

THESE

présentée à

l'Université de Bretagne Occidentale

U.F.R. Sciences et Techniques de Brest

pour obtenir le grade de

DOCTEUR EN ELECTRONIQUE

par

Yann CLAVET

Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications

Soutenue le 30 novembre 2006 devant la Commission d'Examen composée de :

Président :

Jean-Luc GAUTIER, *Professeur à l'ENSEA, ECIME-EA 4*

Rapporteurs :

Dominique BAILLARGEAT, *Professeur à l'Université de Limoges, XLIM-UMR CNRS 6172*

Eric KERHERVE, *Professeur à l'ENSEIRB-Université de Bordeaux 1, IXL-UMR CNRS 5818*

Examineurs :

Christian PERSON, *Professeur à l'ENST Bretagne, LEST-UMR CNRS 6165*

Eric RIUS, *Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO), LEST-UMR CNRS 6165*

Jean-François FAVENNEC, *Maître de Conférences à l'ENIB, LEST-UMR CNRS 6165*

Invités :

Francesc COROMINA, *Ingénieur à l'Agence spatiale européenne (ESA), ESTEC-Noordwijk (Pays-Bas)*

Christophe LAPORTE, *Ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), Toulouse*

Marc LE ROY, *Maître de Conférences à l'UBO, LEST-UMR CNRS 6165*

Pascal MORONI, *Ingénieur à Alcatel Alenia Space, Toulouse*

Cédric QUENDO, *Ingénieur de Recherche à l'UBO, LEST-UMR CNRS 6165*

Christine ZANCHI, *Ingénieur au CNES, Toulouse*

Recherches effectuées au **Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications (LEST)**

- U.B.O. : 6, avenue Le Gorgeu, CS 93837, 29238 BREST Cedex 3

- ENSTBr : Technopôle Brest-Iroise, CS 83818, 29238 BREST Cedex 3



Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications (LEST – UMRS CNRS n°6165) commun à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) et à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENST Br).

Je remercie vivement Monsieur Jean-Luc GAUTIER, Professeur à l'ENSEA, d'avoir accepté la présidence du jury et pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, et Monsieur Eric KERHERVE, Professeur à l'ENSEIRB, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger ce travail.

Je remercie aussi chaleureusement Monsieur Marc LE ROY, Maître de conférences à l'UBO et Monsieur Francesc COROMINA, Ingénieur à l'Agence spatiale européenne, pour leur participation au jury.

J'exprime toute ma gratitude à l'équipe qui a assuré l'encadrement scientifique et avec laquelle j'ai pris un réel plaisir à travailler :

Merci à Monsieur Christian PERSON, Professeur à l'ENST Br, d'avoir accepté de diriger cette thèse, ainsi que pour ses remarques judicieuses.

Merci à Monsieur Eric RIUS, Professeur à l'UBO, de m'avoir fait confiance et permis de faire cette thèse. Son enthousiasme communicatif, son investissement, sa bonne humeur, sa compétence et ses avis éclairés ont été les éléments moteurs de cette thèse.

Merci à Monsieur Jean-François FAVENNEC, Maître de Conférences à l'ENIB avec qui j'ai commencé l'aventure en DEA. Sa rigueur scientifique, ses explications didactiques et son soutien m'ont été très précieux.

Merci à Monsieur Cédric QUENDO, Ingénieur de recherche à l'UBO, pour l'aide qu'il m'a apportée. Sa disponibilité, ses conseils et ses encouragements sont pour beaucoup dans les résultats présentés dans ce mémoire.

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre d'une bourse de recherche du Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), dans la thématique « technologie des systèmes orbitaux », cofinancée à la fois par le CNES, Alcatel Alenia Space et le LEST. Je tiens ici à remercier ces différents organismes pour leur soutien scientifique et financier. Surtout, j'assume de mon entière reconnaissance les « tuteurs de Toulouse », Madame Christine ZANCHI, Monsieur Christophe LAPORTE, Ingénieurs au CNES, et Monsieur Pascal MORONI, Ingénieur à Alcatel Alenia Space, pour leur soutien, la liberté qu'ils m'ont laissée dans l'accomplissement de cette thèse, les échanges très enrichissants que nous avons eus, leur sympathie. Je les remercie sincèrement de leur présence parmi ce jury. J'associe à ces remerciements Messieurs Jean-Louis CAZAUX et Jean-Christophe CAYROU, du « service études avancées » à Alcatel Alenia Space, pour leur soutien.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Stéphane BILA, chargé de recherches CNRS à XLIM, pour ses conseils avisés sur la partie matricielle.

Je suis, bien évidemment, très reconnaissant envers les techniciens de l'ENST Br qui ont mené à bien la réalisation et les mesures sous pointes des circuits, à savoir Messieurs Guy CHUITON, Raymond JEZEQUEL, et en particulier Bernard DELLA pour son abnégation et sa gentillesse. Merci également à Monsieur François GIZARD, technicien au CNES, pour les mesures en température.

Un merci spécial à mon « collègue », Alexandre MANCHEC avec qui il s'est noué au fil de cette thèse une collaboration constructive et amicale. J'en profite pour faire un clin d'œil à Gaëtan PRIGENT et Erwan FOURN, les anciens de l'équipe filtrage partis filtrer sous d'autres horizons. Je souhaite bon courage à Benjamin POTELON et Juan-Carlos BOHORQUEZ REYES qui attaquent la dernière ligne droite, et une bonne continuation à Adonis BIKINI qui a la tâche de poursuivre ce travail pour des applications en plus hautes fréquences.

Plus généralement, je remercie les nombreux thésards du laboratoire que j'ai eu plaisir à côtoyer dans une ambiance conviviale, parfois taquine.

Je ne saurais oublier les membres permanents du laboratoire, qui m'ont aidé à leur manière, soit directement, soit simplement en me manifestant de la sympathie tels, Paul LAURENT, André PERENNEC, Pascale BREHONNET, Thierry LE GOUGUEC, Noël TANGUY, Gérard TANNE, Fabrice HURET, Denis LE BERRE, Pierre-Marie MARTIN, Philippe ROSTAING, Roland GAUTIER, Koffi-Clément YAO, Philippe TALBOT, Patrick QUEFFELEC. Mes remerciements vont également à Yvonne LE GOFF pour son aide précieuse dans le traitement des aspects logistiques et administratifs tout au long de cette thèse. Merci aussi à Alain ESCABASSE, Thérèse HAURAY, Bernadette GRISART pour leur disponibilité et à Marie-Paule FRIOCOURT pour les corrections des articles en anglais.

Un grand merci aux personnes qui ont égayé mes soirées et mes week-ends. Je commencerai par le trio de choc paré à toutes les aventures, avec lequel de franches rigolades sont toujours partagées : la p'tite Nanaïg, le Ch'ti Nono et le grand Joe Ze Red (le roi de la blague fougèraise). Je n'oublie pas Jeff le fonzy belge alias Monseigneur de l'Étang, Mélanie, Yves, Baptman (vive Tchak'man, son alter ego !), Rrrroulio dit Mister K, Méméd le bachelor, Mihaï, Blaise le Monsieur Superluminal, Vincent, Wilfrid et des anciens de l'enib : Fred (sacré Taz !!!), Ronan, Nico LN et Nico LM. En outre, j'ai une pensée particulière pour Florence.

Enfin, je remercie ma famille et plus particulièrement mes parents et grands-parents qui m'ont encouragé et apporté tout leur soutien.

A ma famille

Table des matières

Introduction générale	1
BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION.....	6
Chapitre I Contexte général de l'étude	7
I.1 INTRODUCTION.....	9
I.2 LES SATELLITES ARTIFICIELS	10
I.2.1 Les gammes de satellites.....	10
I.2.2 Les satellites de télécommunications.....	11
I.2.2.1 Un bref historique	11
I.2.2.2 Les domaines d'utilisation	12
I.2.2.3 Les bandes de fréquences utilisées	13
I.2.3 L'architecture d'un satellite	15
I.2.3.1 La plate-forme.....	15
I.2.3.2 La charge utile	15
I.2.3.3 Fonctionnement des satellites de télécommunications.....	16
I.2.4 Les contraintes environnementales sur les satellites.....	17
I.3 BESOINS TECHNOLOGIQUES ACTUELS ET FUTURS DU SECTEUR SPATIAL.....	18
I.3.1 L'évolution des satellites	18
I.3.2 Le spatial : un marché particulier	18
I.3.3 Les tendances actuelles et futures.....	19
I.4 PRINCIPE GENERAL DU FILTRAGE HYPERFREQUENCE	20
I.4.1 Définitions	20
I.4.2 Résumé de la méthode de conception.....	22
I.4.2.1 Recherche d'une fonction d'approximation répondant aux critères du cahier des charges	22
I.4.2.2 Recherche d'un schéma en éléments localisés permettant de satisfaire la fonction de transfert objectif.....	24
I.4.2.3 Réalisation de la fonction de filtrage dans le domaine hyperfréquence	24

I.5	DESCRIPTION DE DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE FILTRES PASSIFS	24
I.5.1	Technologie volumique	25
I.5.2	Technologies planaires	26
I.5.2.1	<i>La technologie microruban.....</i>	26
I.5.2.2	<i>La technologie coplanaire</i>	27
I.5.2.3	<i>La technologie membrane.....</i>	28
I.5.2.4	<i>La technologie supraconductrice à haute température critique HTS.....</i>	29
I.5.3	Technologie planaire multicouche.....	29
I.5.3.1	<i>La technologie multicouche développée au LEST.....</i>	30
I.5.3.2	<i>La technologie LTCC.....</i>	31
I.5.4	Technologies à ondes acoustiques de surface et de substrat (SAW et BAW).....	32
I.6	QUALIFICATION SPATIALE D’UNE TECHNOLOGIE.....	33
I.7	CONCLUSION	35
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I.....	36

Chapitre II Etude et réalisation de filtres passe-bande DBR en technologie multicouche 2,5D (en bande C) 41

II.1	INTRODUCTION	43
II.1.1	Présentation des spécifications du filtre étudié	43
II.1.2	Problématique et objectif de l’étude.....	45
II.2	RECHERCHE D’UNE TOPOLOGIE PLANAIRE ADEQUATE	46
II.2.1	Topologies classiques.....	46
II.2.1.1	<i>Topologie de filtre à bande moyenne et large</i>	46
II.2.1.2	<i>Topologie de filtre à bande étroite</i>	47
II.2.1.3	<i>Nécessité d’améliorer la réjection.....</i>	48
II.2.2	Topologie particulière : le DBR	49
II.2.2.1	<i>Principe du résonateur DBR</i>	49
II.2.2.2	<i>Propriétés d’un filtre DBR</i>	50
II.2.3	Propositions de solutions en technologie planaire.....	52
II.2.3.1	<i>Solution à base de résonateurs surdimensionnés</i>	52
II.2.3.2	<i>Solution à base d’une gamme d’impédances étendue.....</i>	54

II.3	LA FILIERE « COUCHES EPAISSES » MULTICOUCHES-MULTITECHNOLOGIES	55
II.3.1	Technologie d'intégration utilisée : le 2,5D.....	55
II.3.2	Description de la structure « couches épaisses » multicouche	56
II.4	LES MOYENS DE CONCEPTION DE FILTRES HYPERFREQUENCES	58
II.5	DEMARCHE DE CONCEPTION DE FILTRES MULTICOUCHES.....	61
II.5.1	Synthèse du filtre en lignes de transmissions idéales	61
II.5.2	Synthèse du filtre en lignes physiques.....	62
II.5.2.1	Tronçons TFMS :.....	62
II.5.2.2	Tronçons 3D-CPW :.....	62
II.5.2.3	Elimination des remontées parasites	64
II.5.3	Simulation électromagnétique	69
II.6	FILTRES REALISES	70
II.6.1	Version classique.....	71
II.6.2	Miniaturisation	73
II.6.2.1	Version semi-repliée.....	73
II.6.2.2	Version repliée.....	73
II.6.2.3	Bilan	74
II.6.3	Mesures en température.....	75
II.7	CONCLUSION.....	76
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II.....	78

Chapitre III Etude et réalisation de filtres multicouches à boucles ouvertes **81**

