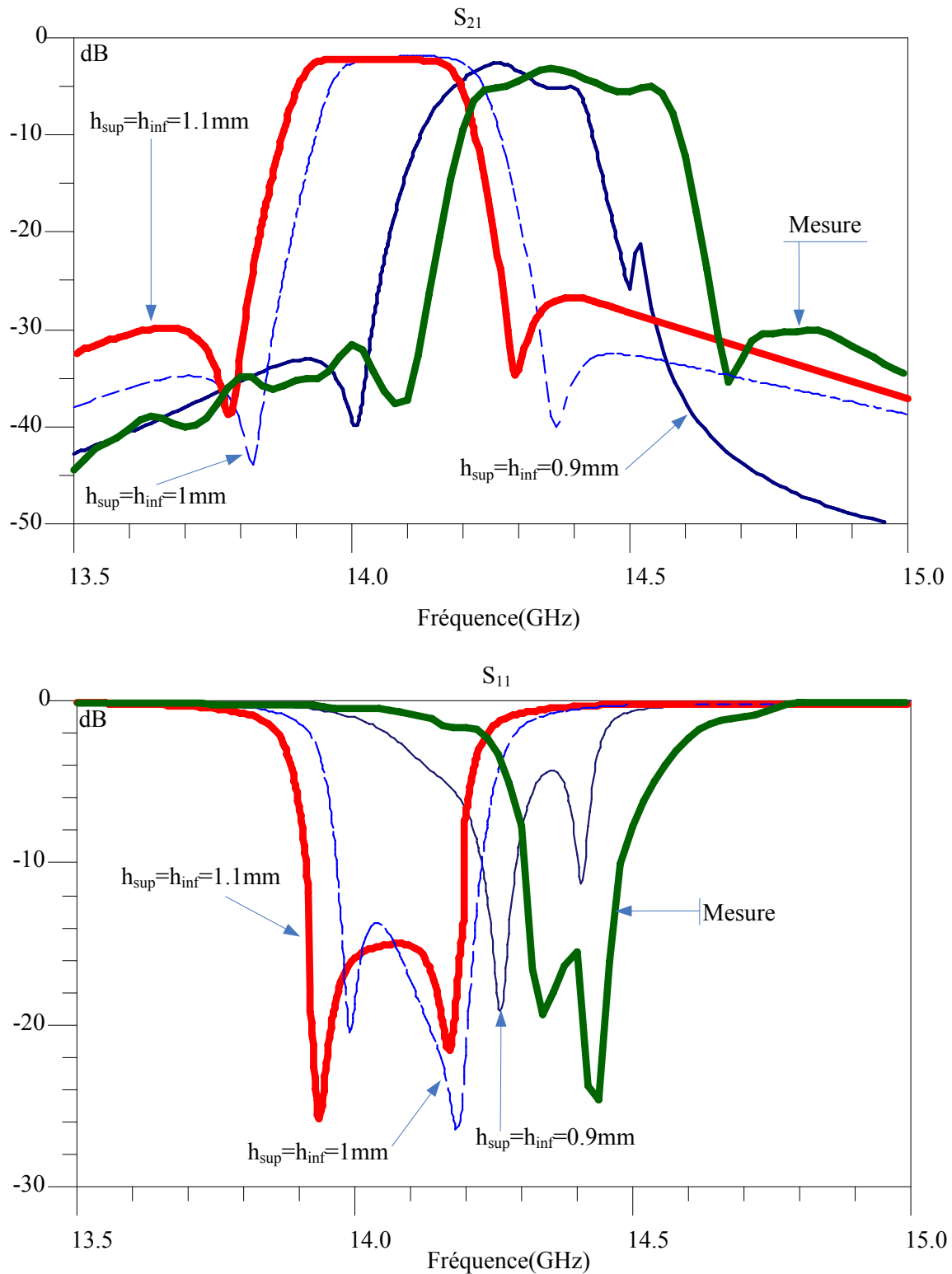


Figure IV.62: Influence des hauteurs des cavités sur les caractéristiques de transfert du filtre de Minkowski

Influence de l'épaisseur du substrat sur la réponse du filtre de Minkowski

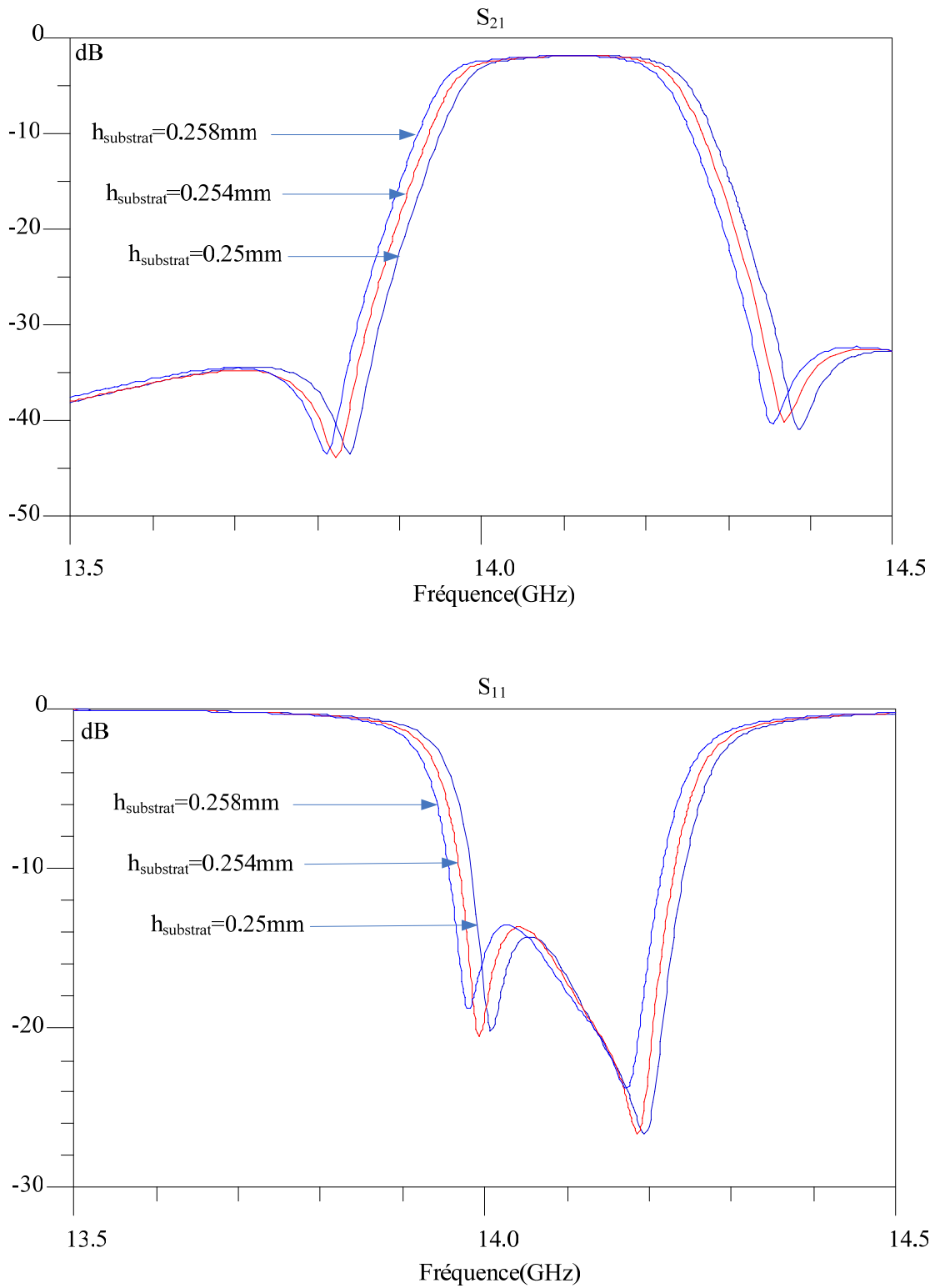


Figure IV.63: Influence de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de transfert du filtre de Minkowski

Influence de la densité du maillage sur réponse du filtre de Minkowski

Nous avons étudié l'influence de la densité de maillage sur la réponse du filtre de Minkowski. Lors de la synthèse nous avons choisi une densité de maillage de 35 cellules/ λ . La figure IV.64 montre les réponses du filtre pour des densités de maillages de 45 et 55 cellules/ λ . Les résultats montrent un décalage de la réponse du filtre vers les fréquences supérieures lorsque la densité de maillage augmente. En revanche le temps de simulation est considérablement augmenté. La densité de maillage se révèle être un paramètre très important surtout lorsqu'il s'agit de la miniaturisation des résonateurs fractals afin d'obtenir des résultats aussi précis que possible.

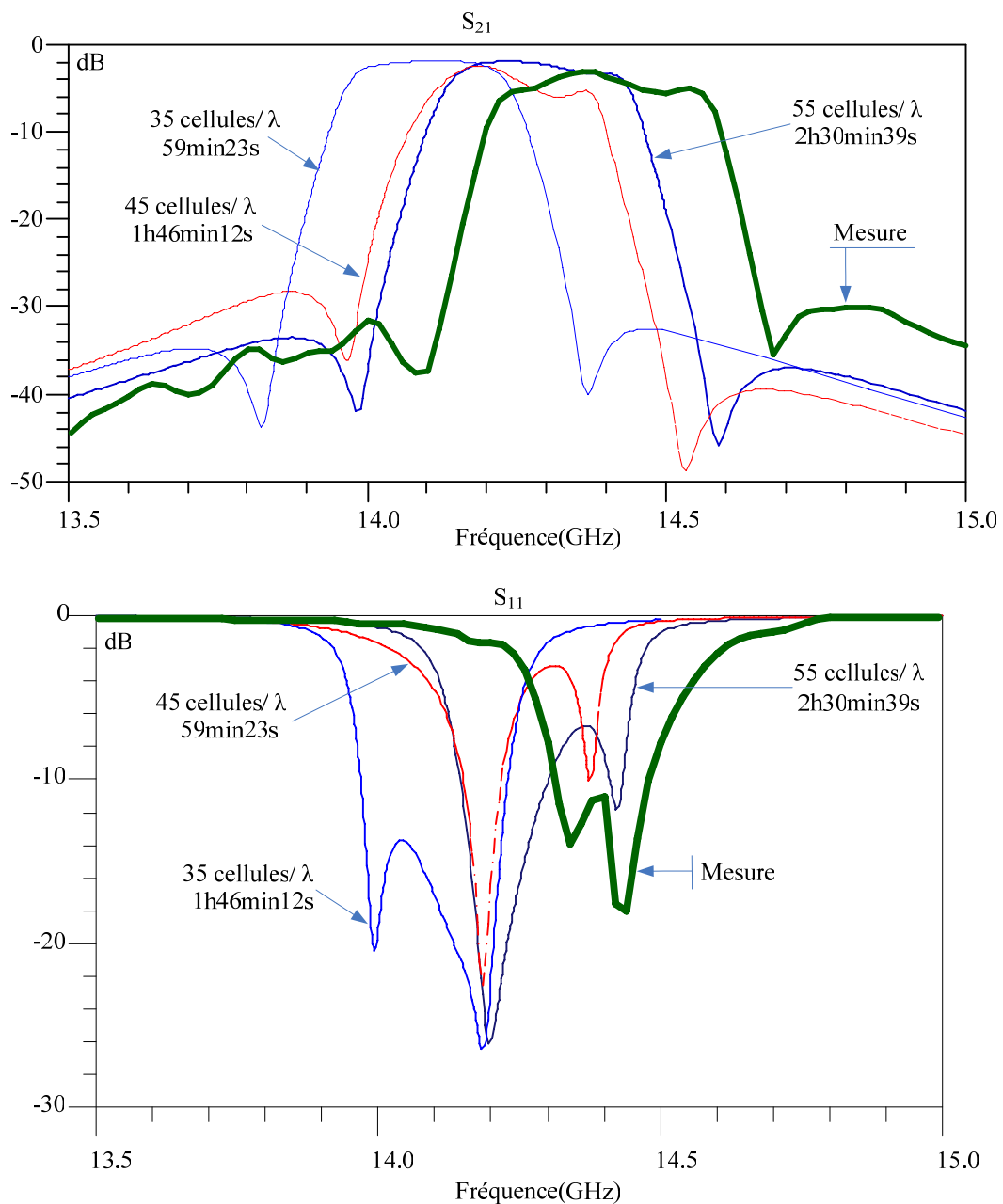


Figure IV.64: Influence de la densité du maillage sur la réponse du filtre de Minkowski

Influence des pertes des connecteurs SMA

Le comportement des connecteurs SMA est d'autant plus importants que la fréquence centrale du filtre est élevée. Nous avons donc étudié l'effet de pertes introduites par les connecteurs sur la réponse du filtre. Ces pertes sont modélisées sous formes de capacités parasites comme le montre la figure IV.65.a. La figure IV.65.b montre la réponse en transmission du filtre pour plusieurs valeurs de C_p . Nous observons une nette dégradation de la réponse du filtre notamment dans sa bande passante. La connectique est donc primordiale pour effectuer des mesures précises et fiables.

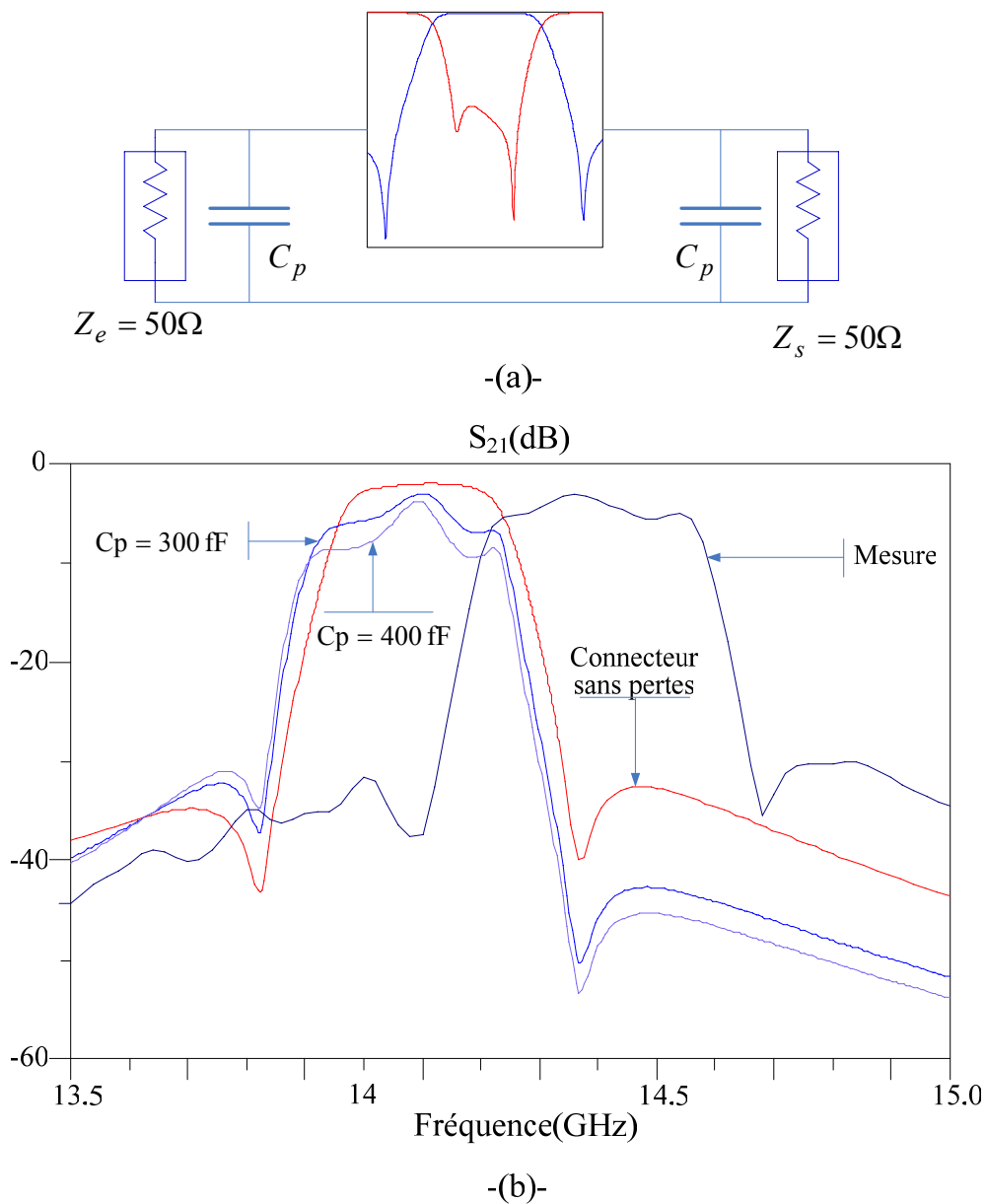


Figure IV.65: Influence des pertes des connecteurs sur la réponse en transmission du filtre de Minkowski
 a- Modélisation des pertes b-Réponses en transmission du filtre

Conclusion sur le filtre de Minkowski

Les mesures du filtre de Minkowski ont surtout montré un décalage vers les fréquences supérieures ainsi qu'une bande passante plus large que celle attendue. Ces résultats pourraient être attribués à des cavités plus hautes que celles simulées (les fréquences de résonances mesurées du boîtier sont inférieures à celles calculées par Momentum) ainsi qu'un substrat plus fin que le substrat théorique. Par ailleurs, les connecteurs se révèlent être d'une importance primordiale. Pour plus de précision dans les mesures, les connecteurs K sont préférables puisqu'ils présentent des performances supérieures aux connecteurs SMA classiques. En effet, l'interface du connecteur K présente des dimensions plus précises qu'un SMA et une broche mâle très courte de sorte que les corps du connecteur et du câble de mesure s'alignent avant qu'il n'y ait contact. Par ailleurs la densité de maillage lors des simulations est un paramètre primordial surtout lorsqu'il s'agit de résonateurs miniaturisés pour un meilleur accord entre les simulations et les mesures.

IV.4 Filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à droite de la bande passante

IV.4.1 Topologie et synthèse du filtre

La topologie du filtre est présentée figure IV.66. Le filtre est centré à 10 GHz (bande X) avec une bande passante de 100 MHz (1%). Le facteur de qualité à vide du résonateur est $Q_u=218.4$. Le couplage entre les résonateurs 1 et 3 va créer un zéro de transmission à droite de la bande passante de la bande passante à 10.15 GHz.