III.1	INTRODUCTION	83
III.2	DESCRIPTION DE LA METHODE DE CONCEPTION.....	83
III.2.1	Synthèse du filtre en éléments localisés	83
III.2.1.1	Calcul des éléments du réseau passe-bas généralisé	83
III.2.1.2	Détermination de la matrice de couplage idéale normalisée	84
III.2.1.3	Détermination de la matrice de couplage idéale dénormalisée passe-bande.....	85
III.2.2	Synthèse d'un filtre d'ordre 4.....	86
III.2.3	Synthèse physique du filtre	88
III.2.3.1	Choix de la topologie du résonateur et dimensionnement.....	89
III.2.3.2	Détermination de la position des systèmes d'excitation	90
III.2.3.3	Détermination des distances inter-résonateurs	92
III.2.3.4	Bilan	96

III.3	ETUDE D’UN FILTRE D’ORDRE 4 QUASI-ELLIPTIQUE EN BANDE C.....	96
III.3.1	Une solution aux limites du microruban : la technologie multicouche.	98
III.3.1.1	<i>Couplage de proximité multicouche</i>	99
III.3.1.2	<i>Couplage avec plot métallique flottant</i>	102
III.3.2	Etude des plots métalliques flottants	102
III.3.2.1	<i>Couplage de type électrique avec plots métalliques flottants</i>	102
III.3.2.2	<i>Couplage de type magnétique avec plots métalliques flottants</i>	106
III.4	REALISATION ET RESULTATS EXPERIMENTAUX	108
III.4.1	Application du principe des plots métalliques flottants sur des filtres d’ordre 2	108
III.4.1.1	<i>Réalisation d’un couplage électrique classique et avec plots métalliques flottants</i>	108
III.4.1.2	<i>Réalisation d’un couplage magnétique classique et avec plots métalliques flottants</i>	110
III.4.2	Conception d’un filtre d’ordre 4 en bande C.....	111
III.4.2.1	<i>Résultats expérimentaux</i>	113
III.4.2.2	<i>Influence de la hauteur de capot sur la réponse du filtre :</i>	114
III.4.3	Conception de filtres d’ordre 3.....	115
III.4.3.1	<i>Filtre d’ordre 3 avec zéro de transmission en basse fréquence</i>	115
III.4.3.2	<i>Filtre d’ordre 3 avec zéros de transmission HF</i>	117
III.4.3.3	<i>Filtre d’ordre 3 replié</i>	117
III.5	CONCLUSION.....	118
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III	120

Chapitre IV Exploitation des couplages de proximité apparaissant dans les topologies de filtres à stubs 125

IV.1	INTRODUCTION	127
IV.2	INFLUENCE DES COUPLAGES DANS LA TOPOLOGIE DBR.....	128
IV.3	ANALYSE MATRICIELLE DU FILTRE DBR	129
IV.3.1	Détermination de la matrice de répartition [S] du filtre	129
IV.3.2	Représentation quasi-équivalente du filtre DBR.....	130
IV.3.3	Détermination de la matrice nodale	131
IV.3.4	Couplage inter-résonateur	133
IV.3.5	Couplage inter-stub	135
IV.3.6	Réalisation physique des couplages positifs et négatifs.....	140

IV.4 PRESENTATION DE LA METHODE DE CONCEPTION DE FILTRES DBR A COUPLAGES CROISES	141
IV.4.1 Synthèse et analyse électrique d'un réseau DBR	142
IV.4.2 Optimisation du réseau DBR	143
IV.4.3 Description mathématique simplifiée du couplage	143
IV.5 MISE EN APPLICATION DE LA METHODE	144
IV.5.1 Filtre DBR symétrique d'ordre 4 avec création d'un couplage unique.....	144
IV.5.1.1 <i>Présentation</i>	144
IV.5.1.2 <i>Analyse</i>	146
IV.5.1.3 <i>Résultats</i>	147
IV.5.2 Filtre DBR symétrique d'ordre 3 avec création de deux couplages de signe opposé	149
IV.5.2.1 <i>Présentation</i>	149
IV.5.2.2 <i>Analyse</i>	150
IV.5.2.3 <i>Résultats</i>	153
IV.5.3 Filtre DBR d'ordre 4 multiniveau 3D	155
IV.5.3.1 <i>Présentation</i>	155
IV.5.3.2 <i>Analyse</i>	155
IV.5.3.3 <i>Résultats</i>	157
IV.6 CONCLUSION.....	159
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV.....	161
 Conclusion générale et perspectives	 163
<hr/>	
Annexes	167
<hr/>	
Annexe A La technologie multicouche développée au LEST.....	169
Annexe B Formules de synthèse d'un filtre passe-bande DBR.....	174
Annexe C Matrice nodale du filtre DBR.....	175
 Liste des travaux	 181
<hr/>	

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Réduire la distance et mettre en place une transmission rapide de l'information à l'aide de signaux visuels, sonores ou autres sont des objectifs pour lesquels l'homme a toujours rivalisé d'ingéniosité. Le télégraphe électrique puis le téléphone ont donné une impulsion très forte au développement des télécommunications modernes, accélérant ainsi la circulation de l'information et permettant l'émergence d'une communication mondiale. S'affranchir des câbles entre émetteurs et récepteurs est vite apparu comme une nécessité, et les nombreux travaux sur les ondes électromagnétiques à la fin du 19^{ème} siècle vont montrer que l'information peut être véhiculée dans la matière ou dans le vide à des vitesses de l'ordre de la lumière. Cela ouvre la voie aux futures découvertes en radiotélégraphie, en radiotéléphonie puis, plus tard, en radiodiffusion. La conquête spatiale initiée dans les années 1960 constitue la dernière grande avancée dans le domaine des télécommunications longues distances. Les satellites de télécommunications, parce qu'ils sont susceptibles de permettre au plus grand nombre, moyennant des interfaces terrestres adaptées, d'accéder à l'information et la communication, sont des éléments clés et incontournables des télécommunications modernes.

Lors de ces dix dernières années, nous avons assisté à l'explosion des communications sans fil et des services multimédias (télévision, Internet...) offerts par les systèmes de satellites de télécommunications. Pour faire face à l'ampleur des besoins du marché, l'évolution des technologies est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en satisfaisant aux contraintes de poids, d'encombrement, de consommation de puissance et de coût. L'amélioration des charges utiles des satellites de télécommunications reste encore, à l'heure actuelle, un enjeu majeur.

Les filtres hyperfréquences présents dans les charges utiles représentent une proportion importante tant en poids qu'en volume des équipements embarqués. En effet, les contraintes extrêmement sévères imposées par les systémiers¹ (en termes de sélectivité, de pertes, de réjection, de platitude, d'atténuation des remontées parasites...) conduisent encore aujourd'hui les concepteurs à s'orienter vers des solutions de type guide d'ondes. Il en découle des limitations fortes du point de vue encombrement et du point de vue coût, et ce, malgré les possibilités nouvelles en terme de synthèse apportées par les outils de modélisation moderne (électromagnétique et circuit). Si la suppression des solutions volumiques n'est pas encore à l'ordre du jour pour la partie émission qui requiert des niveaux de puissance importants, il n'en va pas de même pour la partie réception des signaux. Les progrès accomplis au niveau des matériaux et des techniques de métallisation laissent cependant

¹ Le terme **système** recouvre l'entité ou les entités en charge de la conception, du développement et du maintien en opération du système spatial qui comprend : l'engin spatial (fusée, satellite, sonde,...), les infrastructures, l'environnement, les interfaces avec le monde extérieur.

entrevoir des perspectives nouvelles à partir de technologies d'intégration plaquées de type microruban, résolvant de manière simultanée les préoccupations d'encombrement et de coût. Nombre de verrous technologiques restent encore à franchir pour généraliser ces filières dans les équipements spatiaux. Les contraintes imposées au niveau des filtres, très fortes et antagonistes par nature, ne sont en effet pas accessibles à partir de topologies classiques microrubans (filtres à base de lignes couplées microrubans par exemple). La définition de topologies alternatives devient donc une nécessité. En ce sens, une topologie originale a été développée au L.E.S.T. Elle consiste en une structure au comportement dual (DBR : Dual Behavior Resonator) qui permet un contrôle séparé de la bande passante et des bandes atténuées [i.1]-[i.4]. La topologie DBR a été utilisée avec succès sur un substrat microruban pour répondre, entre autre, aux spécifications drastiques d'un filtre équipant un récepteur en bande C [i.5]-[i.7]. Le filtre réalisé présente des performances stables en température avec un encombrement considéré comme « acceptable ». Ce dernier point doit être encore amélioré mais la technologie microruban semble atteindre ses limites.

Dans ce cadre, ce travail de thèse vise à évaluer l'apport de filières technologiques de type multicouche. Ces dernières, par le haut niveau de flexibilité qui les caractérise, peuvent être adaptées au contexte spatial et apporter des solutions aux problématiques mentionnées précédemment. Atteindre ce but nécessite une maîtrise parfaite des techniques de synthèse, mais aussi de simulation, ainsi qu'une adéquation pertinente entre les topologies filtrantes retenues, la configuration technologique et les spécifications à satisfaire.

Le mémoire de thèse s'articule en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la présentation des satellites et du contexte spatial en général. Après avoir décrit les différents constituants d'un satellite, nous détaillons les principaux besoins technologiques pour la charge utile, notamment en terme de filtrage. Nous aborderons ensuite ce thème en nous intéressant aux différentes technologies de réalisation susceptibles d'être utilisées dans le spatial. La miniaturisation étant un souci majeur des dispositifs embarqués, une approche de type multicouche apparaît comme une solution très intéressante. L'utilisation de la troisième dimension pour la réalisation de dispositifs offre de réels avantages et permet de s'affranchir de certaines limitations intrinsèques aux filières planaires classiques (*e.g.* gamme d'impédance caractéristique, gamme de couplage).

Le deuxième chapitre concerne la conception et la réalisation de filtres passe-bande multicouches à forte réjection pour un récepteur en bande C d'un satellite de télécommunications. A partir de spécifications définies conjointement par le CNES et Alcatel Alenia Space, nous débutons par une brève présentation des principales topologies de filtres passe-bande et des principales solutions possibles. Nous présentons alors plus spécifiquement la filière multicouche multitechnologie choisie et

développée au LEST. Caractérisée par différents niveaux de conducteurs et de diélectriques superposés, elle peut être utilisée en configurations de type microruban et/ou de type coplanaire. L'objectif est de montrer les potentialités pour le secteur spatial d'une technologie multicouche pour la réalisation de structures passives. A cet effet, nous décrivons l'association d'une topologie de filtre DBR à une technologie multicouche offrant une large gamme d'impédance caractéristique. Par ailleurs, nous proposons une méthode alternative combinant une analyse circuit et électromagnétique pour pallier les difficultés de traitement de structures 2,5D.

La topologie DBR est une structure à zéros de transmission, lesquels sont essentiellement liés à des longueurs de stubs. Un autre moyen pour réaliser des zéros de transmission est l'utilisation de topologies exploitant les couplages entre résonateurs non adjacents. Mais, pour réaliser des filtres de bandes passantes moyenne à large, des niveaux de couplage importants sont nécessaires, ce que ne peuvent réaliser efficacement les technologies planaires classiques. Pour répondre à ce problème, nous nous intéressons dans **le troisième chapitre** à une autre propriété intéressante de la technologie multicouche à savoir sa capacité à élargir de façon significative la gamme de couplage. Notre objectif a été ensuite de développer des structures multi-niveaux faisant apparaître des couplages intéressants entre résonateurs non-adjacents. Les aspects flexibilité et miniaturisation ont guidé notre étude dans cette partie.

Dans ce travail, nous avons défini deux axes principaux de recherche avec pour objectif final de les faire converger. Le premier axe concernait le filtrage multicouche, traité dans les chapitres précédents, et le second l'exploitation des couplages de proximité apparaissant dans les topologies de filtres plaqués à base de stubs. Classiquement, les couplages de proximité ne sont pas pris en compte lors de la synthèse de filtres à stubs or ceux-ci peuvent permettre d'améliorer la réponse du filtre. Compte tenu des nombreux avantages de la topologie DBR, nous avons utilisé cette structure. Toutefois, elle n'est pas conventionnelle et ses particularités rendent difficile son exploitation sous une forme matricielle classique (*e.g.* matrice de couplage). Dans la première partie du **quatrième chapitre**, nous nous sommes attachés à poser les bases d'une méthode matricielle intégrant les couplages dès la synthèse. Pour valider la démarche de conception proposée, nous avons ensuite réalisé deux filtres microrubans. Afin d'ouvrir de nouvelles perspectives pour répondre aux besoins de miniaturisation et de performances accrues des dispositifs, nous avons développé ensuite un filtre multi-niveaux avec une liaison intercouche. Cette structure 3D utilise des couplages maîtrisés entre stubs non adjacents séparés par une couche diélectrique. Cette dernière réalisation permet de bien mettre en évidence l'apport de la technologie multicouche par rapport à la technologie microruban.

Bibliographie de l'introduction

- [i.1] **C. Quendo**
"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées"
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, novembre 2001.
- [i.2] **C. Quendo, E. Rius, C. Person**
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, p. 734-743, mars 2003.
- [i.3] **C. Quendo, E. Rius, C. Person**
"Narrow bandpass filters using Dual Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-length stubs"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, p.1034-1044, mars 2004.
- [i.4] **P. Rizzi**
"Microwave engineering, passive circuits"
New Jersey : Prentice Hall, p. 466-468, 1988.
- [i.5] **E. Rius, C. Quendo, C. Person, A. Carlier, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"High rejection C-band planar band-pass filter for a spatial application"
Proc. 33rd European Microwave Conference, vol. 3, p. 1055-1058, octobre 2003.
- [i.6] **E. Rius, C. Quendo, Y.Clavet, A. Manchec, C. Person, J.F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"Miniaturized high-rejection C-band planar band-pass filter for a spatial application"
International Workshop on Microwave Filters, CNES/ESA - Toulouse, septembre 2004.
- [i.7] **E. Rius**
"Etude d'un filtre planaire miniature en bande C"
Rapport final de contrat de prestation de service n°A 80 256, LEST UMR CNRS n°6165/ Alcatel Space, décembre 2004.

CHAPITRE I

Contexte général de l'étude

I.1 Introduction

Dans un contexte concurrentiel fort, les industries du secteur spatial doivent répondre à des enjeux économiques et technologiques considérables. En effet, il s'agit de sélectionner parmi des systèmes variés aptes à remplir une même fonction, le mieux adapté techniquement et économiquement.

Les réductions de masse et de coût des charges utiles des satellites de télécommunications constituent un enjeu capital. La forte intégration des équipements électroniques est particulièrement recherchée. Dans les récepteurs en bande C, les filtres en technologie volumique, guides d'ondes et filtres mécaniques sont largement plébiscités pour leurs excellentes performances électriques malgré leur encombrement et coût importants. Toutefois, les progrès incessants sur les autres éléments des chaînes de réception, et notamment sur les circuits actifs, permettent de relâcher quelque peu les contraintes sur d'autres éléments, en particulier sur les filtres, et ainsi d'envisager de substituer aux solutions volumiques des solutions planaires. Le pas à franchir est important, mais la plus value apportée l'est aussi, car on peut envisager tout ou partie des récepteurs au sein des modules macrohybrides¹ dans lesquels les problèmes de connectique sont très simplifiés. Dans ce cadre, Alcatel Alenia Space et le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) à Toulouse recherchent inlassablement des solutions moins contraignantes afin de proposer à terme, une alternative intéressante au filtrage mécanique ou volumique. L'objectif du travail de recherche présenté dans ce mémoire s'articule sur cette problématique de la conception de solution de filtrage miniature et à hautes performances en versions planaire, ou quasi planaire, à base de technologies multicouches.

La première partie de ce chapitre débute par une présentation globale du domaine des satellites artificiels avant de rentrer au cœur même de « l'engin spatial ». Après une brève description des différentes fonctions qui le composent, nous nous intéressons à l'évolution du secteur spatial et aux besoins technologiques actuels et futurs, auxquels les nouvelles générations de satellites de télécommunications devront répondre, afin de satisfaire aux impératifs dictés par la mondialisation croissante des échanges d'information. Nous intéressant plus particulièrement au domaine du filtrage hyperfréquence, nous définissons les grands principes et les principales technologies de réalisation utilisables.

¹ **Macrohybride** (concept développé par Alcatel Alenia Space pour les équipements de télécommunications). Il s'agit d'un boîtier en Kovar à un seul niveau de packaging regroupant les divers MMIC (circuits intégrés micro-ondes monolithiques), les circuits RF en alumine ainsi que les alimentations DC (alimentations en courant continu). Ce boîtier peut supporter tous les connecteurs indispensables (RF et DC).

I.2 Les satellites artificiels

L'ère spatiale débute le 4 octobre 1957 avec le placement sur orbite de Spoutnik 1 par l'Union Soviétique. Sphère d'aluminium de 58 cm de diamètre pour une masse de 84 kg, ce premier satellite artificiel avait pour objectif de fournir des renseignements sur la haute atmosphère. Equipé de deux émetteurs et de quatre antennes, Spoutnik-1 amorça avec ses fameux « bip-bip » l'essor des applications spatiales :

- observation de la Terre,
- transmission de télécommunications,
- aide à la localisation et à la navigation...

I.2.1 Les gammes de satellites

Les satellites artificiels peuvent être classés suivant différents critères (la mission, le type d'orbite, le coût, la taille, *etc.*). La classification par la masse est très utilisée car elle exprime un rapport direct au coût du lancement (placer sur orbite basse une masse d'un kilo coûte environ 11 000 €). Le Tableau I-1 illustre la répartition de sept catégories de satellites en fonction de leur masse, allant du plus lourd au plus léger [I.1]. La dénomination des petits satellites couvre généralement les engins ayant une masse inférieure à 500 kg.

Type de satellite		Masse sur orbite (Kg)	Coût de réalisation (lancement non compris)
Grand satellite		> 1000	> 150 millions €
Satellite de taille moyenne		de 500 à 1000	de 50 à 150 millions €
Petits satellites	Minisatellite	de 100 à 500	de 10 à 50 millions €
	Microsatellite	de 10 à 100	de 3 à 10 millions €
	Nanosatellite	de 1 à 10	de 300 000 à 3 millions €
	Picosatellite	< 1	< 300 000 €
	Femtosatellite	< 0,1	

Tableau I-1 : Différents types de satellites.

En mai 2006, le lanceur européen Ariane 5 a mis sur orbite deux satellites de télécommunications totalisant à eux deux une masse de 8,2 tonnes (les satellites mexicain Satmex-6 et thaïlandais-Thaicom-5). Cette masse cumulée est la plus importante jamais mise sur orbite géostationnaire (à 36 000 km, altitude où les satellites apparaissent « fixes » à un observateur terrestre). Alors que ces satellites deviennent de plus en plus gros, de nouvelles générations de satellites de petite taille sont également développées [I.2]-[I.3].

Les nouveaux petits satellites sont conçus et construits suivant deux principes : d'une part, un temps de conception et de construction permettant un lancement plus facile et une mise en service plus rapide, et d'autre part, un coût de revient plus faible. Ces satellites sont destinés pour des projets à budgets financiers de petite échelle. Ils peuvent être une réponse aux besoins de clients désireux d'avoir accès à l'espace sans avoir à payer le prix des grands systèmes.

En outre, les microsatellites et les satellites de plus petite taille constituent aussi un moyen intéressant de réaliser des missions scientifiques, technologiques ou d'application à coût limité avant de s'engager dans de grandes missions plus onéreuses. Ils permettent de procéder sans risque excessif à la démonstration, au test et au contrôle de nouveaux services, de nouvelles technologies, de nouvelles méthodes de conception et de management de projets.

Actuellement, on dénombre environ 1 500 satellites tournant autour de la Terre. Parmi ceux-ci, on distingue une grande majorité de satellites de télécommunications. En effet, les télécommunications représentent le premier secteur d'application du spatial car elles sont la seule activité spatiale commercialement rentable. Comme l'indique le graphique de la Figure I-1, la plupart des satellites est placée sur l'orbite géostationnaire [I.4]. Toutefois, certains cas comme les liaisons avec les téléphones mobiles nécessitent plutôt des orbites basses (moins de 1500 km) ou moyennes (à 10 000 km).

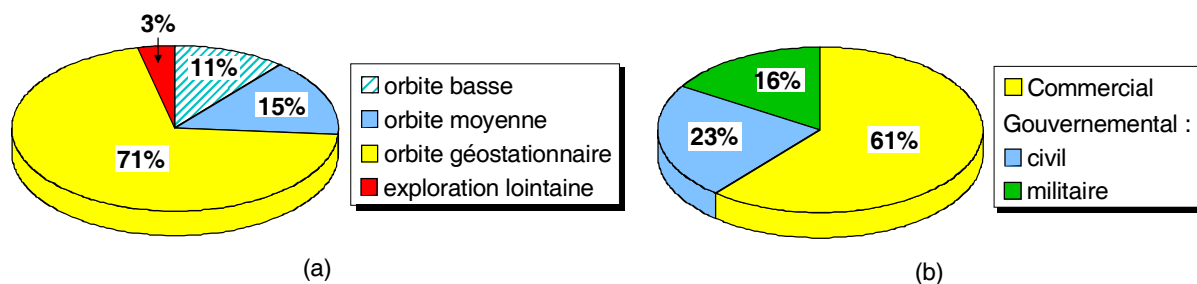


Figure I-1 : Répartitions du marché des lancements (2000-2009) :
(a) par type d'orbite, (b) par type d'opérateur [I.4].

I.2.2 Les satellites de télécommunications

Les communications sans fil de tout type ont connu un essor croissant depuis une cinquantaine d'années. Toutes sortes de médias ont fait leur apparition, de la radio au téléphone portable en passant par la télévision et l'Internet. Cependant, c'est le besoin toujours accru de communiquer sur des distances de plus en plus importantes qui a donné naissance aux satellites de télécommunications.

I.2.2.1 Un bref historique

1960 fut l'année du lancement, par les Etats-Unis, du premier satellite de télécommunications Echo 1. Il concrétisait une idée exprimée dans un article publié en 1945 par Arthur C. Clarke, un

écrivain de science-fiction (auteur du célèbre *2001, l'odyssée de l'espace*), à savoir que les satellites pourraient servir de relais aux transmissions des communications sans câble.

Les premiers satellites de télécommunications, conçus pour fonctionner en mode passif, se contentaient de réfléchir les signaux émis par les stations terrestres dans toutes les directions. Ces signaux pouvaient donc être reçus dans n'importe quelle partie du monde, mais leur capacité² était limitée car il était nécessaire de disposer d'émetteurs puissants et de grandes antennes paraboliques au sol. Par la suite, les satellites évoluèrent vers des systèmes actifs équipés de leur propre équipement d'émission et de réception. Le premier d'entre eux, TELSTAR 1, fut lancé par les Etats-Unis en 1962. Il enregistrerait les messages reçus lors de son passage au-dessus d'une station terrestre et les retransmettait lors de son passage au-dessus d'une autre station terrestre.

En 1965, Early Bird (INTELSAT 1) est devenu le premier satellite de télécommunications commercial. Il a permis la première transmission transatlantique d'images télévisées entre la France (Pleumeur-Bodou dans les Côtes d'Armor) et les Etats-Unis (Andover dans le Maine, Nord-Est).

Depuis, les télécommunications par satellites jouent un rôle important dans le développement des réseaux de télécommunications. En effet, ils permettent de surmonter quelques unes des limites des solutions terrestres, par exemple le coût d'installation dans les zones à faible densité de population, les longs délais de déploiement....

1.2.2.2 Les domaines d'utilisation

Le domaine des satellites de télécommunications est très vaste. On convient de les classer selon le type de service qu'ils rendent :

- *le service de communication avec les mobiles (MSS : Mobile Satellite Service)* pour les avions, les bateaux, les véhicules terrestres et les personnes. Exemple: le système de communications INMARSAT (INternational MARitime SATellite), le système américain de positionnement par satellite GPS (Global Positioning System) et bientôt le système européen Galiléo.
- *le service fixe par satellite (FSS : Fixed Satellite Service)* pour la téléphonie fixe, la transmission de données et la télévision point à point. Exemples : les satellites Intelsat pour les réseaux mondiaux ou Télécom pour le réseau français...
- *la radiodiffusion directe par satellite (BSS : Broadcast Service Satellite)* pour la télévision directe et la radiodiffusion sonore. Exemples : TDF pour la France, ASTRA en Europe.
- *la transmission de données à haut débit* (Internet, applications multimédia, télé-médecine...).
- *les télécommunications militaires.*

² **Capacité** : partie de la bande passante et de la puissance du satellite qui est utilisée pour établir un ou plusieurs canaux de communication.