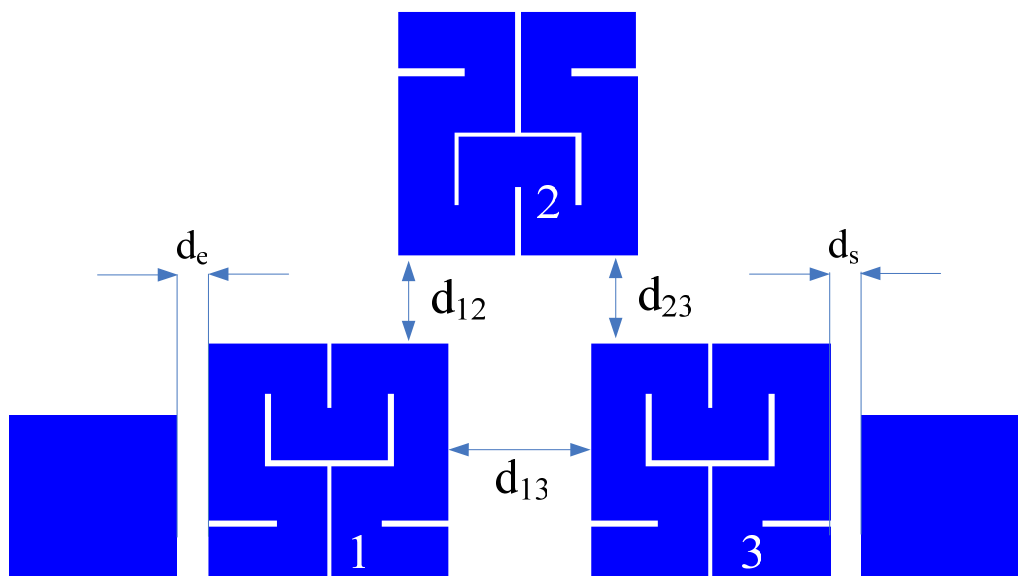


Figure IV.66: Topologie du filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à droite de la bande passante

La conception du filtre débute par la synthèse du réseau prototype passe-bande capable de générer la fonction de transfert souhaitée. La figure IV.67 présente les prototypes passe-bas et passe-bande ainsi que les valeurs de leurs éléments à partir desquels nous déduisons la matrice des inductances mutuelles de couplage $[M]$ et la matrice des coefficients de couplage $[K]$. Le couplage J_2 représente le couplage entre les résonateurs 1 et 3. Le réglage de d_{13} permet de régler la fréquence du zéro de transmission.

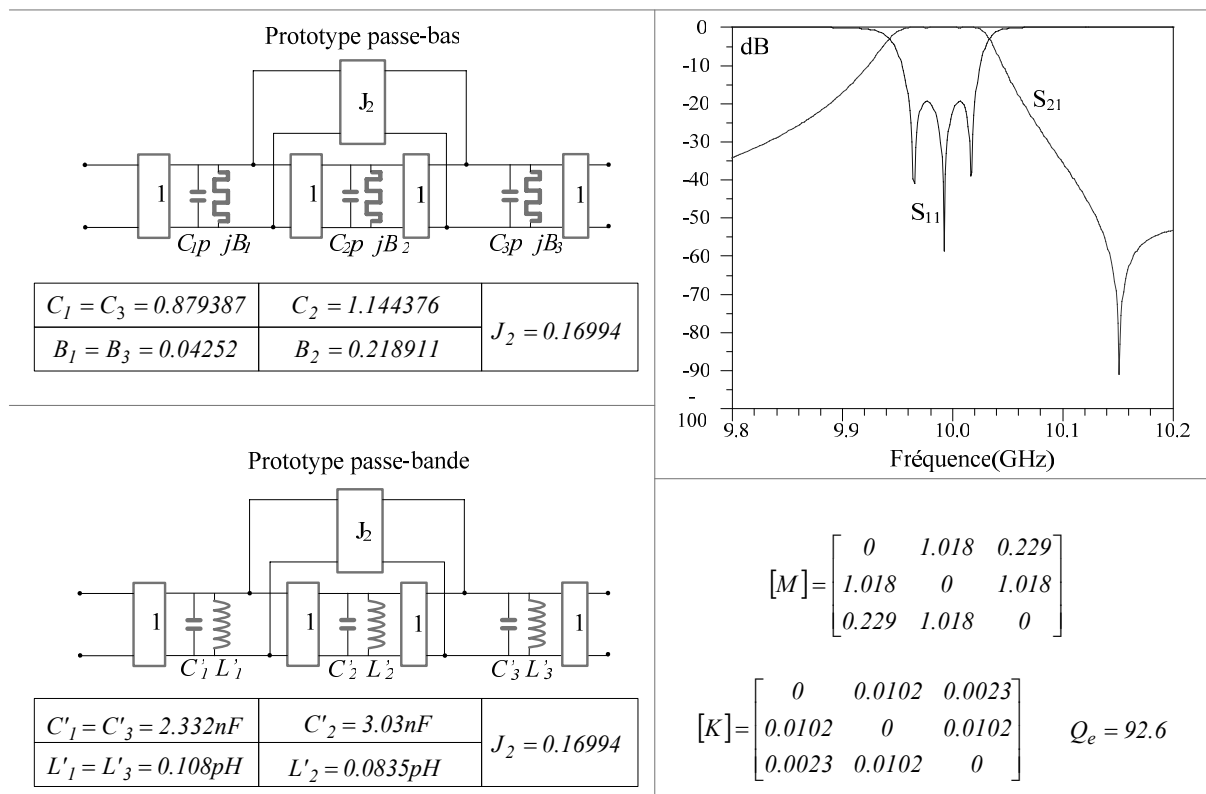


Figure IV.67: Prototypes du filtre de Hilbert, réponse théorique et matrices de couplages

La longueur et la largeur du boîtier sont respectivement fixées à 17.53mm et 14.64mm. Dans ce cas la résonance du boîtier est calculée par Momentum à 12.92 GHz. Lorsque les dimensions du boîtier sont fixées, nous pouvons procéder à un calcul précis des coefficients de couplage inter-résonateurs ainsi qu'au calcul du facteur de qualité externe du filtre.

IV.4.2 Calcul des coefficients de couplage et dimensionnement du filtre de Hilbert

La figure IV.68 montre l'évolution des coefficients de couplages en fonction des gaps inter-résonateurs ainsi que les valeurs extraites à partir de la matrice de couplage théorique.

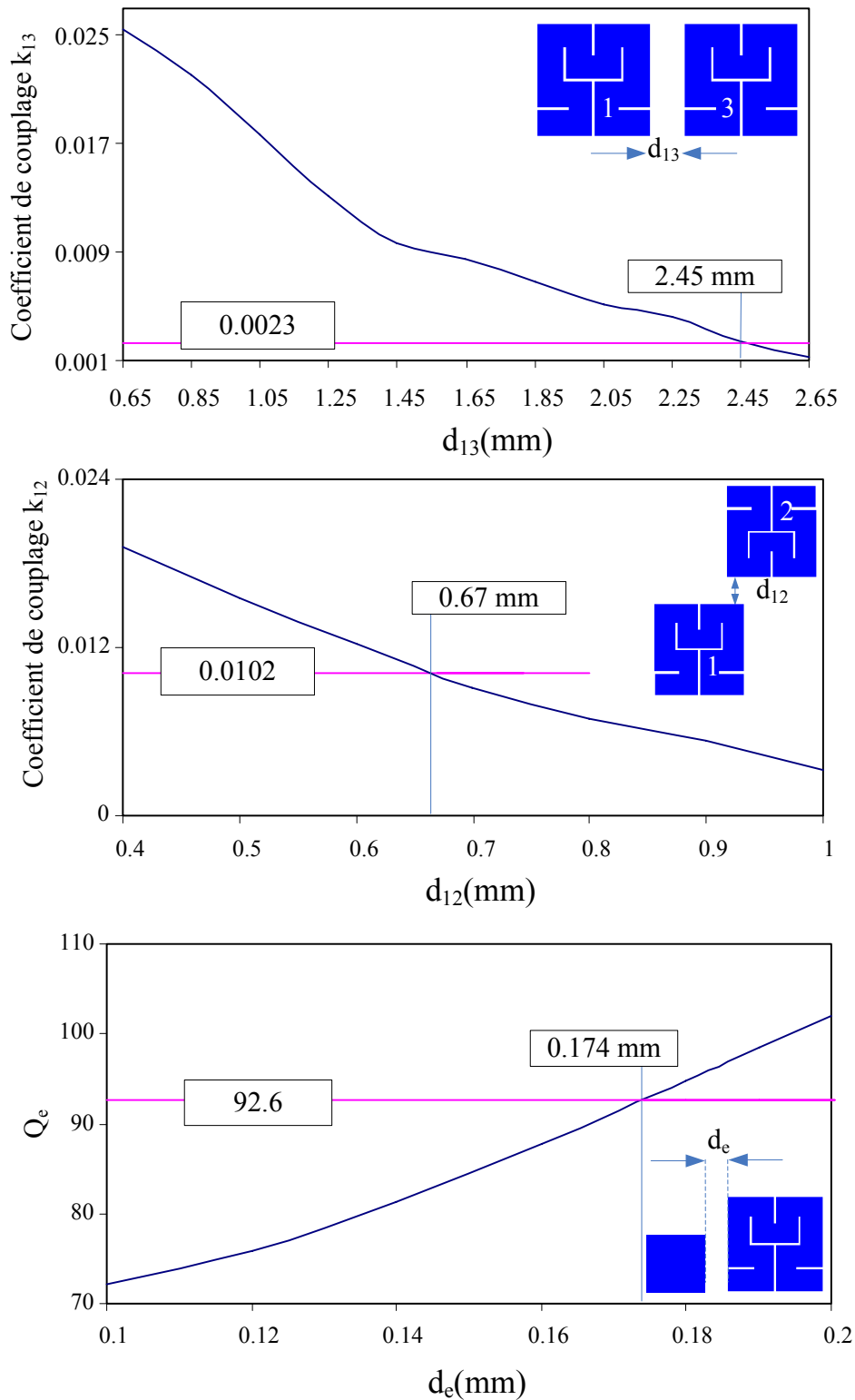


Figure IV.68: Evolution des coefficients de couplage en fonction des gaps inter-résonateurs

Les dimensions initiales des gaps ainsi que les dimensions finales après réglage sont montrées figure IV.69. Le réglage de d_{13} nous permet par ailleurs de placer le zéro de transmission à la bonne fréquence. La figure IV.70 montre que ce zéro est du au couplage magnétique (positif) entre les résonateurs 1 et 3. La figure IV.71 montre le déplacement du zéro de transmission lorsque d_{13} varie, preuve qu'il est du au couplage entre les résonateurs 1 et 3 comme nous l'avons suggéré lors de la synthèse du filtre.

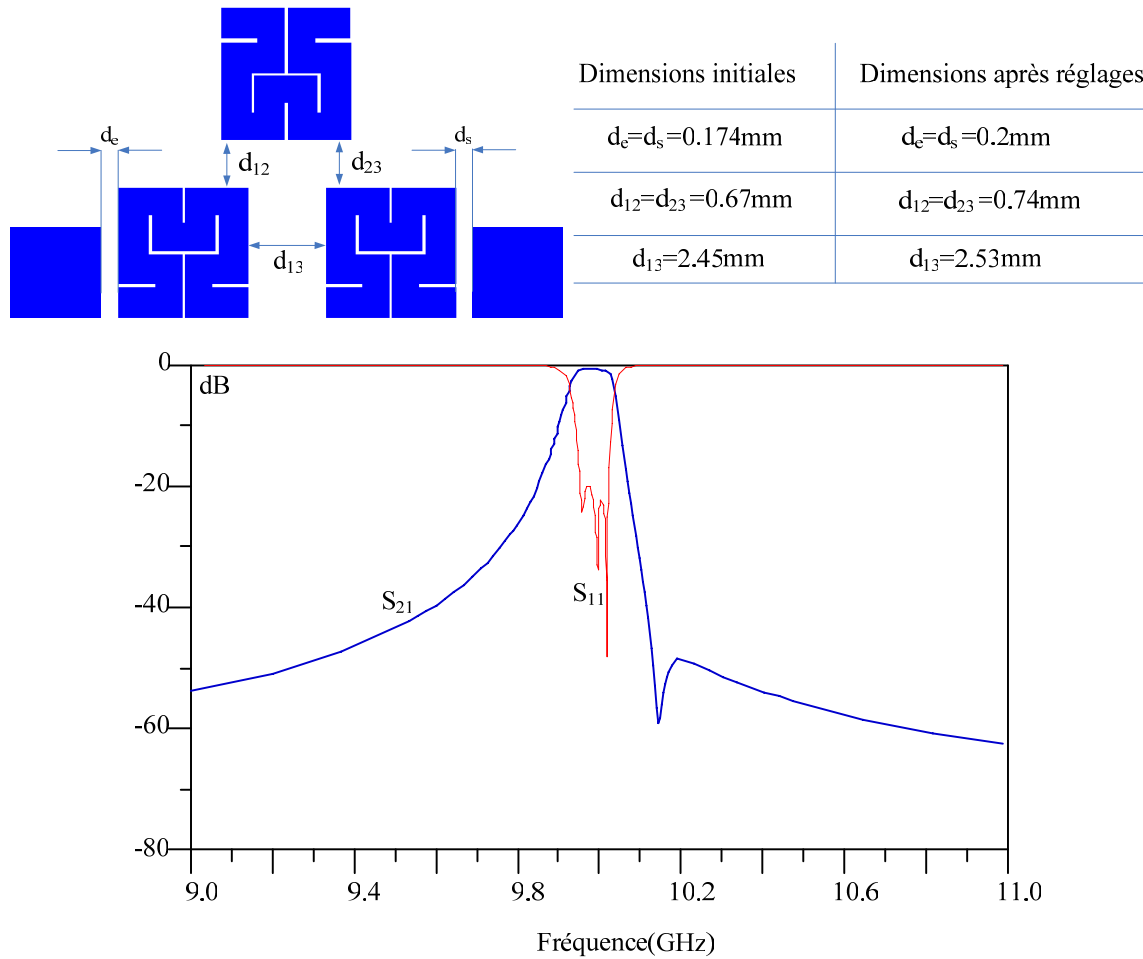


Figure IV.69: Caractéristiques de transfert du filtre de Hilbert après réglage des gaps inter-résonateurs

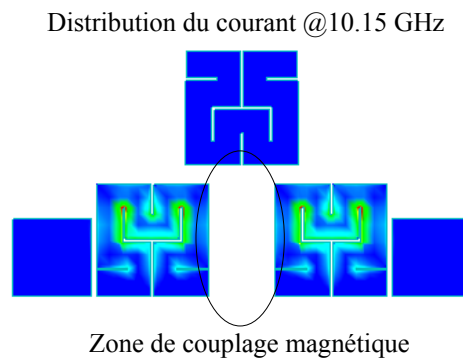


Figure IV.70: Distribution du courant dans le filtre de Hilbert à 10.15 GHz

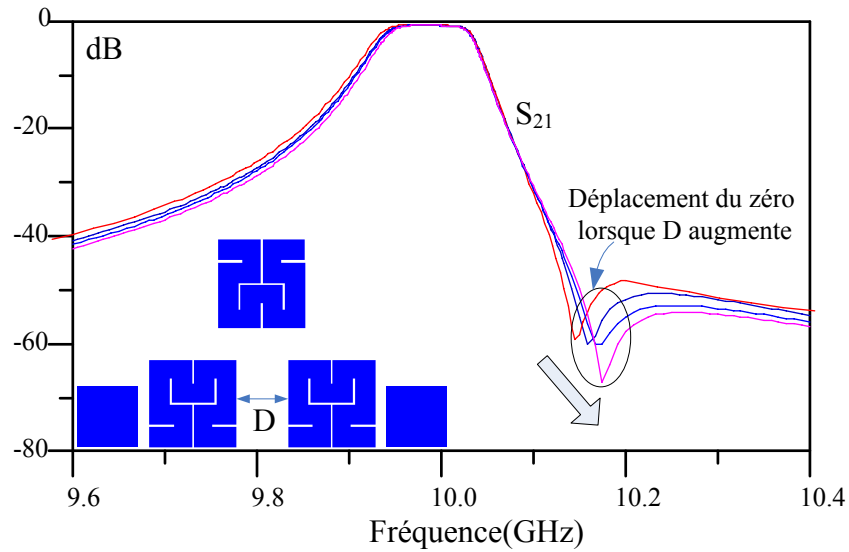


Figure IV.71: Déplacement du zéro de transmission en fonction du couplage k_{13}

IV.4.3 Fabrication du filtre de Hilbert et résultats de mesure

La figure IV.72 montre les caractéristiques de transfert du filtre lorsqu'on tient compte des pertes métalliques du circuit et du boîtier et des pertes diélectriques du substrat. Dans ce cas, les pertes d'insertion dans la bande sont de 5.4 dB et les pertes par retour dans la bande sont inférieures à -15 dB.

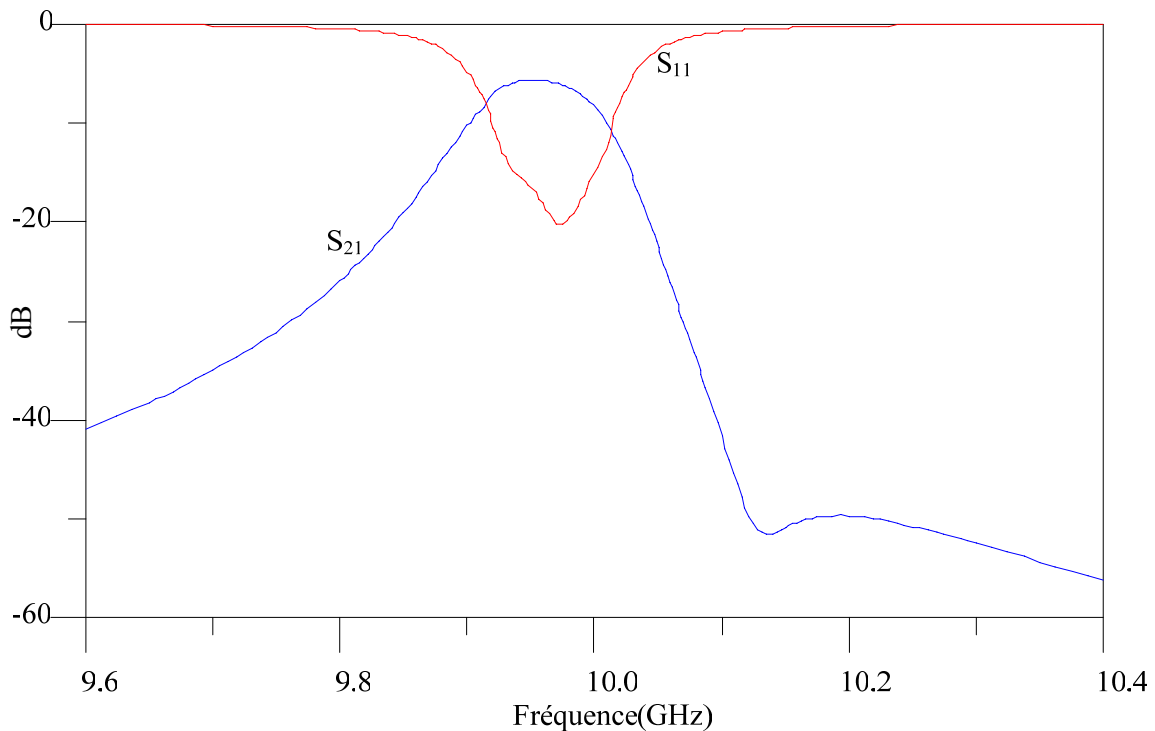


Figure IV.72: Réponse simulée du filtre de Hilbert en tenant compte des pertes du circuit

La figure IV.73 montre le filtre de Hilbert dans son boîtier avec le capot supérieur ouvert.