I.2.2.3 Les bandes de fréquences utilisées

Le satellite assure les communications à distance en relayant des signaux par ondes radio. Une bande de fréquence est attribuée en fonction du type d'application : on parle alors d'allocation des ressources du spectre. En effet, le spectre radio est découpé en plusieurs zones appelées bandes de fréquences (Figure I-2). Chaque bande présente des caractéristiques propres, notamment de propagation, qui lui confèrent une valeur « intrinsèque » très variable. La croissance continue des besoins en fréquences, liée au développement des applications mobiles, conduit à raréfier la ressource spectrale [I.5]. Dans ce cadre, l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) a pour rôle de régler les problèmes de télécommunications sur le plan international et notamment la répartition et l'utilisation des fréquences [I.6].

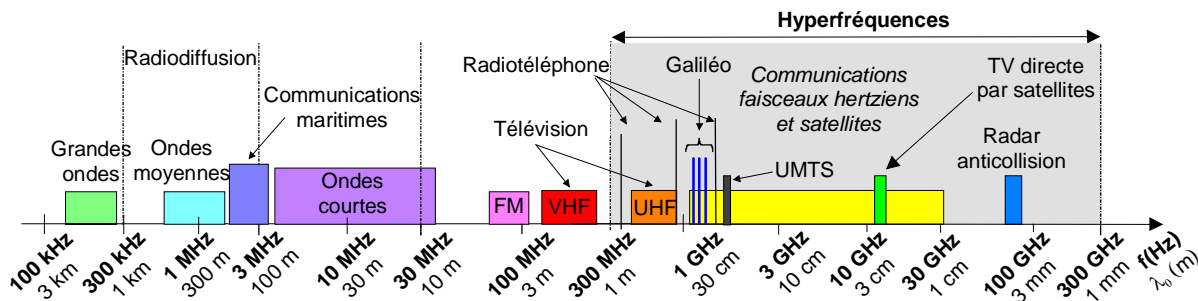


Figure I-2 : Gestion et distribution du spectre.

Dans le Tableau I-2, nous rappelons les principales bandes de fréquence utilisées pour les communications par satellites. Ces dernières exploitent des bandes de fréquence situées au-delà du gigahertz. Au-dessous, les ondes électromagnétiques ne parviennent pas à pénétrer dans la zone de diffusion ionosphérique et leur transport est gêné par le bruit industriel, les parasites atmosphériques et des phénomènes de diffraction autour de la Terre.

Nom des bandes	Plages de fréquence (GHz)		Application principale
	Liaison montante	Liaison descendante	
Bande L	1,626 – 1,660	1,525 – 1,559	MSS
Bande S	2,665 – 2,69	2,5 – 2,655	MSS (UMTS)
Bande C	5,725 – 7,075	3,4 – 4,2 4,5 – 4,8	FSS
Bande X	7,900 – 8,4	7,250 – 7,75	FSS militaire
Bande Ku	12,750 – 13,250 14,000 – 14,800 17,300 – 18,100	10,700 – 12,750	FSS, BSS
Bande Ka	27,5 – 31	18,100 – 21,2	FSS haut débit

Tableau I-2 : Répartition et usage des fréquences pour les communications par satellites.

La liaison montante ou *uplink* désigne le trajet parcouru par le signal entre une station située sur Terre et un satellite (Figure I-3). La liaison descendante ou *downlink* correspond à la liaison de communication dans le trajet inverse, c'est-à-dire du satellite vers la Terre. Les plages de fréquences des deux liaisons sont différentes afin d'éviter les interférences. Les signaux captés par le satellite sont généralement réémis sur une fréquence plus basse car il est plus facile, à bord, d'émettre à une fréquence plus faible. Le changement de fréquence entre les antennes de réception et d'émission est assuré par des appareils appelés répéteurs ou transpondeurs.

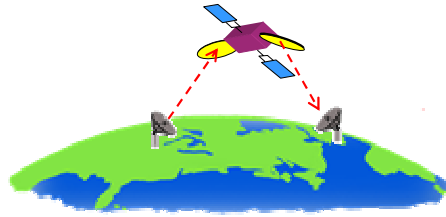


Figure I-3. Comme un miroir dans le ciel.

La Figure I-4 présente les prévisions d'utilisation des bandes de fréquence dans les années à venir [I.7]. La tendance est à une diminution sensible des besoins dans la bande Ku mais à une augmentation très significative dans la bande Ka, la bande la moins saturée à ce jour.

Dans ce mémoire, notre domaine d'étude est consacré uniquement à la bande C, la bande dite de "compromis". Considérée un moment comme obsolète, l'utilisation de cette bande reste pourtant stable. En effet, le remplacement des satellites en fin de vie, l'arrivée des applications de télévision par satellites a conduit à un regain d'intérêt pour la bande C. L'UIT a alors augmenté la largeur des bandes passantes disponibles pour les activités commerciales de 500 MHz à presque 800 MHz. La bande C souffre d'une légère atténuation par la pluie. Cet inconvénient reste encore très acceptable par rapport aux bandes Ku et Ka beaucoup plus sensibles sur ce point, mais qui présentent des capacités beaucoup plus importantes. Les pays asiatiques, affectés notamment par la mousson, préfèrent la bande C. C'est pourquoi, certains concepteurs prévoient le déploiement de systèmes mixtes où les bandes moins sensibles (C ou S) viennent au secours des utilisateurs en cas de dégradation du signal.

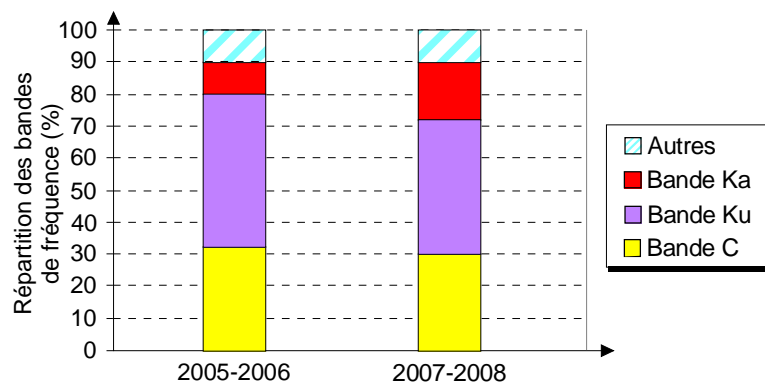


Figure I-4 : Prévisions d'utilisation des bandes de fréquences dans les satellites de télécommunications.

I.2.3 L'architecture d'un satellite

Un satellite est essentiellement constitué de deux éléments : une plateforme de service (*service module*) comportant tout ce qui est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement des instruments pendant la durée de vie prévue et une charge utile (*payload*) constituée par les instruments liés aux objectifs de la mission [I.7][I.9].

I.2.3.1 La plate-forme

La plate-forme assure des fonctions sans rapport direct avec la mission première du satellite mais lui permet de vivre dans l'espace sans intervention extérieure. Parmi les services fournis par une plate-forme, nous pouvons citer :

- assurer l'interface avec le lanceur,
- isoler et contrôler thermiquement les parties sensibles du satellite,
- contrôler l'altitude et la position,
- générer l'énergie d'alimentation (via les panneaux solaires), la stocker (dans des batteries) et la distribuer,
- assurer les liaisons avec le sol pour le suivi (télémesures), le contrôle (télécommande) et la localisation par les responsables du projet.

I.2.3.2 La charge utile

Par opposition à la plate-forme, la charge utile désigne quand à elle la partie d'un satellite qui lui permet de remplir la mission pour laquelle il a été conçu. Elle a pour rôle d'échanger avec le sol (par voie radioélectrique) les informations spécifiques de la mission (télétection, météorologie, télécommunication). Elle représente environ 30 % de la masse totale du satellite.

Remarque : dans les satellites de télécommunication géostationnaires utilisant la propulsion chimique pour réajuster leur trajectoire, à peu près 50 % de leur masse est constituée par le carburant (les ergols).

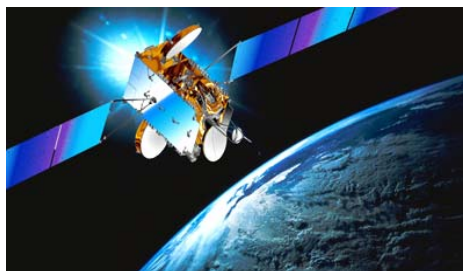


Figure I-5 : Satellite HOT BIRD™ 7A (Alcatel Alenia Space ©).

1.2.3.3 Fonctionnement des satellites de télécommunications

En fonction du contenu de la charge utile, nous pouvons avoir affaire à deux types de satellites :

- Les satellites dits « transparents » qui n'interviennent pas sur le contenu de l'information véhiculée par les signaux.
- Les satellites dit « régénératifs » dans lesquels des systèmes de traitement des informations sont ajoutés pour améliorer les bilans de liaison du système de transmission, c'est-à-dire, la qualité des signaux échangés. Les signaux sont démodulés et traités numériquement à bord du satellite dans un processeur, avant d'être remodulés pour leur réémission. Le satellite n'est alors plus un simple miroir dans le ciel mais un véritable nœud de communication.

Le schéma général de la Figure I-6 présente un synoptique d'une charge utile d'un satellite de télécommunications.

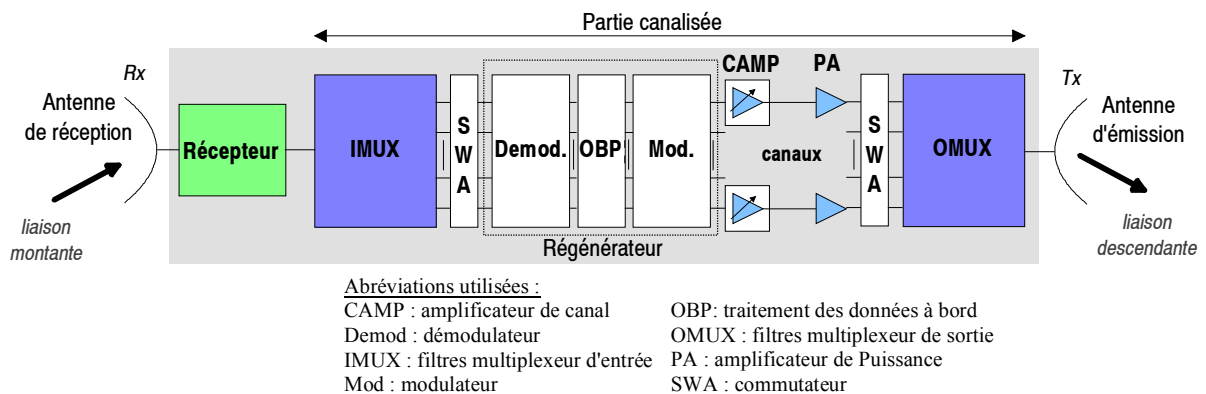


Figure I-6 : Synoptique simplifié d'une charge utile de satellite de télécommunications.

Les rôles des principaux éléments constituant la charge utile d'un satellite « transparent » sont détaillés dans le Tableau I-3.

Elément	Fonction
Antenne de réception	Capter les signaux transmis par une station terrestre (le niveau de puissance du signal reçu est de l'ordre de 100 pW à 1 nW)
Récepteur	<ul style="list-style-type: none"> • Sélectionner les signaux utiles • Amplifier les signaux reçus en limitant le bruit et la distorsion • Réaliser une transposition en fréquence des signaux
Partie canalisée constituée de : <ul style="list-style-type: none"> • IMUX (démultiplexeur d'entrée), • amplificateurs, • OMUX (multiplexeur de sortie) 	<ul style="list-style-type: none"> • Assurer la séparation de la bande de réception en plusieurs canaux • Réaliser une forte amplification du signal afin d'être réémis (le niveau de puissance émis en sortie est de l'ordre de 100 W) • Recombiner les canaux
Antenne d'émission	Ré-acheminer les signaux vers la Terre ou un autre satellite

Tableau I-3 : Décomposition fonctionnelle de la charge utile d'un satellite « transparent ».

I.2.4 Les contraintes environnementales sur les satellites

Du pas de tir à sa mise sur orbite, le satellite subit des contraintes extrêmement sévères, principalement liées au lanceur. La plus puissante des versions d'Ariane 5 peut emporter et lancer des satellites de près de dix tonnes sur orbite géostationnaire (deux satellites) ou vingt tonnes sur orbite basse [I.10]. Au décollage, Ariane 5 pèse environ 780 tonnes (Figure I-7). Les satellites destinés à être placés sur orbite géostationnaire représentent ainsi 1,3 % de la masse totale du lanceur. Pour les positionner sur cette orbite, le lanceur doit les faire sortir de l'atmosphère (200 km) et leur donner une vitesse suffisante (28 000 km/h, pour qu'ils ne retombent pas sur Terre) et en outre, sans les endommager. Mis à rude épreuve, les satellites sont tenus de résister à de nombreuses contraintes notamment mécaniques :

- les vibrations mécaniques liées à la combustion des moteurs, aux phénomènes aérodynamiques et aux accélérations
- les chocs sévères comme la mise à feu des moteurs, la séparation des étages, l'explosion des divers dispositifs pyrotechniques des déploiements.

Le passage de la pression atmosphérique à une pression quasi-nulle peut provoquer des risques de claquage électrostatique. Lorsque les satellites sont enfin arrivés à leur destination finale, ils se trouvent dans un environnement hostile où les variations de température sont rapides et considérables (+150°C en plein soleil, -160°C à l'ombre). Le passage du jour à la nuit entraîne des contraintes thermiques très rigoureuses pour les équipements électroniques embarqués. Au niveau de la charge utile, les protections thermiques permettent de spécifier une gamme de température de -20°C à +60°C. En plus des températures, les composants électroniques sont exposés aux effets nuisibles des rayonnements intenses de l'espace.

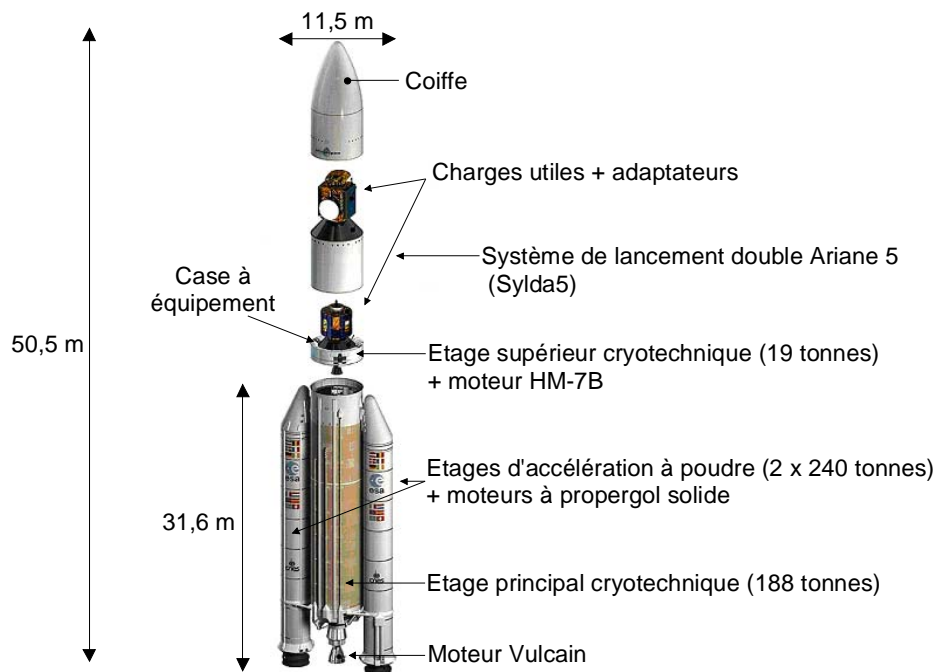


Figure I-7 : Le lanceur Ariane 5-ECA (masse globale de 780 tonnes avant le décollage).

I.3 Besoins technologiques actuels et futurs du secteur spatial

I.3.1 L'évolution des satellites

Les trois critères principaux de la viabilité économique de la technologie spatiale sont la puissance électrique, la capacité et la durée de vie du satellite. Dans les années 60, les premiers systèmes de télécommunications par satellites offraient des services d'une capacité faible à un coût élevé qui les limitaient aux opérateurs téléphoniques, et aux télédiffuseurs pour des transmissions intercontinentales à longues distances. Ce coût résultait de la conjonction des coûts du lanceur et du satellite, de la durée de vie courte du satellite (de 1965 à 1975, la durée de vie d'un satellite était de 3 à 5 ans) et de sa faible capacité. Au fil des années, les coûts des télécommunications spatiales ont pu être réduits notamment grâce à une plus grande fiabilité des lanceurs et leur aptitude à placer sur orbite des satellites de plus en plus lourds. La durée de vie du satellite a augmenté et est estimée actuellement à environ 15 ans. Les développements technologiques ont eu une influence primordiale sur ces progrès :

- au niveau des techniques hyperfréquences : antennes multifaisceaux à faisceaux conformés, réutilisation de fréquence, amplificateurs embarqués (d'émission) de puissance plus élevée (passage de 1 kW dans les années 60 à environ 10 kW aujourd'hui),
- au niveau de l'alimentation électrique du satellite (développement de technologies des cellules solaires et des batteries), ...

I.3.2 Le spatial : un marché particulier

Le marché spatial présente des particularités qui influent fortement sur ses méthodes de production. Tout d'abord, ce secteur est toujours en évolution ce qui implique une grande réactivité de la part des acteurs de ce domaine. Ensuite, c'est un marché très concurrentiel mais avec ceci de particulier que les concurrents sont parfois obligés de travailler ensemble sur certains projets. Enfin, la « production spatiale » se caractérise par de faibles séries, des produits sur mesure, des contraintes environnementales extrêmes (température, rayonnement,...), la sollicitation de nombreux domaines de compétences, de courts délais de développement (3 à 7 mois) dus à la compétitivité, l'utilisation de composants à long délais d'approvisionnement...

Pour donner un ordre d'idée, en l'espace de dix ans, la course à la compétitivité a conduit à diviser par deux, à la fois les délais de conception, de fabrication et d'intégration du satellite ainsi que son prix. Le secteur a appris à faire trois à quatre fois plus compliqué, deux fois plus vite pour deux fois moins cher pour un produit qui durera deux fois plus longtemps [I.7].

I.3.3 Les tendances actuelles et futures

Même si la part de marché du satellite est faible face à celle de la concurrence terrestre, elle est en croissance sensible. L'augmentation du marché global est d'environ de 10% par an (cf. Figure I-8) [I.11], [I.12]. Si la télévision numérique par satellite a été le moteur de la croissance de l'industrie des satellites pendant plus d'une décennie, aujourd'hui, l'Internet (et ses applications) est sans aucun doute en train de prendre le relais. Les satellites contribuent au développement des télécommunications. Ils offrent tous les services numériques multimédias (télévision, Internet...) et apportent le complément de couverture indispensable dans des zones peu ou mal équipées d'infrastructures terrestres de diffusion.

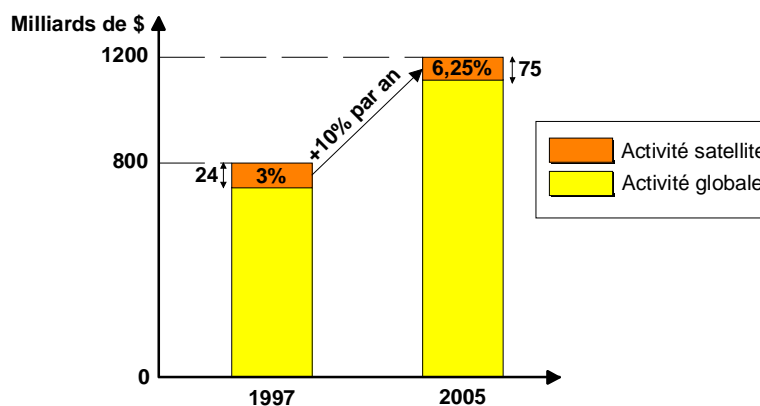


Figure I-8 : Evolution du marché des télécommunications entre 1997 et 2005.

Les besoins du marché vont des solutions de réseau à faible coût que réclame le marché mondial, aux solutions de haute technologie destinées aux réseaux à large bande fixes et mobiles. Ces dernières années, les réflexions dans le domaine des satellites de télécommunications ont donc porté sur ces différentes pistes [I.13] :

- des satellites régénératifs capables de régénérer le signal à bord pour proposer un Internet haut débit (par satellite) à faible coût, accessible à des utilisateurs privés ou de très petites entreprises dans les zones rurales.
- des satellites à charge utile « idéale » entièrement numérique pour une re-programmation possible en vol. Les principales performances demandées à cette charge utile sont la capacité (un coût de service réduit pour les utilisateurs) et la flexibilité (un satellite permettant des changements de zone de trafic ou de standard de communication pendant ses 15 ans de durée de vie).

Sur ce dernier point, les améliorations des technologies numériques permettent de prévoir un remplacement progressif d'une partie de la charge utile. Toutefois, les technologies numériques ne sont pas encore capables de remplacer les technologies analogiques, en particulier dans le domaine des

hyperfréquences. La charge utile « idéale » n'est pas réaliste à court terme ni sans doute optimale à long terme. Il semble qu'une utilisation raisonnée des technologies numérique et analogique permettra d'atteindre une charge utile plus performante. Parmi les principaux défis à relever en hyperfréquences pour pouvoir répondre aux besoins dans un coût raisonnable, nous pouvons citer :

- Les performances des antennes (actives ou passives) : gain, pureté de polarisation et isolation permettant la réutilisation de fréquence et la diminution du nombre de réflecteurs nécessaires sur le satellite, leur pointage mécanique ou électronique,
- Les performances des amplificateurs d'émission (rendement et linéarité), la masse et la consommation des amplificateurs faible bruit, des amplificateurs moyenne puissance, des oscillateurs locaux et des changements de fréquence qui deviennent plus nombreux sur un satellite multifaisceaux et qui ne sont utilisés chacun que par un nombre plus faible de canaux, des performances des amplificateurs de réception (faible bruit, consommation, refroidissement),
- **Les performances des filtres** (sélectivité, pertes, platitude, isolation entre bandes et canaux, masse, volume, sensibilités aux contraintes thermiques...);

mais aussi, et de plus en plus :

- **L'intégration poussée** de ces éléments (de nombreuses fonctions hyperfréquences) pour diminuer la masse, le nombre d'équipements, les coûts de production, de tests et d'intégration, le réglage automatique, la diminution des tests en intégration.

Dans tous les domaines des charges utiles pour satellites de télécommunications, l'apport des hyperfréquences reste primordial. Les évolutions principales attendues à court et moyen terme sont des gains en termes de coût, de performance et d'intégration, ainsi que le développement de solutions améliorant la flexibilité. Ces mots clés constituent la ligne directrice de notre travail de recherche qui est appliqué à la conception et la réalisation de filtres passe-bande en bande C pour des applications spatiales.

I.4 Principe général du filtrage hyperfréquence

I.4.1 Définitions

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent à de nombreuses applications (audio, vidéo, télécommunications, instrumentation, radars) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter le brouillage des systèmes les uns par rapport aux autres.

Le filtrage d'un signal est une opération délicate qui consiste à maîtriser le signal dans une bande de fréquence donnée, en sélectionnant les composantes utiles (bandes passantes) et en isolant celles qui sont indésirables (bandes atténuées).

Les capacités toujours croissantes des satellites de télécommunications rendent nécessaires l'utilisation optimale du spectre de fréquence. La charge utile d'un satellite est jalonnée par plusieurs systèmes de filtrage hyperfréquences apparaissant à des endroits clés : à la réception, au niveau des multiplexeurs d'entrée (IMUX) et de sortie (OMUX) (cf. Figure I-6). Selon la position du filtre, ses spécifications et sa technologie de réalisation peuvent profondément varier.

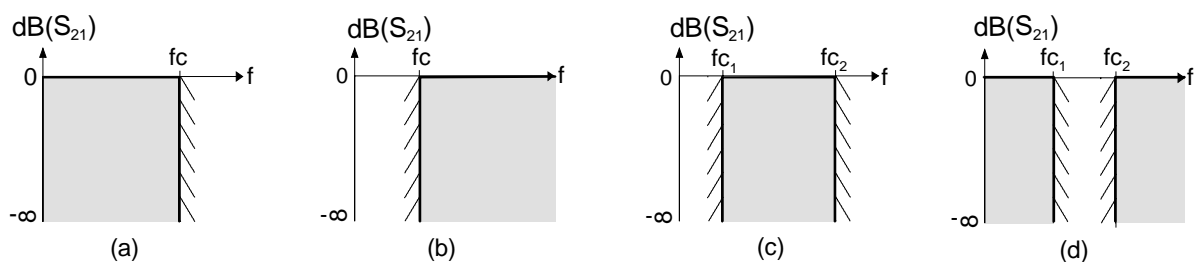
Le nombre de contributions scientifiques dédiées à la conception et à l'analyse des filtres hyperfréquences est considérable, et nous présentons seulement un résumé des principaux aspects de leur réalisation. D'un point de vue historique, le développement des filtres micro-ondes et ses applications sont donnés respectivement dans les références [I.14]-[I.15]. Pour la conception de filtres en général et les filtres micro-ondes en particulier, le lecteur se référera à [I.16]-[I.21].