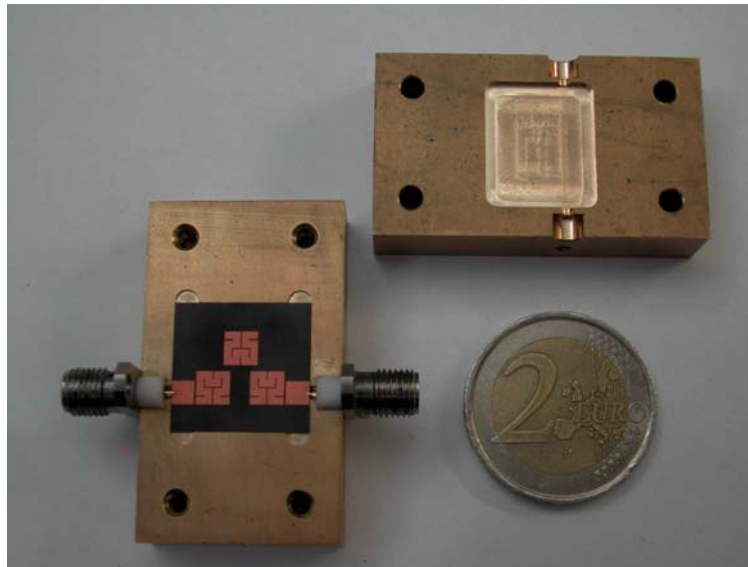


Figure IV.73: Photographie du filtre de Hilbert avec un zéro à droite de la bande passante

Les résultats de mesure sont reportés sur la figure IV.74. Ils sont comparés aux résultats de simulation. Le tableau IV.4 compare les principales caractéristiques du filtre simulé et mesuré.

Caractéristiques du filtre	Simulation	Mesure
Fréquence centrale	10 GHz	10.12 GHz
Bande passante	100 MHz	142 MHz
Pertes d'insertion	-5.4 dB	-3.75 dB
Pertes par retour dans la bande	≥ -15 dB	≥ -17 dB
Zéro de transmission	10.145 GHz	10.33 GHz
Résonance du boîtier	12.92 GHz	12.59 GHz

Tableau IV.4: Comparaison des résultats des mesures et des simulations du filtre de Hilbert

Les mesures montrent un décalage de la fréquence centrale du filtre vers les fréquences supérieures ainsi que des pertes d'insertion nettement plus faibles que celles obtenues lors des simulations. La fréquence de résonance mesurée du boîtier est inférieure à celle calculée par Momentum, ce qui laisse supposer un boîtier de dimensions plus grandes que le boîtier théorique. Nous allons effectuer des rétro-simulations afin de mieux expliquer les résultats de mesure.

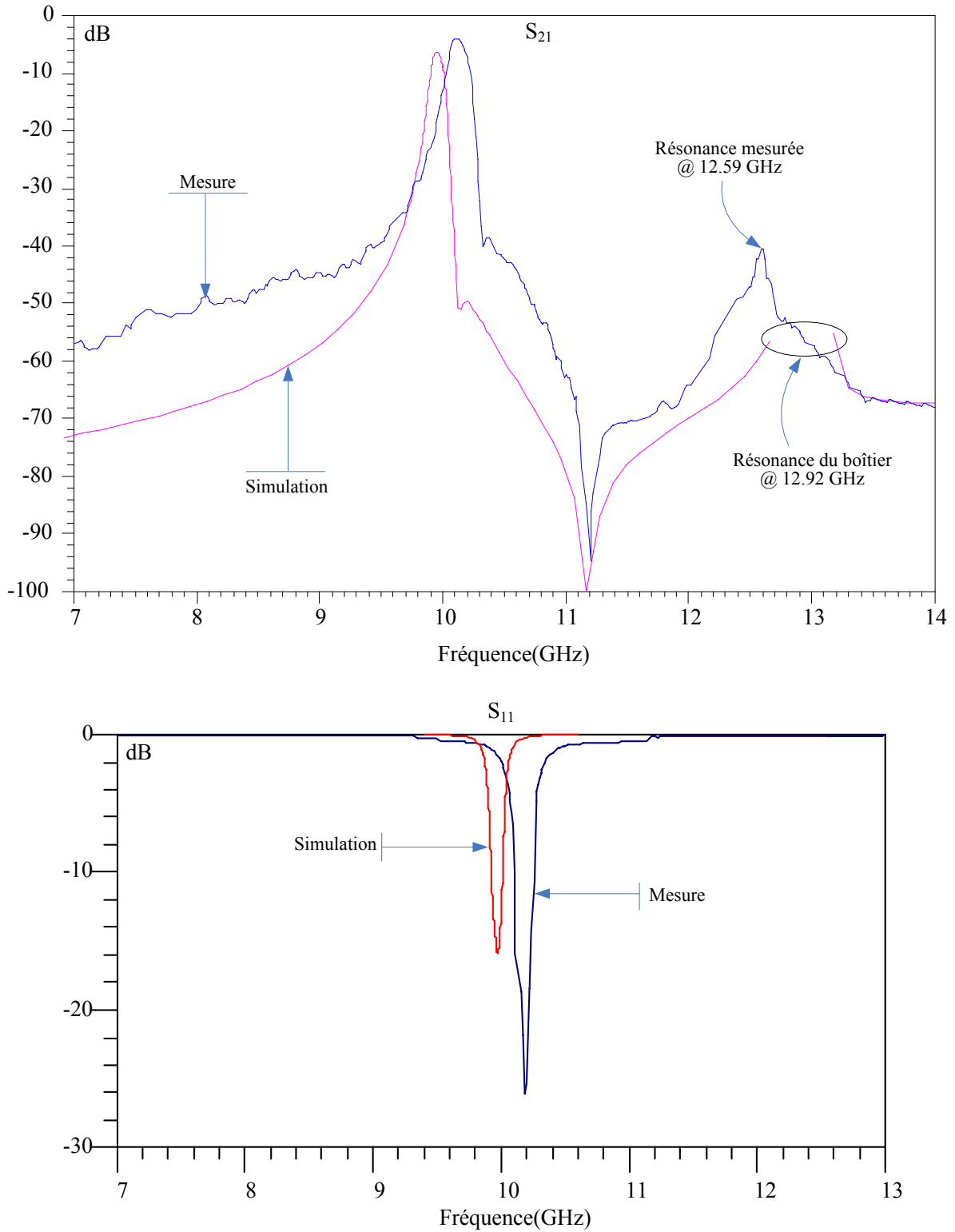


Figure IV.74: Comparaison des simulations et des mesures du filtre de Hilbert

Influence des hauteurs des cavités sur la réponse du filtre

L'accroissement des hauteurs des cavités provoque un décalage de la réponse du filtre vers les fréquences supérieures (figure IV.75). Les pertes d'insertion sont diminuées puisque le facteur de qualité à vide des résonateurs augmente et la bande passante du filtre augmente avec l'augmentation des coefficients de couplage inter-résonateurs.

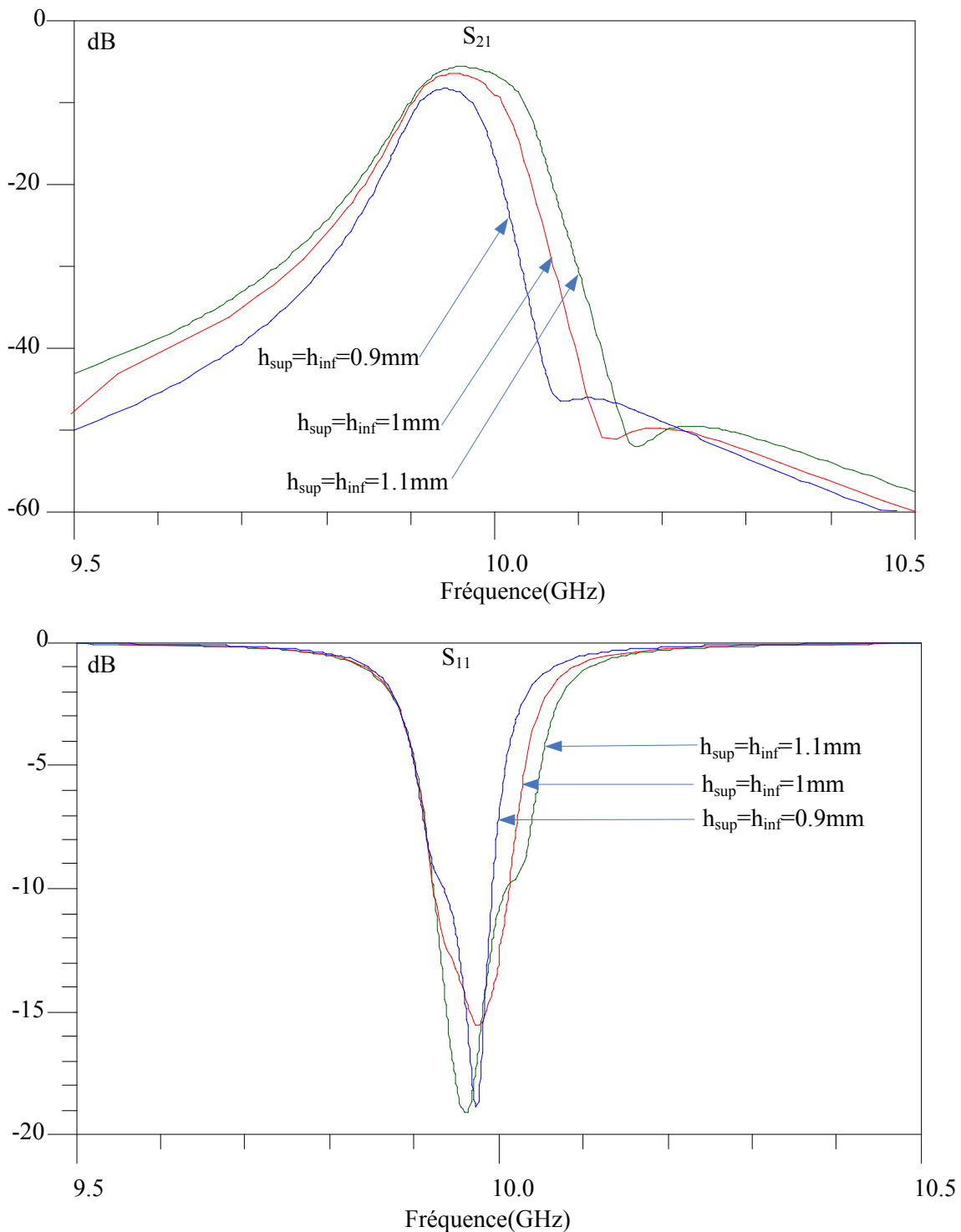


Figure IV.75: Effet des variations des hauteurs des cavités sur la réponse du filtre de Hilbert

Influence de l'épaisseur du substrat

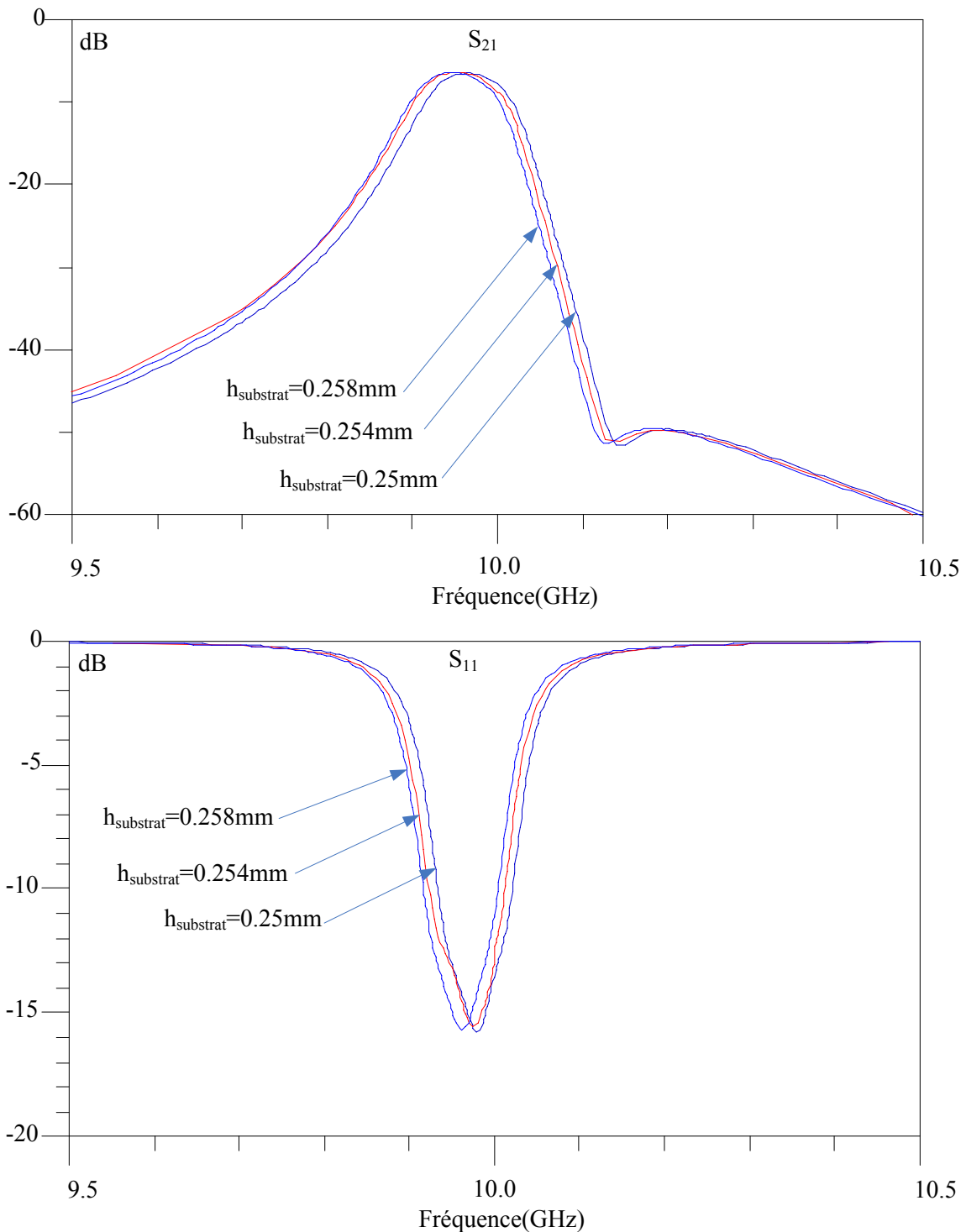


Figure IV.76: Effet des variations de l'épaisseur du substrat sur la réponse du filtre de Hilbert

La diminution de l'épaisseur du substrat provoque elle aussi, mais dans une moindre mesure, un décalage de la réponse du filtre vers les fréquences supérieures (figure IV.76).

Influence de la densité du maillage

Lors de la conception du filtre nous avons appliqué une densité de maillage de 35 cellules/ λ . Nous avons aussi simulé le filtre avec une densité de maillage de 45 cellules/ λ . Les réponses du filtre et les temps de simulation sont reportés figure IV.77. Dans ce cas la réponse du filtre est légèrement décalée vers les fréquences supérieures.

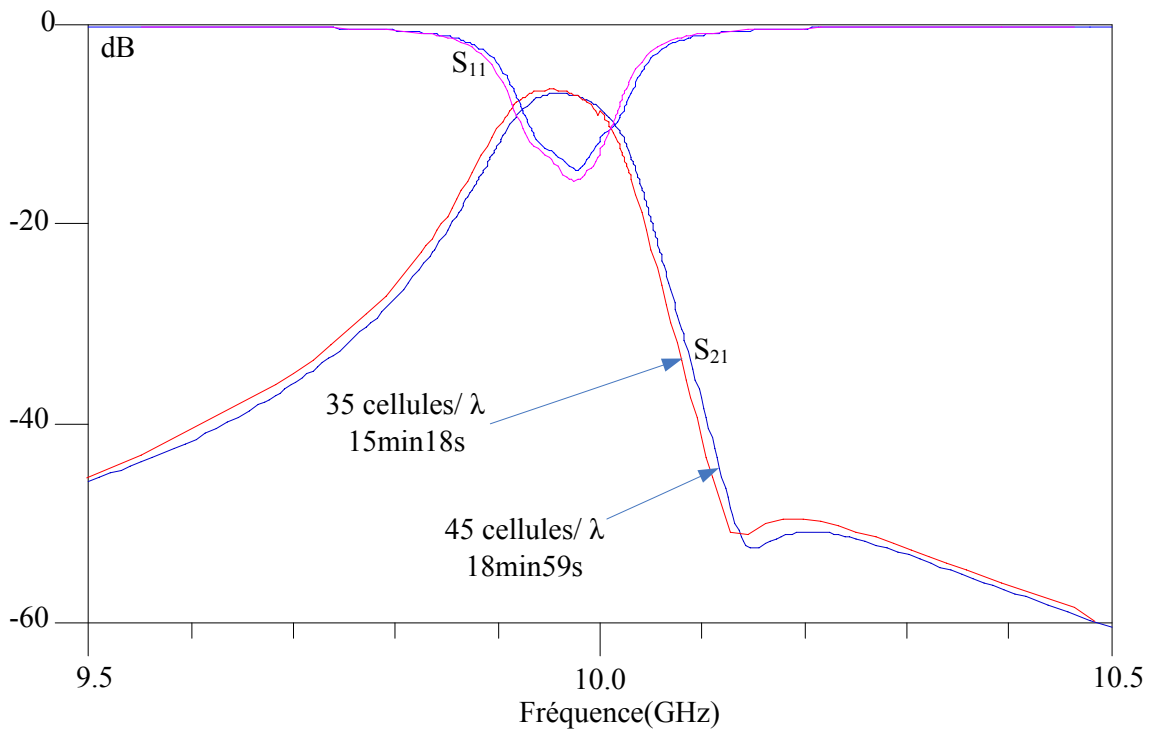


Figure IV.77: Effet des variations de la densité du maillage sur la réponse du filtre de Hilbert

IV.5 Filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante

IV.5.1 Topologie et synthèse du filtre

La figure IV.78 montre la topologie du filtre. Il est constitué de trois résonateurs de Hilbert du premier ordre. Le filtre est centré à 10 GHz avec une bande passante de 150 MHz. Le couplage électrique entre les résonateurs 1 et 3 va créer un zéro de transmission à gauche de la bande passante du filtre, à 9.87 GHz. La figure IV.79 montre les prototypes passe-bas et passe bande du filtre de Hilbert, ainsi que les valeurs extraites de leurs éléments. Ceci nous permet de tracer la fonction de transfert théorique du filtre et de calculer les couplages inter-résonateurs et le facteur de qualité externe.