Un filtre est défini, sur une bande de fréquence donnée, par des spécifications caractérisées par :

- la réponse en amplitude (transmission, réflexion),
- le temps de propagation de groupe (TPG) appelé également retard de groupe ou temps de transit. Il traduit la variation de linéarité de phase introduite par le filtre. Dans certains dispositifs, il est nécessaire d'avoir des filtres à phase linéaire sur une partie de la bande passante, c'est-à-dire possédant un TPG constant. De tels systèmes retardent chaque composante fréquentielle de la même quantité ce qui évite les distorsions temporelles.

Remarque : Comme dans les systèmes actuels, les contraintes imposées sur les filtres sont plus fortes sur l'amplitude (en terme de réjection et de pertes) que sur la phase, nous nous intéressons ici uniquement à l'approximation en amplitude [I.22].

Suivant la position de la bande passante et des bandes atténuées dans la réponse en fréquence, les filtres peuvent être classés en quatre catégories : filtre passe-bas, filtre passe-haut, filtre passe-bande et filtre coupe-bande (Figure I-9).



**Figure I-9 : Réponses idéales en transmission de quatre types de filtres :
(a) Passe-bas. (b) Passe-haut. (c) Passe-bande. (d) Coupe-bande.**

Les spécifications d'un filtre sont généralement données à partir d'un gabarit. Ce dernier renseigne sur le type du filtre et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre (fréquence centrale f_0 , bande passante Δf , niveau de réjection dans les bandes atténuées, niveau des pertes d'insertion, la platitude dans la bande). Le gabarit, dont un exemple est donné à la Figure I-10, présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir le filtre dont la réponse entre dans le gabarit.

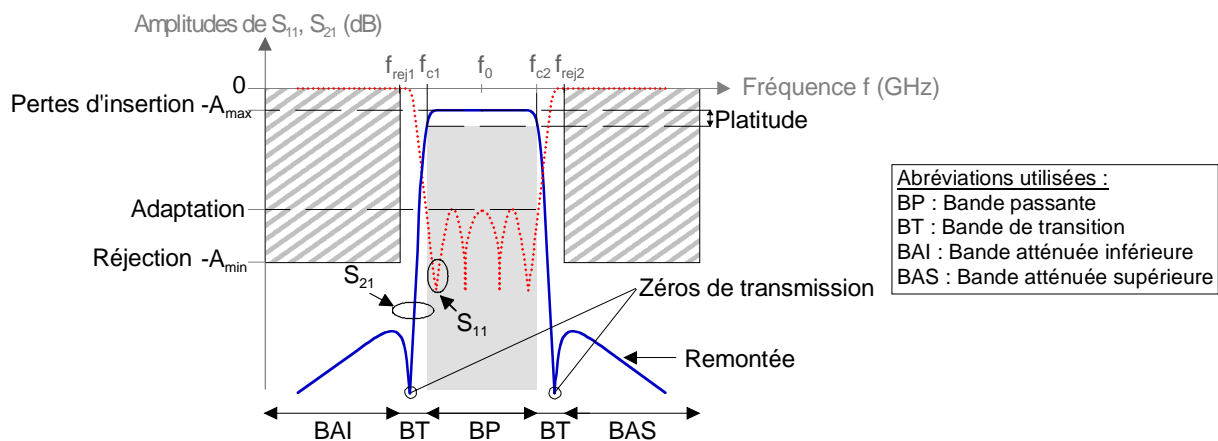


Figure I-10 : Gabarit et réponses d'un filtre passe-bande quasi-elliptique en transmission et en réflexion.

Remarque 1 : La platitude définit la différence en transmission (S_{21}) entre les niveaux extrêmes de la bande passante. Après le récepteur, la bande passante est canalisée en sous-bandes dont la largeur dépend de l'application (27, 36, 72 MHz, ...). La bande passante doit donc présenter une ondulation la plus faible possible pour ne pas dégrader les signaux spécifiques qui sont transmis dans les canaux.

Remarque 2 : Un filtre est généralement considéré comme « adapté » lorsque l'amplitude dans la bande utile atteint un niveau inférieur à -15 dB pour la réponse en réflexion (S_{11}) soit un Taux d'Onde Stationnaire (T.O.S.) inférieur à 1,43.

I.4.2 Résumé de la méthode de conception

I.4.2.1 Recherche d'une fonction d'approximation répondant aux critères du cahier des charges

Le filtre passe-bas constitue la base de la méthode de conception pour tous les types de filtres. En effet, les différentes catégories peuvent se déduire du filtre passe-bas normalisé idéal. Celui-ci est caractérisé par les conditions suivantes :

- un affaiblissement nul dans la bande passante afin de préserver la puissance du signal utile,
- un affaiblissement infini dans la bande atténuée afin d'éliminer les signaux parasites,
- une bande de transition de largeur nulle,
- un déphasage linéaire dans la bande passante afin d'éviter toute distorsion du signal transmis.

Toutefois, le filtre passe-bas idéal est physiquement irréalisable car d'une part, il n'est pas possible de réaliser un affaiblissement discontinu et d'autre part, l'amplitude et la phase ne sont pas liées par les relations de Bayard-Bode [I.16],[I.19]. Une première étape consiste donc à rechercher une fonction de transfert qui approche au mieux les caractéristiques imposées par le gabarit du filtre passe bas normalisé de référence. Les solutions les plus courantes sont les fonctions d'approximations du type Butterworth, Tchebycheff, elliptique, quasi-elliptique et Tchebycheff généralisé. A titre d'illustration, nous présentons à la figure suivante les réponses de filtres passe-bas pour différents types d'approximation.

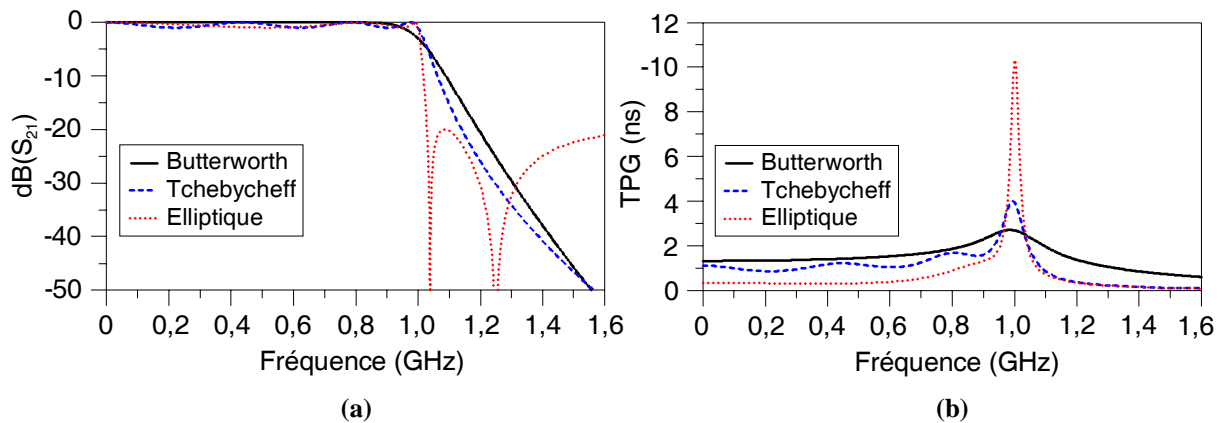


Figure I-11: Réponses de différentes fonctions d'approximation. (a) en transmittance. (b) en temps de propagation de groupe (TPG).

L'approximation de Butterworth nécessite un ordre de filtre très élevé pour présenter une réjection acceptable, ce qui conduit inévitablement à un niveau de pertes important sur le filtre réel. Quant à l'approximation de Tchebycheff, elle est plus couramment utilisée car elle est simple à mettre en œuvre, et présente selon l'ondulation tolérée, une réjection plus forte dans la bande atténuée pour un ordre équivalent.

Outre ces filtres classiques, il existe les approximations elliptiques et quasi-elliptiques qui présentent une ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. Une autre fonction très utilisée est l'approximation de Tchebycheff généralisée qui permet d'obtenir des réponses équi-ondulations dans la bande ainsi que des zéros de transmission répartis dans tout le plan complexe. La présence de zéros de transmission à des fréquences discrètes dans la bande atténuée de ces filtres permet d'atteindre des niveaux de réjection élevés pour un ordre restreint. Bien que ces filtres soient performants, le schéma électrique et la synthèse qui leur sont associés sont souvent complexes à mettre en œuvre et rendent par conséquent la conception plus difficile.

I.4.2.2 Recherche d'un schéma en éléments localisés satisfaisant la fonction de transfert objectif

A la fonction mathématique choisie, nous associons un schéma électrique constitué uniquement d'éléments localisés de types L et C (selfs et capacités). La détermination des éléments du circuit se fait à l'aide de formules mathématiques ou à partir de tables et d'abaques qui existent dans la littérature [I.17]. Ensuite, pour obtenir la fonction de filtrage désirée (passe-bande, coupe-bande, etc.) nous effectuons une transformation d'impédance et de fréquence sur les éléments du circuit.

I.4.2.3 Réalisation de la fonction de filtrage dans le domaine hyperfréquence

L'étape suivante de la conception consiste à transposer le schéma électrique obtenu dans une technologie de réalisation propre au domaine des hyperfréquences (guide d'onde, câble coaxial, piste gravée microruban sur un substrat). Lorsque le support de propagation est choisi, il faut déterminer les dimensions physiques et géométriques de la structure de filtrage envisagée en vue de sa réalisation.

Dans cette gamme de fréquence, les solutions avec des éléments distribués (tronçons de ligne, cavités,...) sont généralement préférées à celles avec des éléments localisés qui sont plutôt réservées aux applications basse fréquence $f < 3$ GHz. Au-delà, la gamme de fréquence pose en effet des problèmes liés aux dimensions des éléments qui doivent être prises en compte pour la conception des dispositifs.

Les critères qui permettent au concepteur de faire son choix tant au niveau de la technologie que de la topologie du filtre sont de natures :

- **électrique** (cf. Figure I-10) : fréquence centrale f_0 , largeur de bande passante Δf , atténuation maximale A_{\max} tolérée dans la bande (pertes d'insertion), atténuation minimale A_{\min} (réjection) requise hors bande, platitude maximale tolérée dans la bande, T.O.S., etc)
- **physique** : encombrement, poids, tenue en puissance, sensibilité à la température, solidité mécanique, etc.
- **économique** : coûts liés à la conception, au réglage et à la production

I.5 Description de différentes technologies de filtres passifs

Nous nous intéressons ici uniquement aux technologies de filtres passifs hyperfréquences, c'est-à-dire qui ne nécessitent aucune source d'alimentation pour fonctionner. Nous présentons les principales technologies à même de pouvoir réaliser les fonctions de filtrages d'une charge utile d'un satellite de télécommunications. Elles peuvent être classées en trois catégories : les technologies volumiques, planaires et SAW/BAW (Surface/Bulk Acoustic Wave). Nous allons décrire

succinctement les différents avantages et inconvénients de chacune de ces technologies. Le choix final de la technologie d'implémentation se fait selon les besoins des systèmes (application visée, fréquence de travail, réjection et sélectivité requises, encombrement) dans lesquels le filtre sera implanté.

I.5.1 Technologie volumique

Les filtres volumiques se composent de cavités métalliques, généralement réalisées par des tronçons de guides d'ondes (rectangulaires, circulaires), ou de résonateurs diélectriques [I.15] (cf. Figure I-12). Ces filtres sont très intéressants pour réaliser des filtres à bande étroite car ils présentent d'excellentes performances électriques (faibles pertes) grâce à des coefficients de qualité élevés. De plus, ils peuvent supporter des signaux de forte puissance tout en conservant une stabilité en température acceptable.