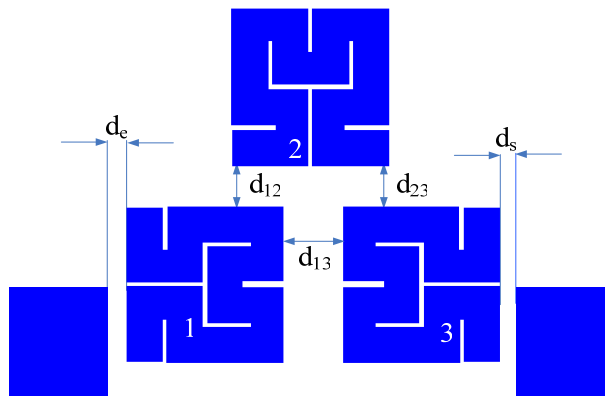


Figure IV.78: Topologie du filtre de Hilbert avec un zéro de transmission à gauche de la bande passante

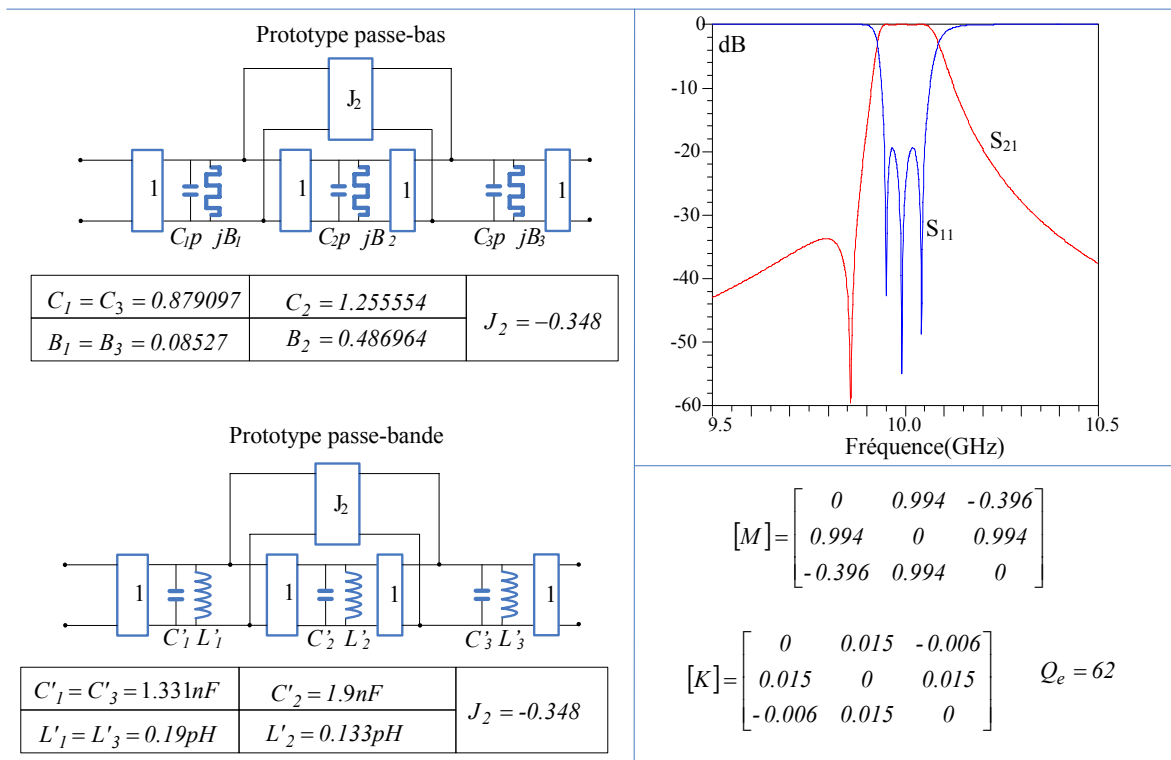


Figure IV.79: Prototypes passe-bas et passe-bande du filtre, réponse théorique et matrices de couplages

IV.5.1 Dimensionnement du boîtier

Une première estimation du gap d_{13} qui permet de réaliser le couplage $k_{13}=-0.006$ nous a permis de fixer la longueur du boîtier à $L=15.55$ mm. La figure IV.80 montre la distribution des modes de propagation et leurs fréquences de résonance en fonction du rapport $R=L/l$. Pour $R=1.029$, ce qui correspond à une largeur du boîtier $l=15.1$ mm, la première résonance se produit à 13.45 GHz, suffisamment loin de la fréquence centrale du filtre pour ne pas perturber son fonctionnement.

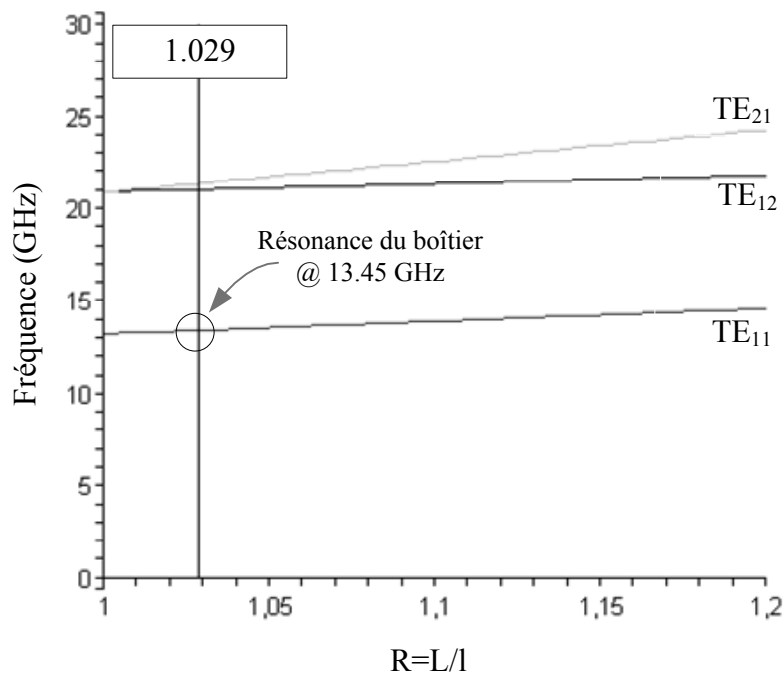


Figure IV.80: Résonances des modes TE_{mn} en fonction de $R=L/l$

IV.5.2 Calcul des coefficients de couplage du filtre de Hilbert

Nous commençons par l'étude du couplage k_{13} qui permet de fixer la position du zéro de transmission à 9.87 GHz. D'après la matrice théorique des coefficients de couplage, il faut avoir $|k_{13}|=0.006$. La figure IV.81 montre l'évolution de k_{13} en fonction de d_{13} . Le gap d_{13} qui permet d'atteindre $|k_{13}|=0.006$ est $d_{13}=1.04$ mm.

La figure IV.82 montre l'évolution du coefficient de couplage k_{12} en fonction de la distance entre les résonateurs 1 et 2. D'après cette courbe, la valeur de d_{12} pouvant réaliser un couplage théorique $k_{12}=k_{23}=0.015$ est $d_{12}=d_{23}=0.95$ mm.

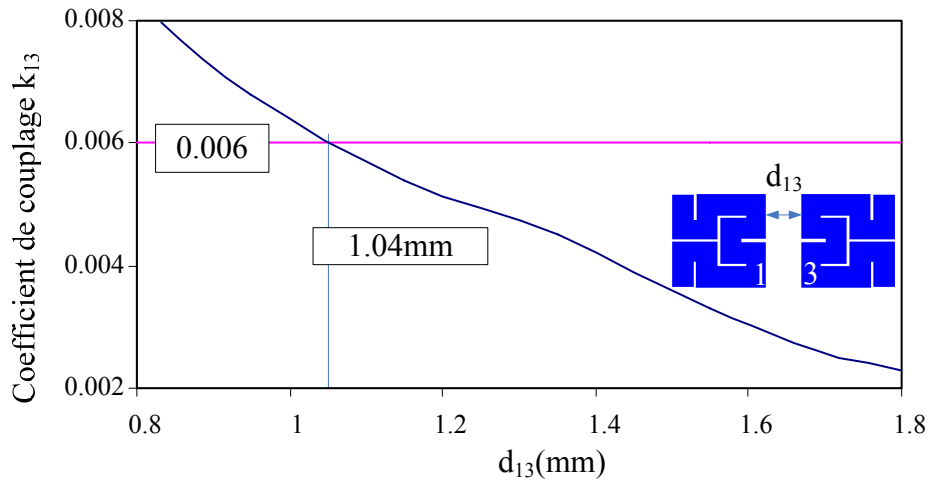


Figure IV.81: Evolution du couplage $|k_{13}|$ en fonction de d_{13}

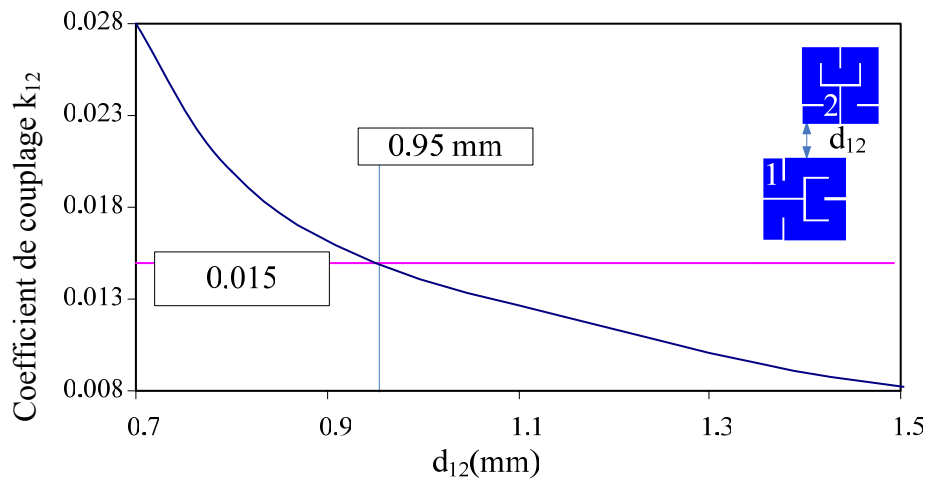


Figure IV.82: Evolution du couplage k_{12} en fonction de d_{12}

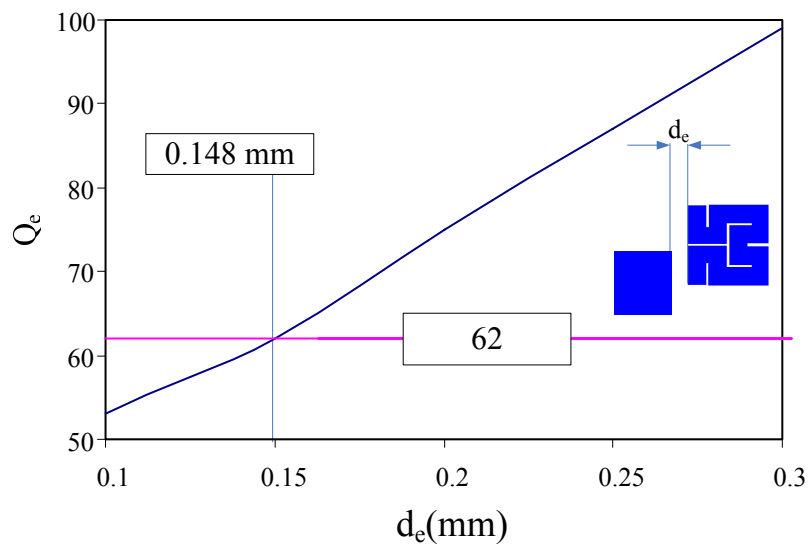


Figure IV.83: Evolution du facteur de qualité externe en fonction de d_e

Enfin la figure IV.83 montre l'évolution du facteur de qualité externe en fonction du gap d'entrée d_e . La valeur souhaitée de $Q_e=62$ est atteinte quand $d_e=0.148mm$. Lorsque la structure entière du filtre est simulée, nous procédons à quelques réglages afin de retrouver les bonnes réponses en transmission et en réflexion. La figure IV.84 montre les dimensions initiales et finales du filtre ainsi que la réponse théorique idéale du filtre. La figure IV.85 montre le couplage électrique entre les résonateurs 1 et 3 à 9.87 GHz et qui crée le zéro de transmission à gauche de la bande passante du filtre.

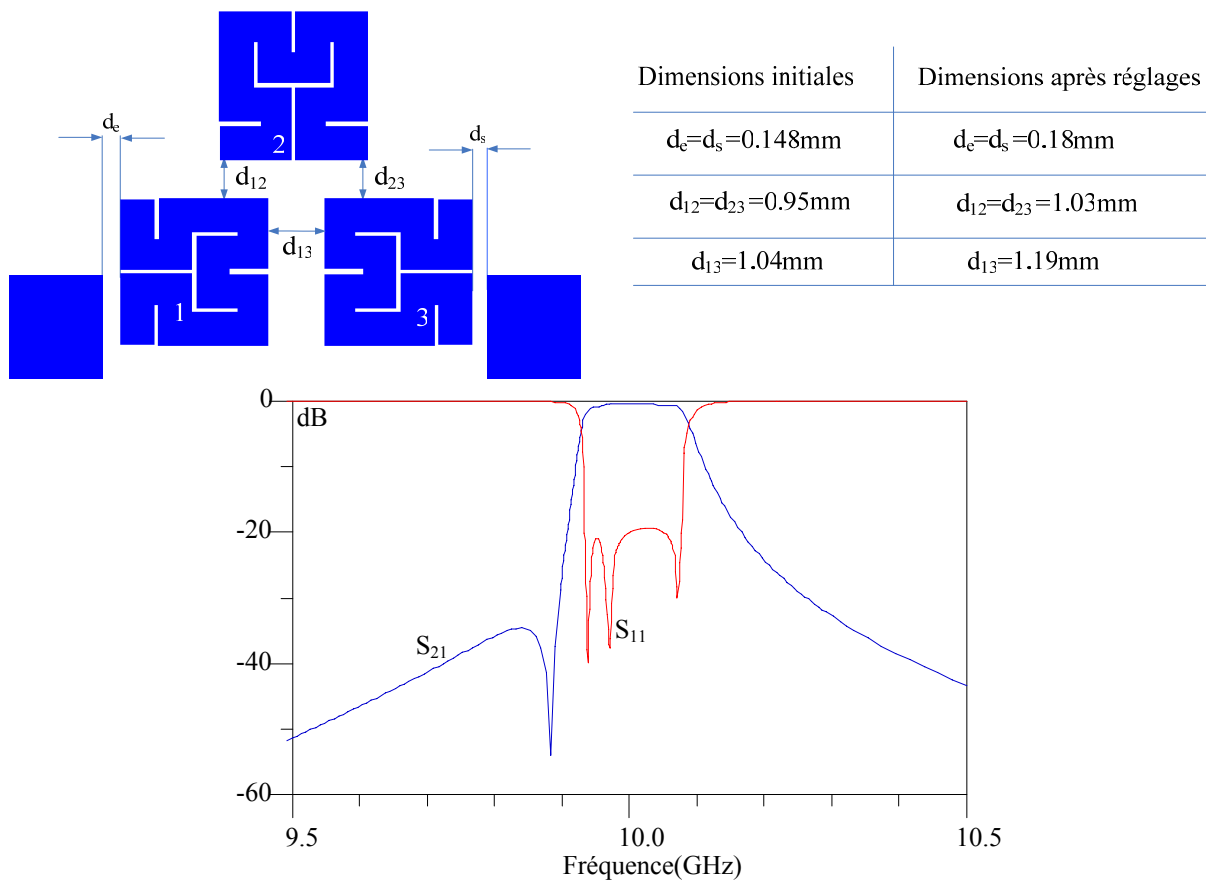


Figure IV.84: Dimensions initiales et finales et réponse théorique du filtre de Hilbert

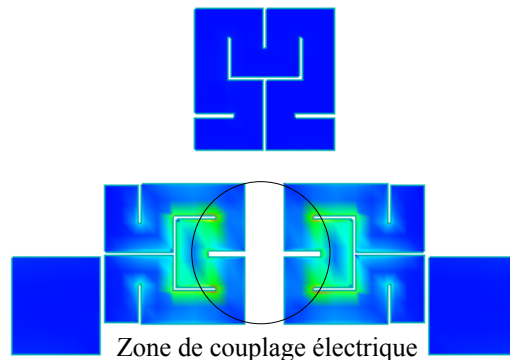


Figure IV.85: Distribution du courant à 9.87 GHz

IV.5.3 Fabrication du filtre de Hilbert et résultats des mesures

La figure IV.86 montre le filtre de Hilbert avec la cavité supérieure ouverte. Les mesures ont été effectuées grâce à l'analyseur de réseaux HP8720D. Le tableau IV.5 regroupe les différents paramètres des réponses simulées et mesurées. La figure IV.87 montre les réponses en transmission et en réflexion simulées et mesurées.

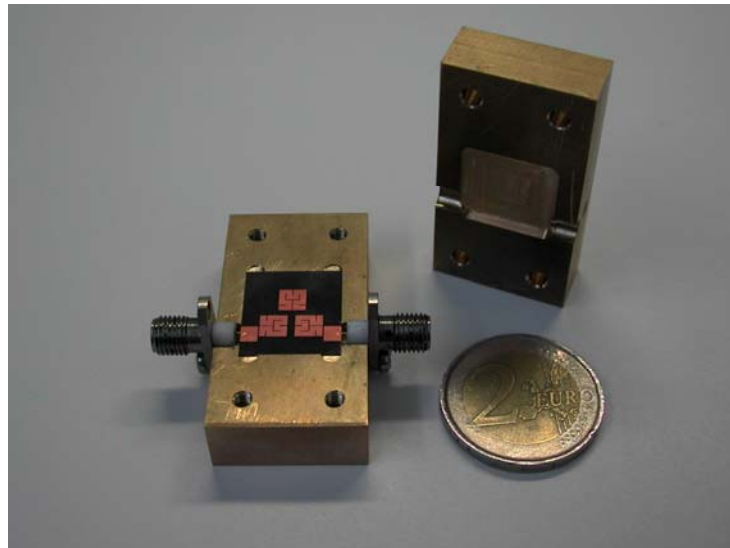


Figure IV.86: Filtre de Hilbert avec le boîtier ouvert

La mesure du filtre montre un décalage de la fréquence centrale de l'ordre de 4% vers les hautes fréquences. Par ailleurs la bande passante mesurée est plus grande que celle du filtre simulé, ce qui signifie que les couplages réels sont plus forts que les couplages théoriques. Suite à l'étude du coefficient de couplage en fonction des paramètres géométriques de la structure du substrat suspendu menée dans le chapitre 2, on pourrait conclure que les hauteurs de la cavité fabriquée sont supérieures à celles de la cavité simulée. Par ailleurs, nous avons aussi montré que le facteur de qualité à vide d'un résonateur augmente lorsque les hauteurs des cavités augmentent, ce qui explique que les pertes d'insertion mesurées sont inférieures à celles simulées.

Caractéristiques du filtre	Simulation	Mesure
Fréquence centrale	10 GHz	10.18 GHz
Bande passante	150 MHz	164 MHz
Pertes d'insertion	-6.9 dB	-6.3 dB
Pertes par retour dans la bande	≤ -15 dB	≤ -19 dB
Zéro de transmission	9.87 GHz	9.99 GHz
Résonance du boîtier	13.4 GHz	13.11 GHz

Tableau IV.5: Comparaison des différents paramètres simulés et mesurés

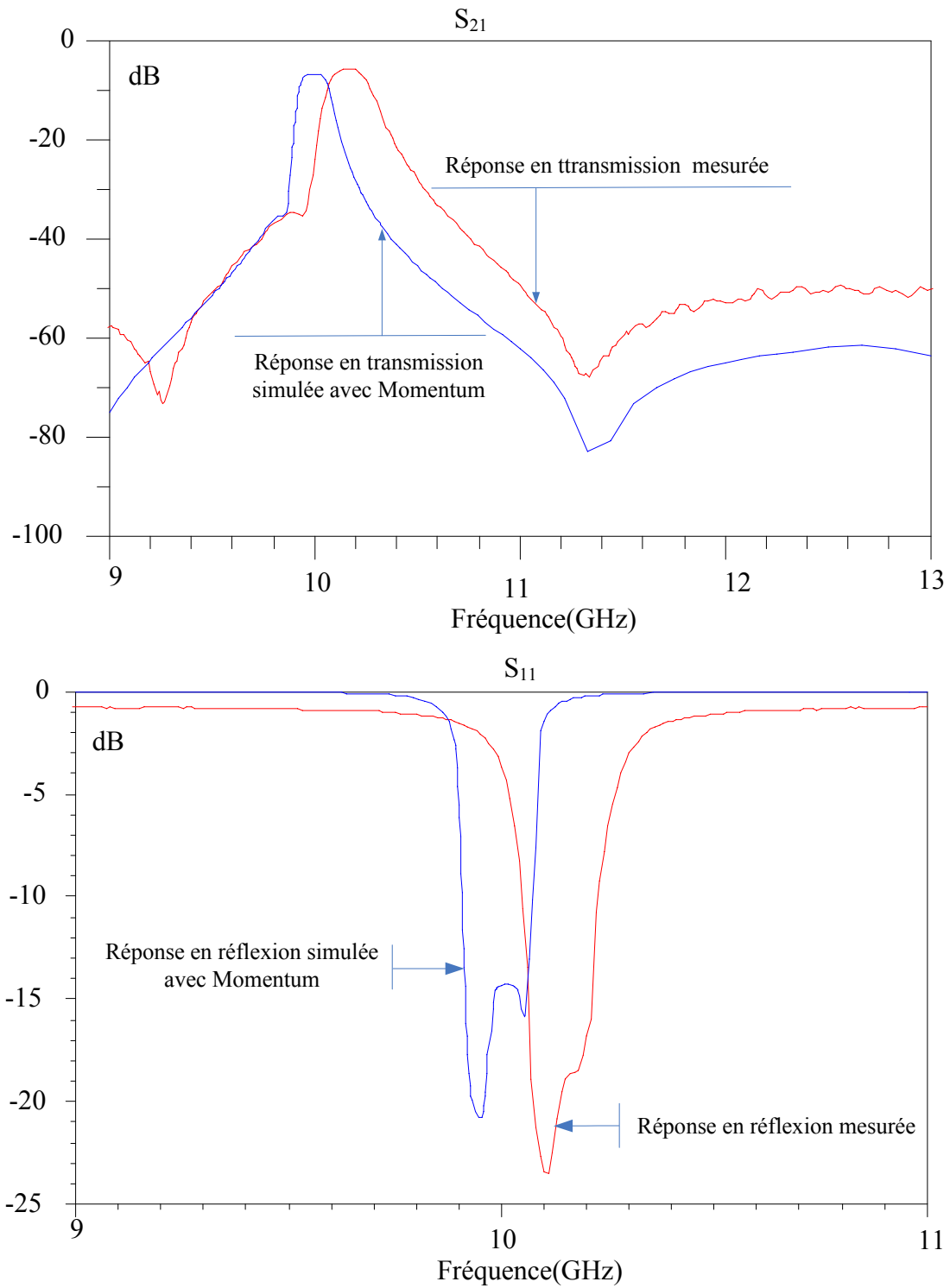


Figure IV.87: Comparaison des réponses simulées et mesurées du filtre

La figure IV.88 montre que la résonance du boîtier fabriqué se produit à 13.11 GHz, alors que selon les simulations elle devrait se produire à 13.4043 GHz. Le boîtier fabriqué est donc plus grand que le boîtier théorique.

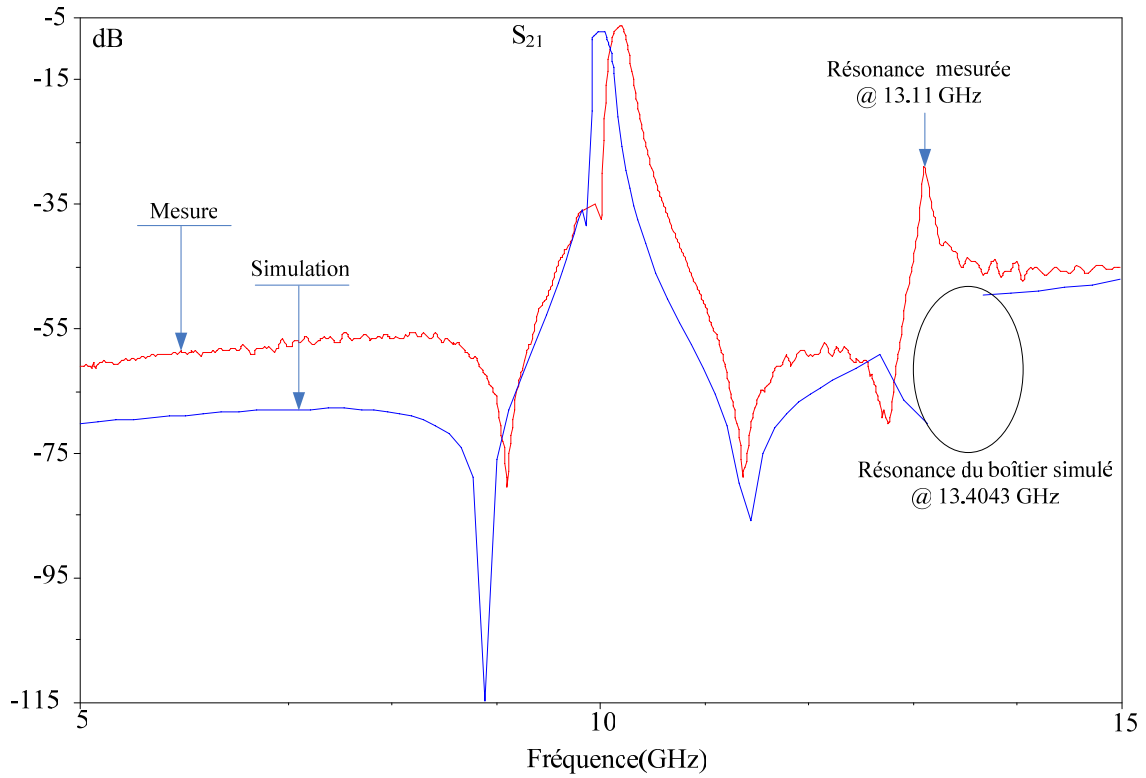


Figure IV.88: Comparaison des réponses en transmission simulée et mesurée

Influence des hauteurs des cavités sur la réponse du filtre

Nous avons appliqué des tolérances de $\pm 0.1mm$ sur les hauteurs des cavités supérieure et inférieure. Les résultats sont reportés dans la figure IV.89. Nous remarquons que lorsque les hauteurs des cavités augmentent, la réponse du filtre est décalée vers les fréquences supérieures. Ce décalage s'accompagne d'une augmentation de la bande passante du filtre, puisque les coefficients de couplages augmentent lorsque les hauteurs des cavités augmentent. Par ailleurs, les pertes d'insertion diminuent et la réponse en réflexion est améliorée, puisque le facteur de qualité à vide des résonateurs augmente avec l'accroissement des hauteurs.

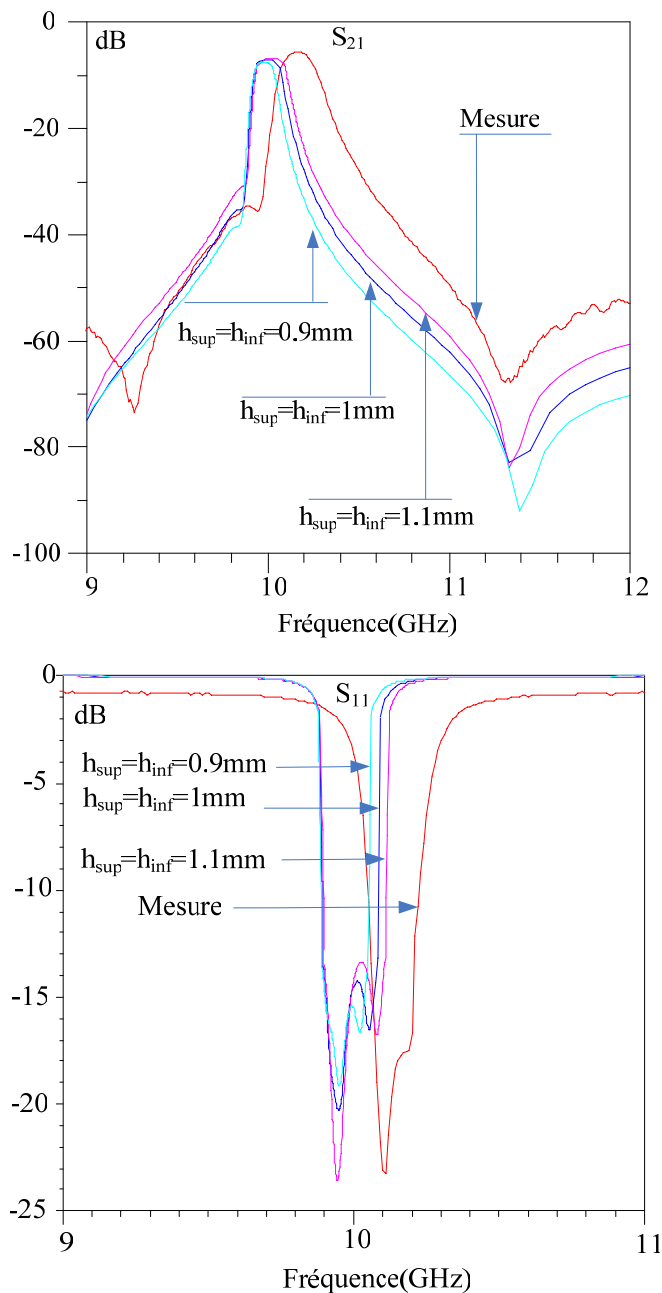


Figure IV.89: Influence des hauteurs des cavités sur les réponses du filtre de Hilbert

Influence de l'épaisseur du substrat

Nous avons appliqué des tolérances de $\pm 0.04\text{mm}$ sur l'épaisseur du substrat. La réponse en transmission du filtre est reportée figure IV.90. Une diminution de l'épaisseur du substrat produit un décalage de la réponse du filtre vers les fréquences supérieures.

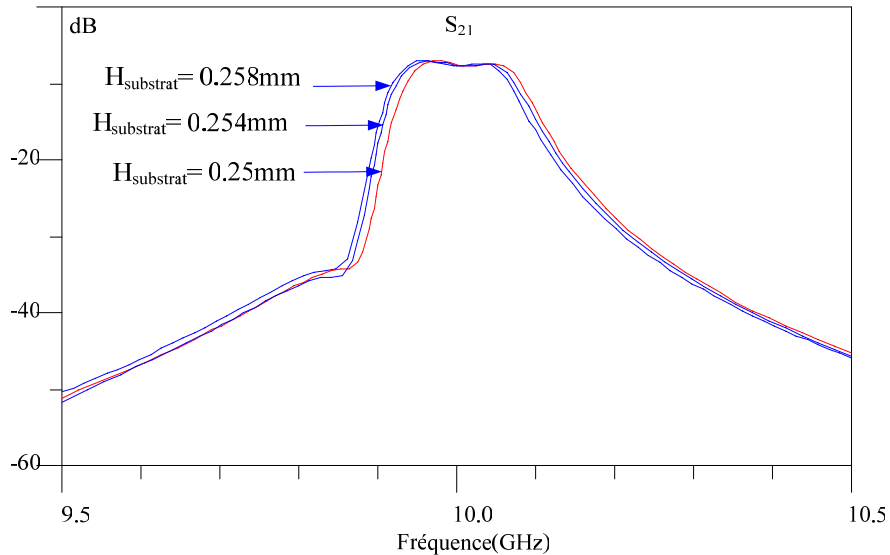


Figure IV.90: Influence de l'épaisseur du substrat sur la réponse en transmission du filtre de Hilbert

Influence de la densité du maillage

La figure IV.91 montre la réponse en transmission du filtre pour des densités de maillage de 35 et 45 cellules/ λ . La réponse du filtre est légèrement décalée vers la droite lorsqu'on augmente la densité de maillage et les pertes d'insertion du filtre augmentent.

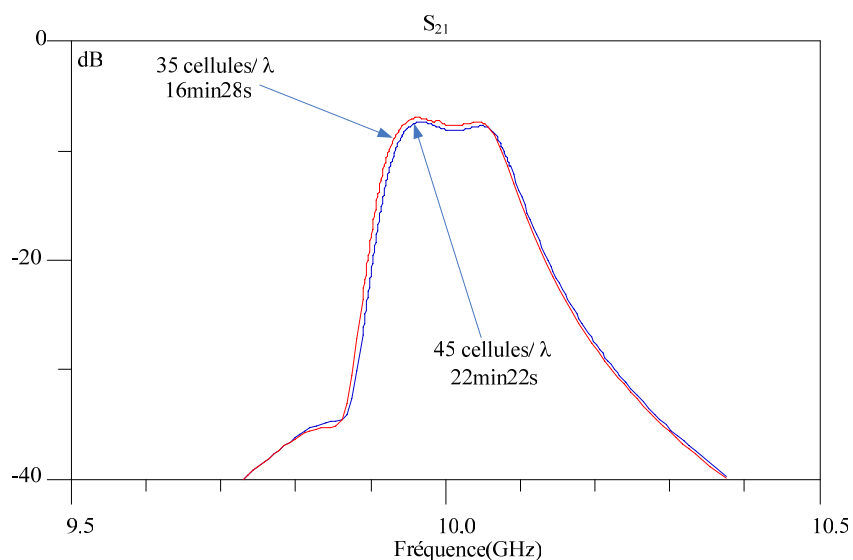


Figure IV.91: Influence de la densité de maillage sur la réponse en transmission du filtre de Hilbert

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté cinq réalisations de filtres utilisant les résonateurs miniaturisés présentés dans le chapitre 3. La synthèse développée dans le chapitre 2 a permis d'extraire les matrices des coefficients de couplage nécessaires au dimensionnement des filtres. Les résultats des mesures ont validé les structures de filtrage et la méthode de synthèse appliquée. Ils ont aussi montré un léger décalage des réponses par rapport aux simulations. Ces résultats pourraient s'expliquer par des dimensions des cavités supérieures à celles simulées, un substrat plus fin que le substrat théorique et une densité de maillage insuffisante lors des simulations. La connectique joue aussi un rôle prépondérant pour des mesures fiables et précises. L'utilisation de substrats avec une meilleure tangente de pertes et de meilleurs conducteurs pour les circuits et pour les boîtiers permettraient d'améliorer les performances des filtres. Ces filtres pourraient surtout bénéficier des avantages de la technologie de la supra-conductivité. Par ailleurs, les niveaux de réjection obtenus révèlent l'intérêt des résonateurs fractals pour la conception de filtres miniaturisés sélectifs et à bande passante très étroite.

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans ce rapport ont été consacrés au développement d'un outil de synthèse de filtre pseudo-elliptiques avec des zéros de transmission et à la conception de filtres en bande C , X et K_u utilisant des résonateurs miniaturisés par itération fractale. Les filtres réalisés utilisent la technologie du substrat suspendu.

Le premier chapitre présente une étude bibliographique des différentes technologies de filtrage actuellement utilisées. Nous les avons regroupées en deux grandes parties: les technologies guide d'onde et les technologies planaires. Leurs domaines d'applications ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients ont été mis en évidence. Nous avons choisi la technologie du substrat suspendu pour la conception et la réalisation des filtres.

Le deuxième chapitre est divisé en deux parties. La première partie présente la synthèse théorique des filtres pseudo-elliptiques à réponse asymétrique. Cette synthèse permet d'extraire les paramètres des réseaux prototypes passe-bas et passe-bande du filtre ainsi que sa matrice théorique des coefficients de couplage. Cette synthèse est donc indépendante de la technologie de filtrage choisie. La détermination des réseaux prototypes et de la matrice de couplage constitue la première étape de la conception d'un filtre.

La deuxième partie du chapitre présente une étude détaillée de la technologie du substrat suspendu, ses avantages et ses inconvénients. Nous avons détaillé la procédure de calcul des coefficients de couplage entre deux résonateurs sur substrat suspendu en fonction du gap qui les sépare. La suite de l'étude a porté sur l'effet des paramètres du boîtier sur les caractéristiques des résonateurs: les résultats obtenus ont montré la possibilité d'augmenter le facteur de qualité à vide des résonateurs en augmentant les hauteurs des cavités. L'accroissement des hauteurs des cavités permet par ailleurs d'augmenter le coefficient de couplage entre deux résonateurs sans modification du gap qui les sépare. La conception d'un filtre sur substrat suspendu est donc un compromis entre les dimensions du boîtier, les performances du filtre et les coefficients de couplage afin d'éviter l'apparition des résonances du boîtier à proximité de la bande de fonctionnement du filtre.