Tous ces avantages font que ces filtres équipent encore majoritairement les charges utiles des satellites lancés aujourd'hui ; aussi bien au niveau de l'émission où ils sont difficilement remplaçables mais aussi, bien souvent, au niveau de la réception. Toutefois, l'encombrement, le poids et le coût constituent leurs principaux inconvénients. Leurs dimensions sont importantes comparées aux autres éléments d'un équipement à circuits micro-ondes intégrés et les dispositifs ne sont pas directement compatibles avec les systèmes actifs tels que les amplificateurs de puissance ou les amplificateurs faible bruit auxquels ils sont associés. De plus, complexes à mettre en œuvre, les filtres volumiques requièrent un traitement mécanique spécial et un réglage après réalisation qui contribue fortement à une augmentation des coûts de production.

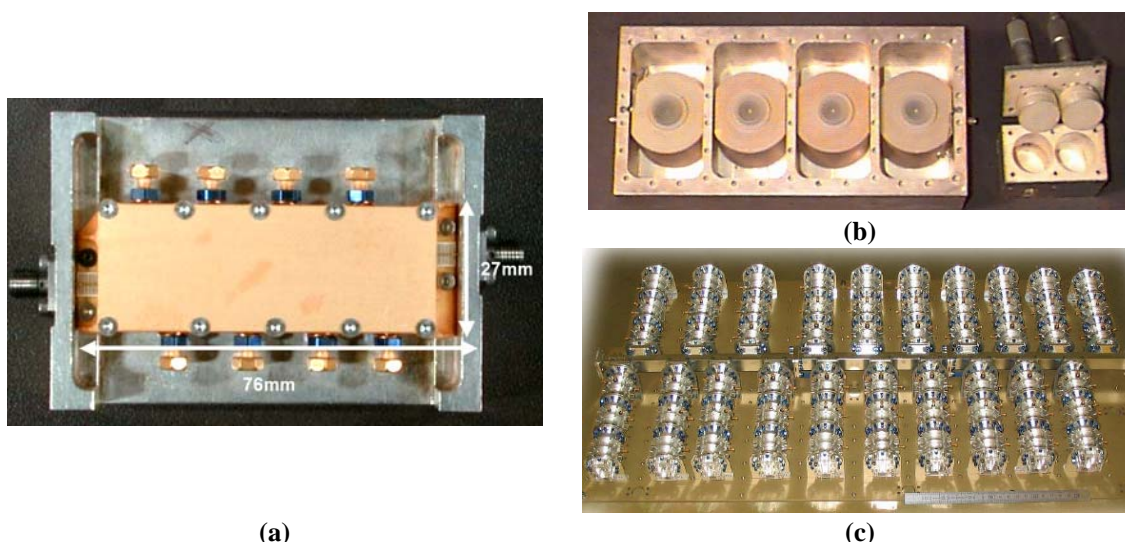


Figure I-12 : Principaux types de technologies volumiques utilisés dans le spatial. (a) Filtre mécanique, de réception, à résonateurs interdigités (en bande C). (b) Filtres d'IMUX à résonateurs diélectriques. (c) Filtres d'OMUX à 20 canaux en guide d'onde en bande Ku.

I.5.2 Technologies planaires

Dans les applications où le transport de signaux de fortes puissances n'est pas un paramètre essentiel, l'utilisation de technologies planaires est une solution pour remédier aux problèmes d'encombrement et de poids des structures volumiques. Les filtres planaires sont très intéressants sur ces deux points, mais ils le sont également sur les coûts de réalisation qui sont plus faibles, leurs bonnes reproductibilités et leurs facilités d'interconnexion avec les autres circuits et notamment les circuits actifs sous formes de MMIC³, par exemple [I.23]. La réalisation de systèmes complets compacts est alors possible, puisque la partie interconnexion est simplifiée.

Parmi les technologies planaires, nous pouvons distinguer les technologies microruban, coplanaire, multicouche et membrane, chacune d'entre elles ayant ses spécificités propres tant d'un point de vue géométrique qu'électrique.

I.5.2.1 La technologie microruban

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, la structure microruban est constituée d'un conducteur métallique déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure [I.24] (cf. Figure I-13). Le mode fondamental de propagation d'un tel support de propagation n'est pas TEM (Transverse ElectroMagnétique) car la section transverse n'est pas homogène. Cependant, étant donné que les amplitudes des composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, on parle de mode quasi-TEM. Ceci rend alors possible la modélisation de la structure sous la forme d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c « baignant » dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective $\epsilon_{r\text{ eff}}$.

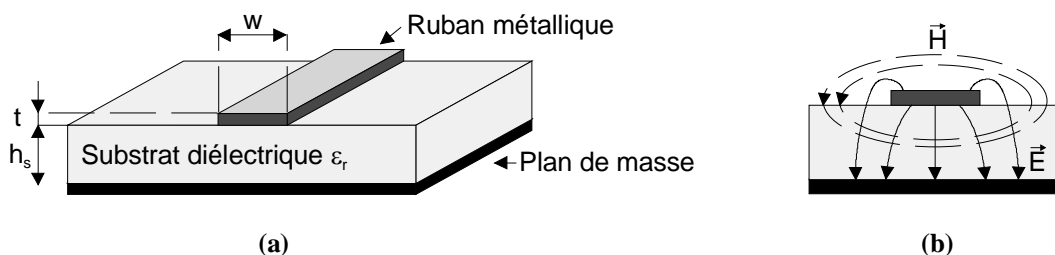


Figure I-13 : Vue d'une ligne microruban (a) et de ses lignes de champ électrique et magnétique (b).

D'un point de vue industriel, le procédé technologique pour la gravure des circuits microrubans est relativement simple à mettre en œuvre (similitudes avec la filière « circuits imprimés » en plus

³ **MMIC:** *Monolithic Microwave Integrated Circuit*. Circuit intégré micro-onde monolithique. La technologie MMIC permet d'intégrer sur un même substrat semi-conducteur des éléments actifs et passifs. Elle s'oppose en cela aux technologies MIC et HMIC (technologies hybrides) où les divers composants sont reportés sur des lignes de transmission imprimées sur un substrat diélectrique.

basse fréquence). Cependant, si le report de composants en série reste simple, leur implantation en parallèle est plus complexe compte tenu de la présence du plan de masse sur la face inférieure. En effet, la réalisation d'un court-circuit par retour à la masse fait appel à des techniques de perçage sophistiquées, ainsi qu'à des procédés de métallisation parfois complexes. En plus de ces difficultés liées à la réalisation, l'influence des trous métallisés sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable à cause des effets parasites qu'ils font apparaître. Enfin, lorsque les caractéristiques du substrat sont choisies, la gamme des impédances caractéristiques réalisables est restreinte. Celle-ci est limitée pour les impédances basses par la largeur importante du ruban (d'où l'apparition de modes supérieurs et d'effets parasites liés aux discontinuités) et pour les impédances hautes (ruban fin) par la résolution des procédés de gravure.

Malgré ces quelques inconvénients, la technologie microruban demeure l'une des plus performantes et cela jusqu'aux longueurs d'ondes millimétriques. Elle est largement plébiscitée par les industriels, car contrairement aux autres technologies, les bibliothèques de modèles électriques sont très fournies et facilitent grandement la conception de circuits complexes.

1.5.2.2 La technologie coplanaire

En technologie coplanaire [I.25]-[I.26], les conducteurs métalliques (ruban chaud et plans de masse) sont situés sur la même face du substrat. La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes fondamentaux de propagation (cf. figure I.42) : un mode quasi-TEM (mode impair) peu dispersif et un mode quasi-TE dit de fente (mode pair) dispersif que l'on supprime en forçant au même potentiel les deux plans de masse. Ceci est effectué, aux endroits où le mode peut être excité, généralement aux discontinuités, par le biais de « ponts à air » conçus à l'aide de fils d'aluminium ou d'or soudés sur les deux plans de masse. L'utilisation de ces structures accroît la complexité du circuit, introduit de nombreux effets parasites et dégrade la reproductibilité. En outre, contrairement à la structure microruban, les discontinuités présentes dans une structure coplanaire sont complexes à modéliser à partir des logiciels commerciaux de conception.

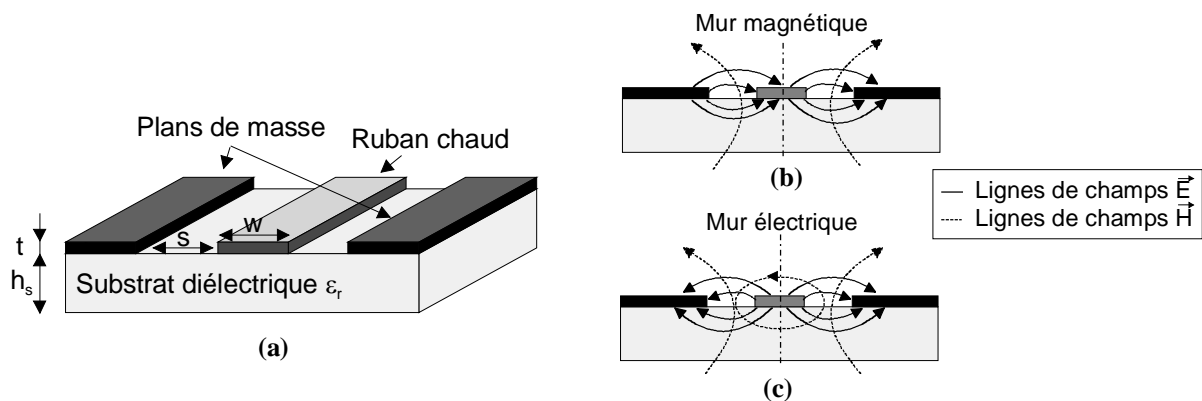


Figure I-14 : Vue d'une ligne coplanaire (a) et de ses lignes de champs (électriques et magnétiques) pour le mode pair quasi-TE (b) et le mode impair quasi-TEM (c).

Malgré ces inconvénients, la technologie coplanaire possède des avantages car elle nécessite un seul niveau de métallisation (technologie uniplanaire). Ceci facilite le report des composants (actifs ou passifs) en série ou en parallèle. De plus, les effets parasites liés aux retours à la masse sont limités puisque ceux-ci peuvent être réalisés par connexion planaire directe et non au travers de trous métallisés comme dans le cas du microruban. Il est également possible d'assurer un fort découplage entre les lignes du fait de la présence du plan de masse sur la même face du substrat ce qui permet d'augmenter la compacité des circuits. La technologie coplanaire présente en outre, une grande souplesse de conception liée à la possibilité de réaliser une même impédance caractéristique avec différents dimensionnements de lignes. Enfin, la technologie coplanaire est moins dispersive que la technologie microruban ce qui est plutôt intéressant dans le cas d'applications dans le domaine millimétrique. Toutefois, la gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie coplanaire est aussi limitée qu'en technologie microruban. A titre d'exemple, pour un substrat alumine ($\epsilon_r = 9,6$, $h_s = 635 \mu\text{m}$), la gamme des impédances caractéristiques réalisables en technologie microruban est comprise entre 25Ω et 105Ω , en technologie coplanaire elle s'étend de 25Ω à 100Ω .

Afin de diminuer les pertes d'un filtre planaire et l'encombrement des dispositifs planaires, de nouvelles technologies ont été développées, parmi lesquelles nous pouvons citer :

1.5.2.3 La technologie membrane

Dans cette technologie, les rubans métalliques du circuit sont déposés sur un support très fin (Diclad, BCB, Oxyde de silicium) sous lequel est créée une couche d'air (les cavités peuvent être réalisées par micro-usinage volumique du silicium) [I.27]-[I.30]. La membrane étant de faible épaisseur (quelques microns) et de faible permittivité (proche de l'air), son effet est négligeable, et c'est donc la couche d'air placée dessous qui constitue le substrat diélectrique de la ligne réalisée. La propagation des champs est alors très proche d'un mode TEM. Ainsi, l'élimination du substrat, sur lequel reposent habituellement les lignes de transmission, réduit de manière conséquente les pertes diélectriques, le phénomène de dispersion et les modes parasites pouvant s'installer dans le substrat. Le revers de la médaille pour cette technologie est l'augmentation des dimensions et donc de l'encombrement des structures lié à la permittivité effective proche de celle de l'air. Ces différents avantages font de la filière technologique membrane une alternative plus intéressante pour la montée en fréquence, notamment dans le domaine des ondes millimétrique ($f > 30 \text{ GHz}$). Compte tenu de la faible valeur de la permittivité effective, cette technologie est intéressante pour la réalisation de faibles niveaux de couplage. Néanmoins, la gamme d'impédances caractéristiques synthétisables au moyen des technologies classiques n'augmente pas avec la filière membrane. En effet, cette gamme d'impédances caractéristique réalisable est simplement translatée vers les impédances hautes.