Le troisième chapitre présente la miniaturisation des résonateurs planaires par itération fractale. En effet nous nous sommes intéressés à l'étude des effets de plusieurs itérations fractales sur le comportement de résonateurs linéiques et duaux.

Les résultats obtenus montrent la possibilité d'un bon compromis entre le facteur de qualité à vide d'un résonateur et sa taille, ce qui est nécessaire pour la conception de filtre miniaturisés et performants. Par ailleurs, les itérations fractales ont montré la possibilité de supprimer la première remontée harmonique à $2f_0$ (f_0 étant la fréquence centrale du filtre) et qui peut être gênante selon les applications. L'amélioration du facteur de qualité à vide de certains résonateurs grâce à la miniaturisation fractale ne peut toutefois pas être considérée comme une caractéristique générale des résonateurs fractals. Les principaux intérêts de ces derniers sont surtout la miniaturisation et la suppression du premier harmonique.

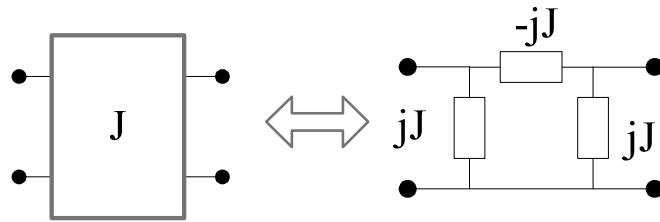
Enfin, le chapitre 4 est consacré à la conception et à la réalisation de filtres sur substrat suspendu en bandes C , X et K_u . Dans un premier temps, deux filtres ont été réalisés afin de valider la synthèse développée dans le chapitre 2. Des zéros de transmission à gauche et à droite de la bande passante ont été créés. Ensuite un filtre d'ordre quatre utilisant les résonateurs bimodes fractals de Minkowski a été réalisé. Enfin, nous avons conçu deux filtres d'ordre trois avec les résonateurs de Hilbert. Ces exemples montrent l'intérêt des résonateurs fractals pour la conception de filtres sélectifs.

Le prolongement de cette thèse serait de poursuivre l'investigation de nouvelles topologies fractales et leurs effets sur les fonctions de filtrage. Une étude plus détaillée sur leur facteur de qualité à vide serait nécessaire, étant donné le bon compromis entre la miniaturisation et la conservation d'un bon facteur de qualité que nous avons pu observer pour les résonateurs de Minkowski. L'étude des fractales pourrait être étendue à d'autres technologies: microusinage, supraconductivité, résonateurs fractals en 3D avec la technologie LTCC, guides d'ondes avec des inserts diélectriques à topologie fractale, études d'iris de couplage fractals dans les filtres en guide d'onde...etc.

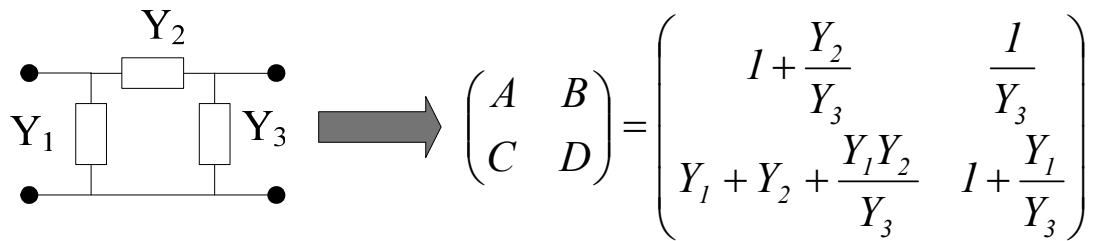
Annexe **1** Equivalence Entre les Deux Réseaux Prototypes Passe-Bas

Dans cette annexe nous démontrons que l'élément fondamental du réseau prototype passe-bas, constitué d'un résonateur parallèle (L,C) et d'un inverseur d'admittance J en contre-réaction est «équivalent à un résonateur série (L',C') avec un inverseur d'impédance K en contre-réaction.

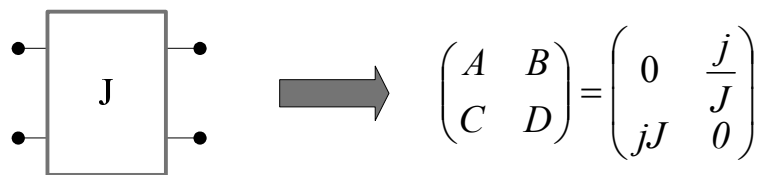
Un inverseur d'admittance J est caractérisé par son circuit en π :



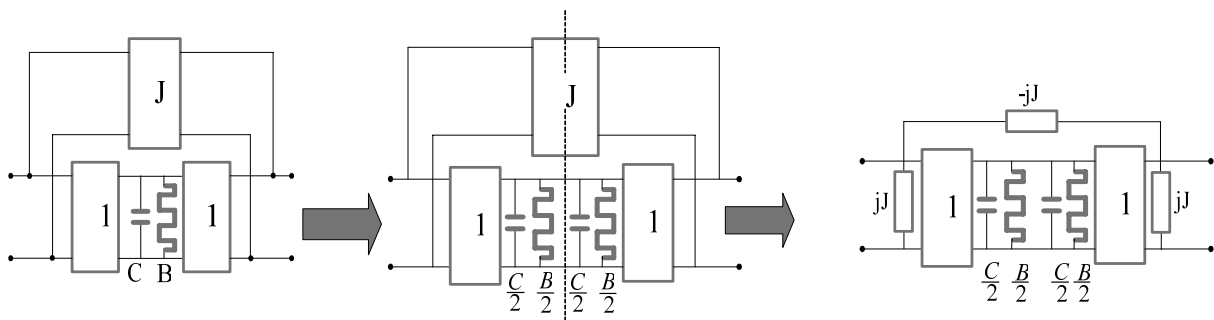
La matrice $ABCD$ d'un circuit en π est déterminée par les équations suivantes:



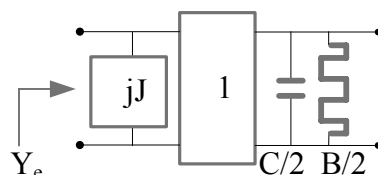
Ce qui nous donne la matrice $ABCD$ de l'inverseur d'admittance:



Nous remplaçons donc l'inverseur d'admittance par son circuit équivalent afin de calculer la fonction de transfert du résonateur couplé:

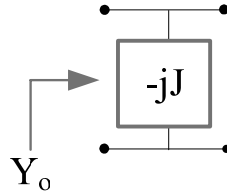


Le mode pair est obtenu en plaçant un circuit ouvert dans le plan de symétrie du demi-réseau:



L'admittance paire s'écrit alors :
$$Y_e = jJ + \frac{1}{\frac{C}{2}p + j\frac{B}{2}}$$

Le mode impair est obtenu en plaçant un court-circuit dans le plan de symétrie du demi-réseau.



L'admittance impaire s'écrit alors :

$$Y_o = -jJ$$

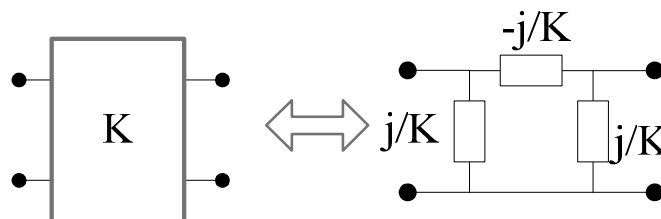
Fonction de transfert du résonateur couplé

La fonction de transfert de l'ensemble s'établit à l'aide des admittances paires et impaires:

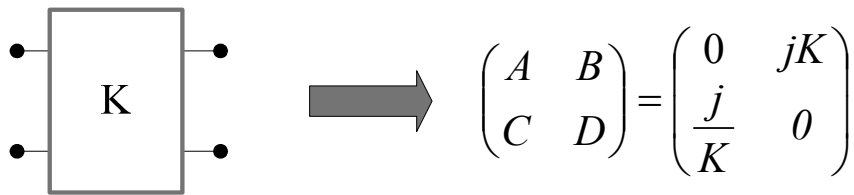
$$S_{21}(p) = \frac{Y_e - Y_o}{(1 + Y_e)(1 + Y_o)}$$

$$S_{21}(p) = \frac{jJ(pC + jB) + 1}{(1 - jJ) \left[1 + (1 + jJ) \left(\frac{C}{2}p + j\frac{B}{2} \right) \right]} \quad (1)$$

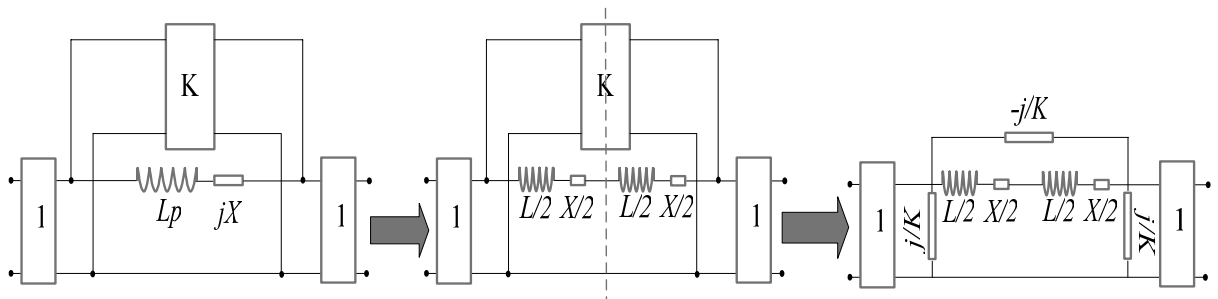
Un inverseur d'impédance K est caractérisé par son circuit en π suivant:



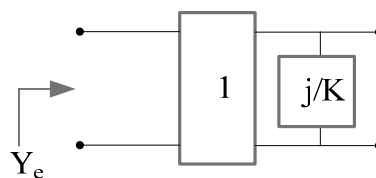
Le même calcul que pour l'inverseur d'admittance nous donne la matrice $ABCD$ de l'inverseur d'impédance:



Considérons un résonateur série avec un inverseur d'impédance en contre-réaction. Nous remplaçons l'inverseur d'impédance par son circuit équivalent afin de calculer la fonction de transfert du résonateur couplé:

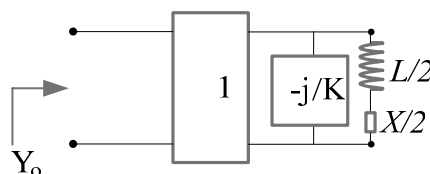


Le mode pair est obtenu en plaçant un circuit ouvert dans le plan de symétrie du demi-réseau:



L'admittance paire s'écrit alors : $Y_e = 1/(j/K)$

Le mode impair est obtenu en plaçant un court-circuit dans le plan de symétrie du demi-réseau.



L'admittance impaire s'écrit alors :

$$Y_o = \frac{1}{\frac{-j}{K} + \frac{1}{\frac{pL}{2} + j\frac{X}{2}}}$$

Fonction de transfert du résonateur couplé

La fonction de transfert de l'ensemble s'établit à l'aide des admittances paires et impaires:

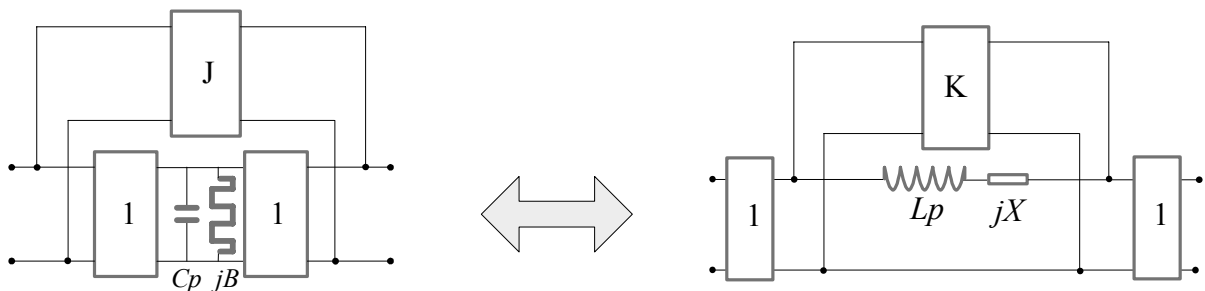
$$S_{21}(p) = \frac{Y_e - Y_o}{(1 + Y_e)(1 + Y_o)}$$

Soit :

$$S_{21}(p) = \frac{1 - \frac{j}{K}(Lp + jX)}{\left(1 + \frac{j}{K}\right) \left(1 + \left(1 - \frac{j}{K}\right) \left(\frac{Lp}{2} + \frac{jX}{2}\right)\right)} \quad (2)$$

Les deux fonctions de transfert (1) et (2) sont donc équivalentes si:

$$\begin{aligned} L &= C \\ X &= B \\ J &= -\frac{1}{K} \end{aligned}$$

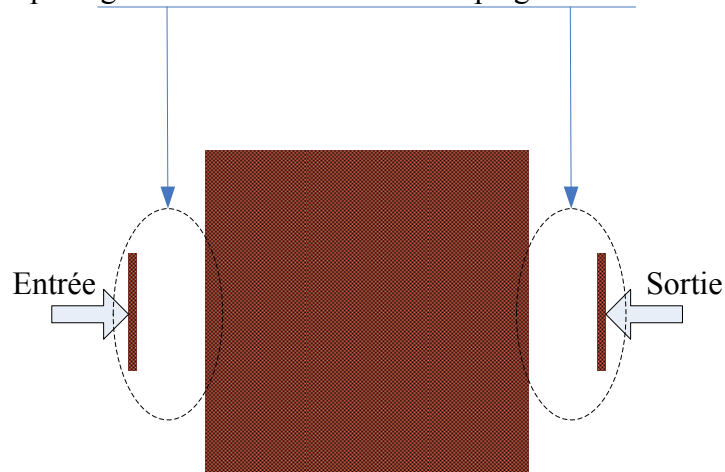


Annexe 2 | **Procédure d'Extraction du Facteur de Qualité à Vide des Résonateurs en Substrat Suspendu**

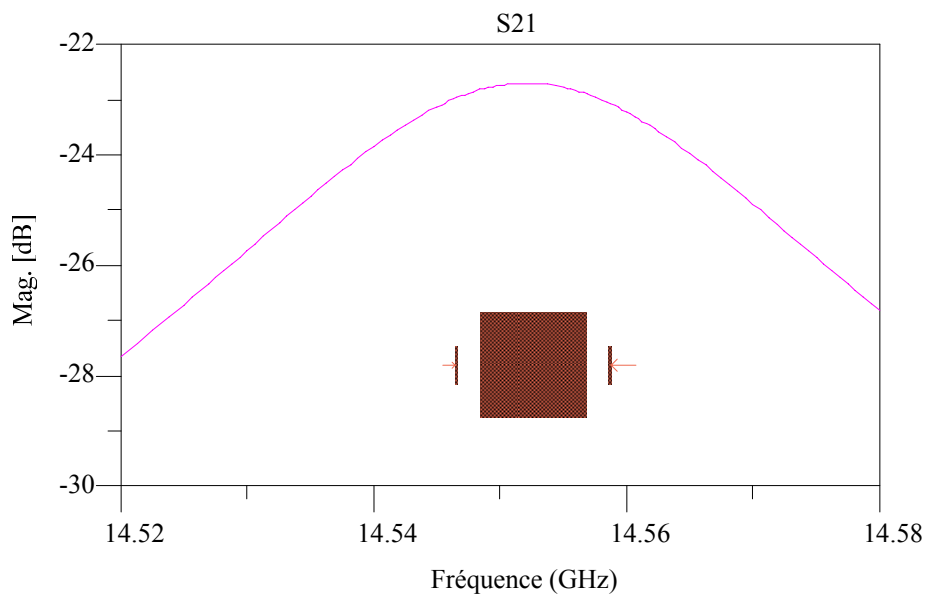
Dans cette annexe nous présentons la procédure d'extraction du facteur de qualité à vide des résonateurs sur substrat suspendu. En effet, le facteur de qualité à vide d'un résonateur influe directement sur les pertes d'insertion du filtre. Il est donc primordial d'avoir un facteur de qualité des résonateurs élevé. Le facteur de qualité dépend des pertes diélectriques et métalliques ainsi que de la technologie de conception.

Afin d'extraire le facteur de qualité à vide d'un résonateur planaire sur substrat suspendu, nous nous sommes basés sur la méthode présentée en [168]. Le facteur de qualité à vide d'un résonateur caractérise le résonateur seul. En pratique, il est impossible d'extraire directement le facteur de qualité à vide d'un résonateur puisqu'il faut l'exciter par deux lignes d'entrée/sortie. Les couplages introduits par ces lignes modifient le facteur de qualité à vide du résonateur. Il est donc nécessaire que le résonateur soit faiblement couplé en entrée et en sortie. La figure suivante montre la topologie de calcul du facteur de qualité à vide d'un résonateur bimode carré.

Gaps larges afin de minimiser les couplages d'entrée/sortie



Pratiquement, les couplages d'entrée/sortie peuvent être négligés lorsque la réponse en transmission présente au moins 20 dB d'atténuation à la fréquence de résonance du résonateur.



La réponse en transmission du résonateur nous permet d'extraire le facteur de qualité du résonateur chargé Q_L .

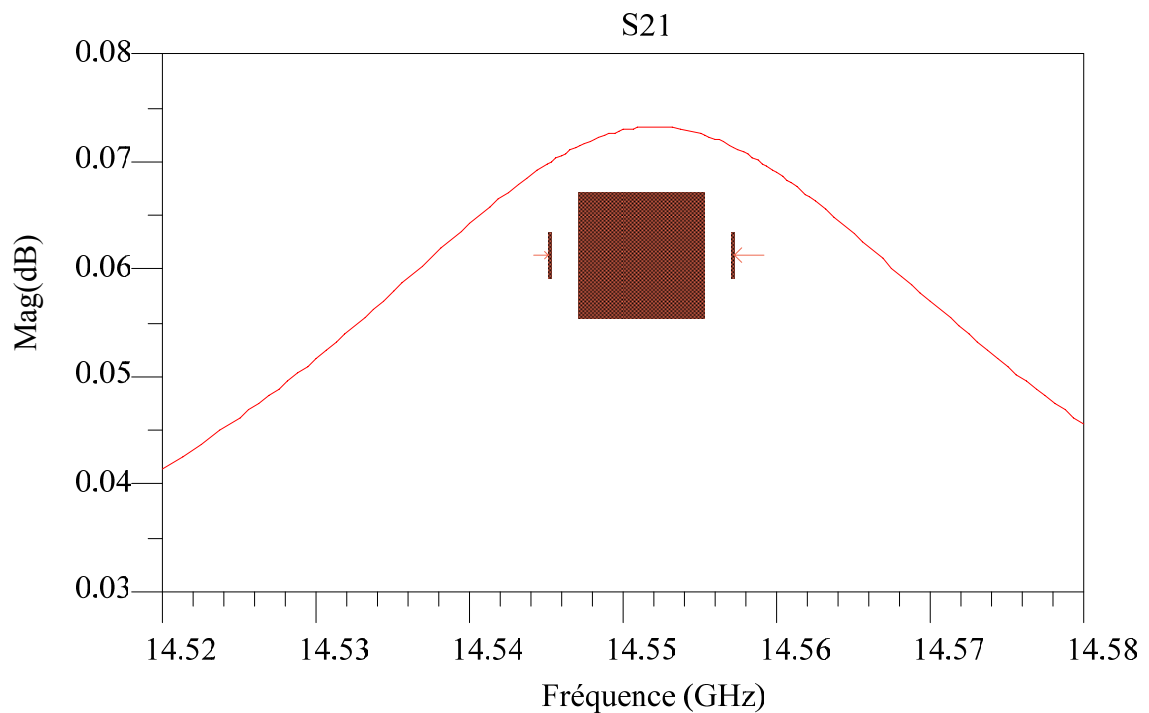
$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f}$$

où f_0 est la fréquence de résonance et Δf la bande passante à -3dB.

Le facteur de qualité à vide du résonateur, noté Q_u est extrait à partir de Q_L :

$$Q_u = \frac{Q_L}{1 - S_{21}(f_0)}$$

Où $S_{21}(f_0)$ est le module (en échelle linéaire) de la réponse en transmission du filtre représenté dans la figure suivante:



Références Bibliographiques

Chapitre 1

- [1]. G.F.Craven and C.K.Mok, "Design of Evanescent Mode Waveguide Bandpass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristic," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.19, No.3, pp.295-308, Mar. 1971.
- [2]. R.V.Snyder, "New Application of Evanescent Mode Wave-Guide to Filter Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.25, No.12, pp.1013-1021, December 1977.
- [3]. R.V.Snyder, "Broadband Waveguide Filters with Wide Stopbands Using a Stepped-Wall Evanescent Mode Approach," *1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.83, No.1, pp.151-153, 1983.
- [4]. Y.C.Shih and K.G.Gray, "Analysis and Design of Evanescent-Mode Waveguide Dielectric Resonator Filters," *1984 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.84, No.1, pp.238-239, 1984.
- [5]. M. Lecouvé, "Conception et réalisation de filtres microondes à modes évanescents à l'aide d'un algorithme génétique," Thèse de Doctorat de l'université de Bordeaux, Octobre 2000.
- [6]. N.Boutheiller, "Analyse et Synthèse Par Optimisation Basée sur L'Algorithme Génétique de Filtres en Guide d'Ondes Rectangulaire," Thèse de Doctorat de l'Université de Bordeaux, Septembre 2002.
- [7]. W.G.Lin, "Microwave Filters Employing a Single Cavity Excited in More Than One Mode," *Journal of Applied Physics*, Vol.22, pp.989-1001, August 1951.
- [8]. A.E.Atia and A.E.Williams, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.20, No. 4, pp.258-265, April 1972.
- [9]. A.E.Williams, "A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter" *1970 G-MTT International Microwave Symposium Digest of Technical Papers 70.1*, pp.90-93, 1970.
- [10]. A.E.Williams and A.E.Atia, "Dual-Mode Canonical Waveguide Filters." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.5, No.12, pp.1021-1026, December 1977.
- [11]. L.Accatino, G.Bertin and M.Mongiardo, "A Four-Pole Dual Mode Elliptic Filter Realized in Circular Cavity without Screws," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.44, No.12, pp.2680- 2687, Dec. 1996.
- [12]. H.-C.Chang and K.A.Zaki, "Evanescent-Mode Coupling of Dual-Mode Rectangular Waveguide Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.39, No.8, pp.1307-1312, Aug. 1991.

- [13]. J.-F.Liang, X.-P.Liang, K.A.Zaki and A.E.Atia, "Dual-Mode Dielectric or Air-Filled Rectangular Waveguide Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.42, No.7, pp.1330-1336, July 1994.
- [14]. M.Guglielmi, P.Jarry, E.Kerhervé, O.Roquebrun and D.Schmitt, "A New Family of All-Inductive Dual-Mode Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp.1764-1769, October 2001.
- [15]. M.Guglielmi, O.Roquebrun, P.Jarry, E.Kerhervé, M.Capurso, M.Piloni, "Low-Cost Dual-mode Asymmetric Filters in Rectangular Waveguide," *Proceedings of the IEEE International Microwave Symposium*, Vol.3, pp.1787-1790, May 2001.
- [16]. O.Roquebrun, P.Jarry, E.Kerhervé et M.Guglielmi, "Filtres Micro-ondes en Ligne Possédant des Zéros de Transmission – Circuit Equivalent Distribué," *11^{èmes} Journées Nationales Microondes, Arcachon*, Mai 1999.
- [17]. A.E.Atia and A.E.Williams, "New Type of Bandpass Filters for Satellites Transponders," *COMSAT Technical Review*, Vol.1, No.1, pp.21-43, 1971.
- [18]. W.-C.Tang and S.K.Chaudhuri, "A True Elliptic-Function Filter Using Triple-Mode Degenerate Cavities," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.32, No.11, pp.1449-1454, November 1984.
- [19]. G.Lastoria, G.Gerini, M.Guglielmi and F.Emma, "CAD of triple-mode cavities in rectangular waveguide," *1998 Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.8, No.10, pp. 339-341, October 1998.
- [20]. R.R.Bonetti and A.E.Williams, "Application of Dual TM Modes to Triple- and Quadruple-Mode Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.35, No.12, pp.1143-1149, Dec. 1987.
- [21]. L.Sheng-Li and L.Wei-Gan, "A Five Mode Single Spherical Cavity Microwave Filter," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.92, No.2, pp. 909-912, 1992.
- [22]. R.R.Bonetti and A.E.Williams, "A Hexa-Mode Bandpass Filter," *1990 MTT-S International Microwave Symposium Digest 90.1*, Vol.1, pp.207-210.
- [23]. Y.C.M.Lim, R.F.Mostafavi and D.Mirshekar-Syahkal, "Small Filters Based on Slotted Cylindrical Ring Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.49, No.12, pp.2369-2375, December 2001.
- [24]. A.Enokihara, H.Nanba, T.Nakamura, T.Ishizaki and T.Uwano, "26 GHz TM_{110} Mode Dielectric Resonator Filter and Duplexer With high-Q Performance and Compact Configuration," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.3, pp.1781-1784, 2002.
- [25]. S.B.Cohn, "Microwave Bandpass Filters Containing High-Q Dielectric Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.6, No.4, pp. 218-227, April 1968.

- [26]. S.W.Chen, K.A.Zaki, A.E.Atia, "A Single Iris 8-Pole Dual Mode Dielectric Resonator Filter," *19th European Microwave Conference*, pp.513-518, Sept. 1989.
- [27]. S.W.Chen and K.A.Zaki, "A Novel Coupling Method for Dual-Mode Dielectric Resonators and Waveguide Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.38, No.12, pp.1885-1893, Dec. 1990.
- [28]. T.Nishikawa, K.Wakino, K.Tsunoda and Y.Ishikawa, "Dielectric High-Power Bandpass Filter Using Quarter-Cut TE/sub 01delta/ Image Resonator for Cellular Base Stations," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.35, No.12, pp.1150-1155, December 1987.
- [29]. S.Moraud, S.Verdeyme, P.Guillon, Y.Latouche, S.Vigneron and B.Theron, "A New Dielectric Loaded Cavity for High Power Microwave Filtering," *1996 MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.96, No.2, pp.615-618, 1996.
- [30]. Y.Tajima and Y.Sawayama, "Design and Analysis of a Waveguide-Sandwich Microwave Filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.22, No.9, pp.839-841, September 1974.
- [31]. Y.Konishi and K.Uenakada, "The Design of a Bandpass Filter with Inductive Strip-Planar Circuit Mounted in Waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.22, No.10, pp.869-873, October 1974.
- [32]. Y.C.Shih, T.Itoh and L.Q.Bui, "Computer-Aided Design of Millimeter-Wave E-Plane Filters," *1982 MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.82, No.1, pp.471-473, 1982.
- [33]. J.Bornemann, "Selectivity-Improved E-Plane Filter for Millimeter-Wave Applications," *Electronic Letters*, Vol.27, No.21, October 1991.
- [34]. A.F.Sheta, K.Hettak, J.P.Coupez, C.Person, S.Toutain and J.P. Blot, "A New Semi Lumped Microwave Filter Structure," *1995 MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp.383-386, 1995.
- [35]. S.B.Cohn, "Design Considerations for High-power Microwave Filters." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.01, No.7, pp.154-162, January 1959.
- [36]. S.B.Cohn, "Parallel-Coupled Transmission Line Resonator Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.6, No.2, pp.223-231, April 1958.
- [37]. E.G.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, No.11, pp.719-728, November 1972.
- [38]. G.L.Matthaei, N.O.Fenzi, R.J.Forse and S.M.Rohlfing, "Hairpin-Comb Filters for HTS and Other Narrow-Band Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.45, No.8, August 1997.

- [39]. G.L.Matthaei, "Interdigital Band-Pass Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.10, No.6, pp.479-491, November 1962.
- [40]. R.J.Wenzel, "Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Band-Pass Structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.13, No.5, pp.559-575, September 1965.
- [41]. G.L.Matthaei, "Comb-Line Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth," *Microwave Journal*, Vol. 6, pp.82-91, August 1963.
- [42]. G.Torregrosa-Penalva, G.Lopez-Risueno, J.I.Alonso, "A Simple Method to Design Wideband Electronically Tunable Combline Filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.50, No.1, pp.172-177, January 2002.
- [43]. J.R.Lee, J.H.Cho and S.W.Yun, "New Compact Bandpass Filter Using Microstrip $\lambda/4$ Resonators with Open Stub Inverter," *Microwave and Guided Wave Letters*, pp.526-527, December 2000.
- [44]. J.S.Hong and M.J.Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.44, No. 12, pp.2099-2109, December 1996.
- [45]. J.S.Hong and M.J.Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," Wiley Editions, 2001.
- [46]. J.S.Hong and M.J.Lancaster, "Microstrip Cross-Coupled Trisection Bandpass Filters with Asymmetric Frequency Characteristics," *IEE Proceedings on Microwave Antenna Propagation*, Vol.46, No.1, February 1999.
- [47]. J.A.Curtis and S.J.Fiedziuszko, "Miniature Dual Mode Microstrip Filters," *MTT-International Microwave Symposium Digest 91.2*, Vol.2, pp.443-446, 1991.
- [48]. A.Cassinese, M.Barra, G.Panariello and R.Vaglio, "Multi-stage Dual-Mode Cross-Slotted Superconducting Filters for Telecommunication Application," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.1, pp.491-494, 2001
- [49]. L.Roselli, L.Lucchini, P.Mezzanotte, "Novel Compact Narrow-band Microstrip Dual-mode Resonator Filters for 3G Telecommunication Systems," www.taconic-add.com/pdf/technicalarticles--bandpassfilter.pdf.
- [50]. E.O.Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," *Proceedings of the European Microwave Conference*, Hamburg, Germany, pp.268-272, 1975.
- [51]. W.Heinrich, A.Jentsch and G. Baumann, "Millimeter-Wave Characteristics of Flip-Chip Interconnects for Multi-Chip Modules," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.46, No.2, pp.2264-2268, October 1998.
- [52]. http://www.vtt.fi/ele/research/ope/pdf/lahti_integrated_millimeter_wave_filters.pdf

- [53]. R.Kaunisto, P.Alinikula, K.Stadius and V.Porra, "A Low Power HBT MMIC Filter based On Tunable Active Inductors," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.7, No.8, pp.209-211, August 1997.
- [54]. G.L.Matthaei and G.L.Hey-Shipton, "Concerning the Use of High-Temperature Superconductivity in Planar Microwave Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.42, No.7, pp.1287-1294, July 1994.
- [55]. C.Iascaux, F.Rouchaud, V.Madrangas, M.Aubourg, P.Guillon, "Planar Ka-Band High Temperature Superconducting Filters For Space Applications," *International Microwave Symposium Digest 01.1*, Vol.1, pp.487-490, 2001.
- [56]. R.E.Collin and F.J.Zucker, "Antenna Theory," *McGraw-Hill Editions*, 1969.
- [57]. F.R.Yang, R.Coccioli, Y.Qian and T.Itoh, "Analysis and Application of Coupled Microstrips on Periodically Patterned Ground Plane," *2000 MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.3, pp.1529-1532, 2000.
- [58]. P.V.Wright, "A Review of SAW Resonator Filter Technology," *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp.29-39, 1992.
- [59]. K.M.Lakin, "Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters," *Proceedings of the IEEE Frequency Control Symposium and PDA Exhibition*, pp.8-14, May 2002.
- [60]. A.Shirakawa, J.M.Pharm, P.Jarry, E.Kerherve, "Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters Synthesis Methodology," *35th European Microwave Conference, EuMC 2005*, Paris, France, October 3-7 2005, pp.459-462.
- [61]. N.I.Dib, WP.Harokopus, P.B.Katehi, C.C.Ling and G.M.Rebeiz, "Study of a Novel Planar Transmission Line," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.2, pp.623-626, 1991.
- [62]. C.Y.Chi and G.M.Rebeiz, "A Low-Loss 20 GHz Micromachined Bandpass Filter," *International Microwave Symposium Digest 95.3*, Vol.3, pp.1531-1534, 1995.
- [63]. T.J.Ellis and G.M.Rebeiz, "MM-Wave Tapered Slot Antennas on Micromachined Photonic Bandgap Dielectrics," *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.2, pp.1157-1160, 1996.
- [64]. H.E.Brenner, "Use a Computer to Design Suspended Substrate ICs," *Microwaves Journal*, pp.38-45, September 1968.
- [65]. E.Yamashita and K.Atsumi, "Strip Line with Rectangular Outer Conductor and Three Dielectric Layers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.18, No.5, pp.238-244, May 1970.
- [66]. W.Schwab, F.Boegelsack and W.Menzel, "Multilayer Suspended Stripline and Coplanar Line Filters," *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp.1403-1407, July 1994.

- [67]. C.Collado, J.Pozo, J.Mateu and J.M.O'Callaghan, "Compact Duplexer with Dual Loop Resonators," *35th European Microwave Conference*, Paris, France, October 3-7 2005, pp.109-112, 2005.
- [68]. C.Y.Tsai and J.T.Kuo, "A New Miniaturized Dual-Mode Loop Filter using Coupled Compact Miniaturized Hairpin Resonators," *Proceedings of the Asia Pacific Microwave Conference, APMC 2004*, New Delhi-India, December 15-18, 2004.
- [69]. K.K.Sun and K.W.Tam, "A Novel Compact Dual-Mode Bandpass Filter with Meander Open-Loop Arms," *2004 MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Fort Worth-Texas USA, pp.1479-1482, 2004.

Chapitre 2

- [70]. G.L.Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures," *Artech House*, 1985.
- [71]. R.J.Cameron, "Fast Generation of Chebyshev Filter Prototypes with Asymmetrically Prescribed Transmission Zeros," *ESA Journal*, Vol.6, pp.83-95, 1982.
- [72]. R.J.Cameron, "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions," *IEEE-Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No.4, pp.433-442, April 1999.
- [73]. L.Franti and G.Paganuzzi, "Odd-Degree Pseudo-elliptic Phase-Equalized Filter with Asymmetric Band-Pass Behavior," *European Microwave Conference*, Amsterdam-The Netherlands, pp.111-116, September 1981.
- [74]. C.Guichaoua, P.Jarry et C.Boschet, "Approximation, Synthèse et Réalisation de Filtres Microondes à Réponses Pseudo-Elliptiques Dissymétriques," *Note Technique n° 124 du CNES*, DCAF02583, pp.188-192, 1990.
- [75]. D.Lo Hine Tong, "Méthodes d'Analyse des Structures Multicouches-Multiconducteurs. Applications au Filtrage Microonde en Microruban Suspendu," Thèse de Doctorat, Université de Brest, 1989.
- [76]. J.D.Rhodes, "Dual-Mode Realizations for Asymmetric Filter Characteristics," *ESA Journal*, Vol. 6, pp.339-356, 1982.
- [77]. S.A.Mohamed and L.F.Lind, "Construction of Lowpass Filter Transfer Functions having Prescribed Phase and Amplitude Characteristics," *IEEE Colloquium Digest-Microwave Filters*, pp 8/1-5, January 1982.
- [78]. O.Roquebrun, P.Jarry, E.Kerhervé et M. Guglielmi, "Filtres en Ligne avec des Zéros de Transmission," *Rapport final du marché réf. XRM/069.97/MG*, Avril 1998.

- [79]. E.Hanna, P.Jarry, E.Kerhervé and JM.Pham, "General Prototype Network Method for Suspended Substrate Microwave Filters with Asymmetrical Prescribed Transmission Zeros-Synthesis and Realization," *Proceedings of Mediterranean Microwave Symposium (MMS'2004)*, June 2004, Marseille, France.
- [80]. D.S.G.Chambers and J.D.Rhodes, "A Low-Pass Prototype Network Allowing the Placing of Integrated Poles at Real frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.31, No.1, pp.40-45, January 1983.
- [81]. J.D.Rhodes and S.A.Alseayab, "The Generalized Chebyshev Low-Pass Prototype Filter," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Vol. 8, pp.113-125, 1980.
- [82]. R.M.Kurzrok, "General Three-Resonator Filters in Waveguide," *IEEE-Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.14, No.11, pp.46-47, January 1966.
- [83]. J.S.Hong and M.J.Lancaster, "Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.48, No.1, pp.1098-1107, July 2000.
- [84]. L.G.Maloratsky, "Reviewing the basics of suspended striplines," *Microwave Journal*, October 2002.
- [85]. J.E.Dean, "Suspended Substrate Stripline Filters for ESM Applications," *IEE proceedings*, Vol.132, No.4, pp.257-266, July 1985.
- [86]. J.D.Rhodes, "Suspended Substrate Provides Alternative to Coax," *MSN Journal*, pp.134-143, August 1979.
- [87]. J.Smith "The Even and Odd Mode Capacitance Parameters for Coupled Lines in Suspended Substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.19, No.5, pp.424-431, May 1971.
- [88]. P.Bhartia. and P.Pramanick, "Computer-Aided Design Models for Broadside-Coupled Striplines and Millimeter-Wave Suspended Substrate Microstrip Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.36, No.11, pp.1476-1481, November 1988.
- [89]. R.Tomar, Y.Antar and P.Bhartia, "CAD of Suspended Substrate Microstrips-An Overview," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Volume 15, Issue 1, pp.44-55, January 2005.
- [90]. L.Jingshun, "Computer-Aided Design of Elliptic Function Suspended Substrate Filters," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology-ICMMT*, Beijing, China, pp.917-920, 1998
- [91]. E.Yamashita and K.Atsuki, "Strip Line with Rectangular Outer Conductor and Three Dielectric Layers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.18, No.5, pp.238-244, May 1970.

- [92]. Y.Wang, K.Gu and Y.Shu, "Analysis Equations for Shielded Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside-Coupled Structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.2, pp.693-696, 1987.
- [93]. Y.Wang, K.Gu and Y.Shu, "Synthesis Equations for Shielded Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside-Coupled Structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.4, pp.452-455, 1988.
- [94]. Y.Wang, K.Gu and Y.Shu, "Analysis and Synthesis Equations for Edge-Coupled Suspended Substrate Microstrip Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.3, pp.1123-1126, 1989.
- [95]. E.Yamashita, K.Atsumi and M.Nakajima, "Analysis Method for Generalized Suspended Striplines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.34, No.12, pp.261-264, December 1986.
- [96]. A.Lehtuvuori and L.Costa, "Model for Shielded Suspended Substrate Microstrip line," *Helsinki University of Technology, Dept. Of Electrical and Communications Engineering, Circuit Theory Laboratory* (<http://www.aplac.hut.fi/publications/ct-38/ct-38.pdf>) Rapport Interne-1998.
- [97]. M.Nakajima and E.Yamashita, "Characterization of Coupled Asymmetric Suspended Striplines having Three Thick-Strip Conductors and Side-Wall Grooves," *IEEE International microwave Symposium Digest*, Vol.2, pp.719-722, 1989.
- [98]. I.P.Polichronakis and S.S.Kouris, "Higher Order Modes in Suspended Substrate Microstrip Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.41, No.8, pp.1449-1454, August 1993.
- [99]. R.Kumar, "Design Model for broadside-Coupled Suspended Substrate Stripline for Microwave and Millimeter-Wave Applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.42, Issue 4, pp.328-331, August 2004.
- [100]. R.Schwindt and C.Nguyen, "Analysis of Three Multilayer Parallel-Coupled Lines," *IEEE-Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.42, pp.1429-1434, July 1994.
- [101]. L.Zhu and E.Yamashita, "Full-Wave boundary Integral Equation Method for Suspended Planar Transmission Lines with Pedestals and Finite Metallization Thickness," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.41, No.3, pp.478-483, March 1993.
- [102]. C.Amrani, M.Drissi, V.F.Hanna and J.Citerne, "Theoretical and Experimental Investigation of Some General Suspended Substrate Discontinuities," *IEEE International Microwave Symposium*, Vol.1, pp.409-412, 1992.
- [103]. L.K.Wu and H.M.Chang, "Analysis of Dispersion and Series Gap Discontinuity in Shielded Suspended Striplines with Substrate Mounting Grooves," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.40, No.2, pp.279-284, February 1992.

-
- [104]. R.Sabry and S.K.Chaudhuri, "Analysis of Suspended Stripline Discontinuities using Full-Wave Spectral Domain Approach," *IEEE International Microwave Symposium*, Chicago, Illinois, July 18-25, pp.2288-2291, July 1992.
- [105]. Y.S.Xu and Y.Wang, "Analysis of Discontinuities of Microstrip and Suspended Substrate Lines," *IEEE International Microwave Symposium Digest*, Vol.1, pp.413-416, 1992.
- [106]. A.Biswas and V.K.Tripathi, "Modeling of Asymmetric and Offset Gaps in Shielded Microstrip and Slotline," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.38, No.6, pp.818-822, June 1990
- [107]. A.Rong, "Transmission Characteristics of Suspended Stripline with Finite Metallization Thickness and Substrate Supporting Grooves," *Electronics Letters* Vol.26, pp.431-432, 1990.
- [108]. H.Mizuno, C.Verver, R.Douville and M.G.Stubbs, "Propagation in Broadside-Coupled Suspended-Substrate Stripline in E-plane," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-33, No.10, pp.946-950, October 1985.
- [109]. S.B.Cohn and G.D.Osterhues, "A More Accurate Model of the TE₁₀ Type Waveguide Mode in Suspended Substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.30, No.3, pp.293-294, March 1982.
- [110]. R.S.Tomar and P.Bhartia, "Modeling the Dispersion in a Suspended Microstrip Line," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.2, pp.713-715, 1987.
- [111]. F.E.Gardiol, "Wave propagation in a Rectangular Waveguide Loaded with an H-Plane Dielectric Slab," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp.56-57, January 1969.
- [112]. I.P.Polichronakis and S.S.Kouris, "Computation of the Dispersion Characteristics of a Shielded Suspended Substrate Microstrip Line," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.40, No.3, pp.581-584, August 1992.
- [113]. F.E.Gardiol, "Careful MIC Design Prevents Waveguide Mode," *Microwaves Journal*, pp.188-191, May 1977.
- [114]. D.Rubin and A.R.Hislop, "Millimeter-Wave Coupled Line Filters-Design Techniques for Suspended Substrate and Microstrip," *Microwave Journal*, Vol.23, No.10, pp.67-78, October 1980.
- [115]. C.I.Mobbs and J.D.Rhodes, "A Generalized Chebyshev Suspended Substrate Stripline Bandpass Filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.31, No.5, pp.397-402, May 1983.
- [116]. S.A.Alseiyab, "A Novel Class of Generalized Chebyshev Low-pass Prototype for Suspended Substrate Stripline Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.30, No.9, pp.1341-1347, September 1982.

-
- [117]. J.D.Rhodes, "Suspended Substrate Filters and Multiplexers," *16th European Microwave Conference*, pp.8-18, 8-12th September 1986, Dublin, 1986.
- [118]. W.Schwab, W.Menzel and F.Boegelsack, "Multilayer Suspended Stripline and Coplanar Line Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.42, No.7, pp.1403-1407, July 1994.
- [119]. W.Menzel and W.Schwab, "Compact Bandpass Filters With Improved Stop-Band Characteristics Using Planar Multilayer Structures," *IEEE International microwave Symposium Digest*, Vol.3, pp.1207-1209, 1992.
- [120]. R.M.Dougherty, "Mm-Wave Filter Design with Suspended Stripline," *Microwave Journal*, pp.75-84, July 1986.
- [121]. V.Kotchetygov and S.H.H.Lim, "Suspended Substrate Stripline Filter Design with Hybrid EM Simulation Tools," *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference*, pp.1191-1194, Dec.2000.
- [122]. A.Hislop and D.Rubin, "Suspended Substrate Ka-Band Multiplexer," *Microwave Journal*, pp.73-76, June 1981.
- [123]. M.Miyazaki, Y.Isota, N.Takeuchi and O.Ishida, "An Asymmetrical Suspended Stripline Directional Coupler," *Electronics and Communications in Japan*, Part 2, Vol.81, Issue.12, pp.58-63, January 1999.
- [124]. J.E.Dean and J.D Rhodes, "Design of MIC Broadband Contiguous Multiplexers," *Proceedings of the 9th European microwave Conference*, pp.407-411, 1979.
- [125]. A.Brown and G.M.Rebeiz, "A Varactor Tuned RF Filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.48, No.7, pp.1157-1160, July 2000.
- [126]. Y.C.Chiang, C.K.C.Tzuang and S.Su, "Design of a Three-Dimensional Gap-Coupled Suspended Substrate Stripline Bandpass Filter," *IEE Proceedings-H*, Vol.139, No.4, pp.376-384, August 1992.
- [127]. D.F.Argollo, H.Abdalla and A.J.M.Soures, "Method of Lines Applied to broadside Suspended Stripline Coupler Design," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.31, No.3, pp.1634-1636, May 1995.
- [128]. W.Menzel and F.Bogelsack, "Folded Stubs for Compact Suspended Stripline Circuits," *IEEE MTT-S Digest*, pp.593-596, 1993.
- [129]. W.Menzel, "A Novel Miniature Suspended Stripline Filter," *Proceedings of the 33rd European Microwave Conference*, Munich, pp.1047-1050, 2003.
- [130]. S.Uysal and L.Lee, "Ku-Band Double-Sided Suspended Substrate Microstrip Coupled-Line Bandpass Filter," *Electronics Letters*, Vol.35, No.13, pp.1088-1090, June 1999.
- [131]. R.Tahim, G.Hayashibara and K.Chang, "Design and performance of W-Band Broad-Band Integrated Circuit Mixers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.31, No.3, pp.277-283, March 1983.
-

- [132]. E.Yamashita, K.Atzuki, B.Wang and K.R.Li, "Effects of Side-Wall Grooves on Transmission Characteristics of Suspended Striplines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.33, No.12, pp.1323-1328, December 1985.
- [133]. J.C.Goswani and M.Sachidananda, "Cylindrical Cavity-Backed Suspended Stripline Antenna-Theory and Experiment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.41, No.8, pp.1155-1160, August 1993.
- [134]. X.Jinxiong, "Suspended Stripline and Ka Band Integrated Mixer," *Asia Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, Shanghai-China, May 2000.
- [135]. S.K.Koul, R.Khanna and B.Bhat, "Characteristics of Single and Coupled Rectangular Resonator in Suspended Substrate Stripline," *Electronic Letters*, Vol.22, No.7, pp.376-378, March 1986.
- [136]. C.Cho and K.C.Gupta, "Design methodology for Multilayer Coupled Line Filters," *IEEE International Microwave Symposium Digest*, Vol.2, pp.785-788, 1997.

Chapitre 3

- [137]. B.Mandelbrot, "The Fractal Geometry of Nature," W.H.Freeman, 1982.
- [138]. B.Mandelbrot, "Fractals: Form, Chance and Dimension," W.H.Freeman, 1977.
- [139]. H.N.Kritikos and D.L.Jaggard, "Recent Advances in Electromagnetic Theory," Springer-Verlag Editions, 1990.
- [140]. J.Levy-Vehel, E.Lutton and C.Tricot, "Fractals in Engineering," Springer Editions 1997.
- [141]. D.H.Werner, R.Mitra, "Frontiers in Electromagnetics," *IEEE Press Series on Microwave Technology and RF*, Wiley-IEEE Press, November 1999.
- [142]. M.W.Takeda, S.Kirihara, Y.Miyamoto, K.Sakuda and K.Honda, "Localization of Electromagnetic Waves in Three-Dimensional Fractal Cavities," *Physical Review Letters*, Vol.92, No.9, March 2004.
- [143]. Y.Hobiki, K.Yakubo and T.Nakayama, "Spectral Characteristics in Resonators with Fractal Boundaries," *Physical Review Letters*, Vol.54, No.2 August 1996.
- [144]. J.M.Rius, J.M.Gonzalez, J.Romeu and A.Cardama, "Conclusions and Results of the FractalComs Project: Exploring the Limits of Fractal Electrodynamics for the Future Telecommunication Technologies," www.tsc.upc.es/fractalcoms.
- [145]. "Fractal Miniaturization in RF and Microwave Networks," www.fractus.com.

-
- [146]. D.H.Werner, P.L.Werner and A.J.Ferraro, "Frequency Independent Features of Self-Similar Antennas," *IEEE Antennas and propagation Society*, Vol.3, pp.2050-2053, July 1996.
- [147]. C.Puente, J.Romeu, R.Pous and X.Garcia and F.benitez, "Fractal Multiband Antenna based on the Sierpinski Gasket," *Electronic Letters*, Vol.32, pp.1-2, January 1996.
- [148]. C.Puente, J.Romeu, R.Pous and A.Cardama, "On the Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, Vol.46, No.4, pp.517-524, April 1998.
- [149]. R.Breden and R.J.Langley, "Printed Fractal Antennas," *IEEE National Conference on Antennas and Propagation*, April 1999.
- [150]. J.Chang, S.jung and S.Lee, "Triangular Fractal Antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.27, No.1, pp.41-46, October 2000.
- [151]. V.Crnojevic-Bengin and D.Budimir, "Novel Compact Resonators with Multiple 2-D Hilbert Fractal Curves," *Proceedings of the 35th European Microwave Conference*, pp.205-207, Paris 2005.
- [152]. V.Crnojevic-Bengin and D.Budimir, "End-Coupled Microstrip Resonator with Multiple Square Sierpinski Fractal Curves," *Proceedings of the Conference for Electronics, Telecommunications, Computers, Automation and Nuclear Engineering 2005*.
- [153]. V.Crnojevic-Bengin and D.Budimir, "Novel 3-D Hilbert Microstrip Resonators," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.46, No.3, pp.195-197, August 2005.
- [154]. P.Pribetich, Y.Combet, G.Giraud and P.Lepage, "Quasifractal Planar Microstrip Resonators for Microwave Circuits," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.21, No.6, pp.433-436, June 1999.
- [155]. F.Frezza, L.Pajewski, G.Schettini, "Fractal Two-Dimensional Electromagnetic Band-Gap Structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.52, No.1, pp.220-223, January 2004.
- [156]. K.Siakavara, "Novel Microwave microstrip Filters Using Photonic Bandgap Ground Plane with Fractal Periodic Pattern," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.43, No.4, pp.273-276, November 2004.
- [157]. M.Barra, C.Collado, J.Mateu and J.M.O'Callaghan, "Hilbert Fractal Curves for HTS miniaturized Filters," *Proceedings of the International Microwave Symposium*, pp.123-127, Fort Worth-Texas, USA, 2004.
- [158]. A.Prigobbo, M.barra, A.Cassinese and M.Cirillo, "Superconducting Resonators for Telecommunication Application Based on Fractal Layout," *Superconductor Science and Technology*, Vol.17, pp.427-431, 2004.

- [159]. P.Vincent, J.Culver and S.Eason, "Meandered Line microstrip Filter with Suppression of Harmonic Passband Response," *IEEE International Microwave Symposium Digest*, Vol.3, No.1, pp.1905-1908, 2003.
- [160]. I.K.Kim, N.Kingsley and M.Morton, "Fractal-Shape 40 GHz Microstrip Bandpass Filter on Hi-Resistivity Si for Suppression of the 2nd Harmonic," *Proceedings of the 35th European microwave Conference-Paris*, pp.825-828, 2005.
- [161]. Md.N.Mollah and N.C.Karmakar, "Pure harmonic Suppression of a Bandpass Filter Using Binomially Distributed Photonic Bandgap Structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.44, No.2, pp.194-196, January 2005.
- [162]. J.T.Kuo and M.Jiang, "Enhanced Microstrip Filter Design With a Uniform Dielectric Overlay for Suppressing the Second Harmonic Responses," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.14, No.9, pp.419-421, September 2004.
- [163]. B.S.Kim, J.W.Lee and M.S.Song, "Modified microstrip Filters Improving the Suppression performance of harmonic Signals," *IEEE MTT-S Digest*, pp.539-542, 2003.
- [164]. T.Lopetegi, M.A.G.Laso, J.Hernandez and M.Guglielmi, "New Microstrip Wiggly-Line Filters with Spurious Passband Suppression," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.49, No.9, pp.1593-1598, September 2001.
- [165]. J.T.Kuo, S.p.Chen and M.jiang, "Parallel-Coupled Microstrip Filters with Over-Coupled End Stages for Suppression of Spurious Responses," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.13, No.10, pp.440-442, October 2003.
- [166]. C.Quendo, E.Rius, C.Person and M.Ney, "Integration of Optimized Low-Pass Filters in Band-Pass Filters for Out-of-Band Improvement," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.49, No.12, pp.2376-2383, December 2001.
- [167]. M.Guglielmi, "Microstrip Ring Resonator Dual-Mode Filters," *Workshop on Microwave Filters for Space Applications*, ESA/ESTEC, June 1990.

Annexe 2

- [168]. A.R.Brown, P.Blondy and G.M.Rebeiz, "Microwave and Millimeter-Wave High-Q Micromachined Resonators," *International Journal for RF and Microwave Computed Aided Engineering*, Vol.9, pp.326-337, July 1999.

Communications et Publications

- [1]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "Cross-Coupled Suspended Stripline Trisection Bandpass Filters with Open-Loop Resonators", *International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC2005*, Brasilia, Brazil, July 2005.
- [2]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "Etude de résonateurs planaires fractals et application à la synthèse de filtres microondes en substrat suspendu", *14èmes Journées Nationales Microondes (JNM2005)*, Nantes, France, 11-13 Mai 2005, no 7A4, Abstract p.134.
- [3]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "Novel compact suspended substrate stripline trisection filters in the Ku band", *2005 Mediterranean Microwave Symposium (MMS2005)*, Athens, Greece, September 6-8, 2005, pp. 146-149.
- [4]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "Suspended substrate stripline cross-coupled trisection filters with asymmetrical frequency characteristics", *35th European Microwave Conference, EuMC 2005*, Paris, France, 4-6 June 2005.
- [5]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "General Prototype Network Method for Suspended Substrate Microwave Filters with Asymmetrical Prescribed Transmission Zeros-Synthesis and Realization", *Mediterranean Microwave Symposium (MMS'2004)*, Marseille, France, June 1-3, 2004, Abstract p.40.
- [6]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "General prototype network with cross coupling synthesis method for microwave filters – Application to suspended substrate strip line filters", *ESA - CNES International Workshop on Microwave Filters*, Toulouse, France, September 13-15 2004.
- [7]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, D. LO HINE TONG, "Synthesis and design of a suspended substrate Capacitive- Gap parallel Coupled-line (CGCL) bandpass filter with one transmission zero", *10th IEEE International Conference on Electronics Circuits & Systems (ICECS2003)*, University of Sharjah (UAE), December 14-17, 2003, pp. 547-550.
- [8]. SHIRAKAWA, JM. PHAM, P. JARRY, E. KERHERVE, E. HANNA, "Ladder-type FBAR Filter Synthesis Methodology", XIX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, DCIS2004, ISBN 2-9522971-0-X, Bordeaux, France, November 24-26 2004, pp.519-523.
- [9]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "A design Approach For Capacitive Gap parallel-Coupled Line Filters and Fractal Filters with the suspended Substrate Technology" *Microwave Filters and Amplifiers 2005*, published by Research Signpost, India, 2005, P.Jarry.
- [10]. E. HANNA, P. JARRY, E. KERHERVE, JM. PHAM, "Miniaturization of Dual-Mode Resonators by Fractal Iteration for Suppression of Second Harmonic" Submitted to *International Journal for RF and Microwave Computed Aided Engineering*.