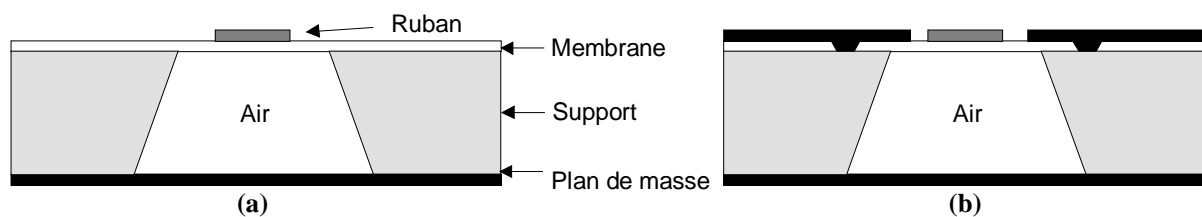


Figure I-15 : Configurations type de la technologie membrane. (a) Microruban. (b) Coplanaire.

1.5.2.4 La technologie supraconductrice à haute température critique HTS

La technologie supraconductrice HTS (High Temperature Superconductor) est généralement constituée d'un substrat monocristallin (oxyde de magnésium ou en aluminate de lanthane) recouvert d'une couche mince d'oxyde supraconducteur (YBaCuO ou TaBaCaCuO) [I.31]-[I.33]. Les matériaux supraconducteurs grâce à leur faible résistance de surface (R_s) par rapport aux matériaux classiques permettent de réaliser, sous certaines conditions de température, des filtres planaires avec des pertes d'insertion extrêmement faibles. Cela permet d'augmenter l'ordre du filtre pour augmenter sa sélectivité sans dégrader le niveau de pertes contrairement aux filtres classiques. Le cryogénérateur, qui permet la tenue à très basse température des dispositifs (température critique T_c de l'ordre de 100°K), constitue la principale limitation de cette technologie. En effet, malgré des progrès dans le domaine, les systèmes cryogéniques restent encombrants et augmentent le coût d'utilisation des matériaux supraconducteurs. Les filtres supraconducteurs sont donc pour l'instant plutôt réservés aux applications terrestres (*e.g.* stations de base).

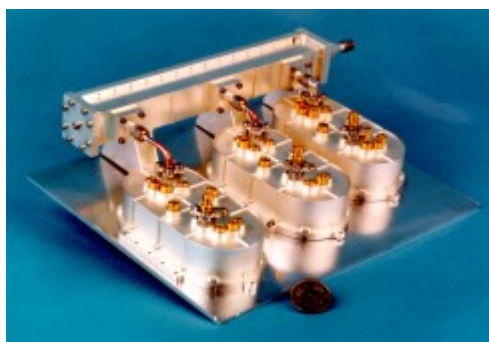


Figure I-16 : OMUX cryogénique à trois canaux (en bande C).

I.5.3 Technologie planaire multicouche

Pour satisfaire les critères relatifs aux coûts, à la miniaturisation des circuits, aux problèmes d'interconnexion et à la montée en fréquence des systèmes de communication, des filières technologiques d'intégration multiniveaux ont été développées : les technologies multicouches. L'objectif est de permettre l'association de fonctions (filtrage, amplification...) sur une surface planaire faite de plusieurs couches diélectriques dans lesquelles des motifs conducteurs et les éléments passifs sont déposés par divers procédés (couche mince, couche épaisse, LTCC). Il existe différentes

méthodes d'empilement de couches diélectriques ou de films diélectriques, avec ou sans niveau de métallisation intermédiaire. Les méthodes se différencient au niveau du coût de revient qui croît avec la technicité demandée pour la fabrication. Nous détaillons, ci-après, les principales filières technologiques multicouches pour l'intégration de fonctions hyperfréquences.

1.5.3.1 La technologie multicouche développée au LEST

Depuis plus d'une décennie, le LEST a mis en oeuvre une technologie multicouche s'appuyant sur un procédé « couches épaisses » de type sérigraphie [I.34]-[I.39]. La sérigraphie, combinaison d'opérations de sérigraphie et de photolithographie, permet d'atteindre des résolutions compatibles avec celles imposées par les applications hyperfréquences et en particulier en bande millimétrique.

Le procédé général de fabrication de « couches épaisses » consiste à déposer une encre ou pâte⁴ sur un substrat servant de support après avoir masqué les zones du substrat ne devant pas recevoir ce dépôt. Après chaque dépôt de couche et un séchage en étuve, une étape de cuisson à une température de l'ordre de 800°C doit être réalisée pour fixer l'encre. De cette manière, sont déposés successivement les encres conductrices et/ou diélectriques (épaisseur des couches déposées de 3 à 20 µm).

Cette technologie peut être considérée comme une solution alternative faible coût par rapport à des procédés dits « couches minces » (épaisseur des couches déposées inférieures à 2 µm). La technique couche mince consiste à déposer les couches par dépôt sous vide, ou par voie chimique ce qui offre l'avantage d'une résolution, d'un contrôle des dimensions et des profils bien supérieurs, mais qui nécessite un équipement relativement lourd et complexe. Ce dernier point pénalise les « couches minces » au niveau des investissements qui seront donc amorti pour des applications à très large diffusion.

La technologie « couches épaisses », qui requiert un équipement moins onéreux, permet donc de réaliser des circuits à des coûts restreints pour des petites et moyennes séries. Ainsi, la filière « couches épaisses » est une sorte de filière intermédiaire, servant de support d'essai et de validation de concepts liés à une démarche en trois dimensions (3D). Elle est de ce fait directement transférable vers des approches plus répandues de type « couches minces », voire LTCC (*Low Temperature Cofired Ceramic* ou céramique co-cuite à basse température).

La technologie couche épaisse permet d'accéder à la réalisation de circuits très compacts 3D ou tout au moins 2,5D. De plus, compte tenu de la faible épaisseur des couches, la compatibilité avec d'autres structures planaires est très facilitée.

⁴ Les encres sont des mélanges visqueux de liant organique, minéral et de solvant. Il faut distinguer les encres isolantes, les encres dites diélectriques qui sont destinées aux grandes surfaces, les encres aux propriétés diélectriques particulières, les encres résistives et les encres conductrices.

Nos travaux ont porté principalement sur cette technologie multicouche « couches épaisses ». Ce choix a été motivé par les principaux avantages évoqués précédemment mais également en raison de la maîtrise du laboratoire dans sa mise en œuvre.

1.5.3.2 La technologie LTCC

Parmi les autres filières multicouches, la plus connue est la technologie LTCC qui repose sur l'empilement et la cuisson sous contraintes de céramiques crues [I.40]-[I.43]. En effet, cette technologie utilise un procédé dans lequel toutes les couches sont cuites en même temps à des températures de l'ordre de 900°C. Tout d'abord, le matériau du substrat (céramique) se présente sous la forme d'un rouleau dans lequel sont découpées des feuilles de pâte crue (« *Green Tapes* »). Ces feuilles souples de céramique sont ensuite préparées de façon mécanique, sérigraphiées suivant un procédé couches épaisses, puis laminées ensemble, et enfin co-cuites afin de former une structure compacte et homogène. La technologie LTCC est une évolution du HTCC (*High Temperature Cofired Ceramic*) qui impliquait l'emploi de conducteurs résistants à des température de 1600°C tels que le Tungstène qui présente une faible conductivité ($\sigma_W = 0,89 \cdot 10^7$ S/m). De nouveaux matériaux céramiques ont permis de réduire la température de cuisson permettant ainsi d'utiliser de meilleurs conducteurs électriques comme l'or ($\sigma_{Au} = 4,1 \cdot 10^7$ S/m), le cuivre ($\sigma_{Cu} = 5,8 \cdot 10^7$ S/m) ou l'argent ($\sigma_{Ag} = 6,12 \cdot 10^7$ S/m), et donc de diminuer les pertes métalliques du système à concevoir.

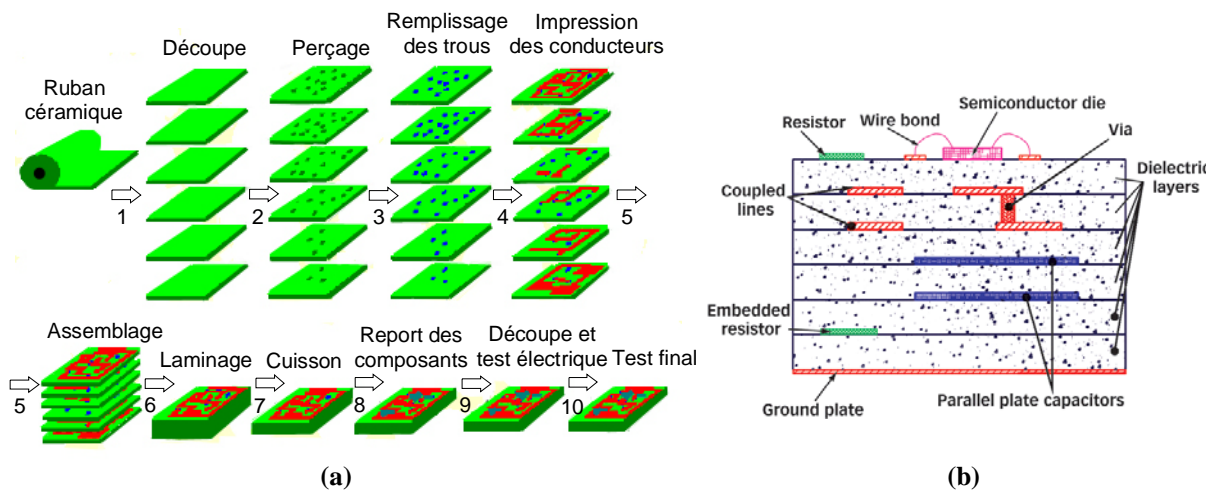


Figure I-17: Description du procédé de fabrication de LTCC et vue en coupe d'un circuit LTCC.

La différence majeure de la technologie LTCC, vis-à-vis de la filière de type couches épaisses du § 1.5.3.1, réside dans les épaisseurs des couches diélectriques à associer. Typiquement, l'épaisseur de chaque couche de diélectrique en technologie LTCC est de l'ordre de 100 µm. En outre, le nombre de couches superposées est généralement limité à dix. Par ailleurs, les difficultés rencontrées avec ce procédé sont essentiellement liées aux phénomènes de rétrécissement des couches (variable selon les matériaux) et de dilatation thermique inter-couches qui se répercutent sur les précisions d'alignement

et de superposition. L'équipement nécessaire pour la fabrication est très coûteux et la gamme de céramiques disponibles ne permet pas l'utilisation de matériaux diélectriques présentant de faibles permittivités. La technologie LTCC est un procédé adapté à la production de gros volumes.

Les procédés couches épaisses multicouches et LTCC permettent d'allier différentes technologies de type coplanaire ou microruban qui, disposées sur plusieurs niveaux peuvent être connectées par trous métallisés ou peuvent être couplées par champs électromagnétiques. Il est également possible de réaliser des cavités volumiques enterrées [I.44].

I.5.4 Technologies à ondes acoustiques de surface et de substrat (SAW et BAW)

La technologie SAW (*Surface Acoustic Wave*) repose sur l'utilisation des ondes acoustiques en surface d'un matériau piézoélectrique [I.45]-[I.47]. Leur intérêt est de se propager à une vitesse plus faible que les ondes électromagnétiques ($v_{\text{SAW}} \approx 3 \text{ km/s}$ et $v_{\text{EM}} < 3 \cdot 10^5 \text{ km/s}$ qui dépend du substrat isolant utilisé) permettant ainsi de réduire l'encombrement des filtres ($\lambda = v/f$ où λ , v et f sont respectivement les longueur d'onde, vitesse et fréquence).

La Figure I-18a représente la structure basique d'un filtre SAW. Le transducteur d'entrée constitué d'électrodes métalliques interdigitées (uniformes, apodisées) est utilisé sur un substrat piézoélectrique pour générer des ondes acoustiques à partir du signal électrique appliqué tandis que le transducteur de sortie convertit l'énergie de l'onde acoustique reçue en un signal électrique.

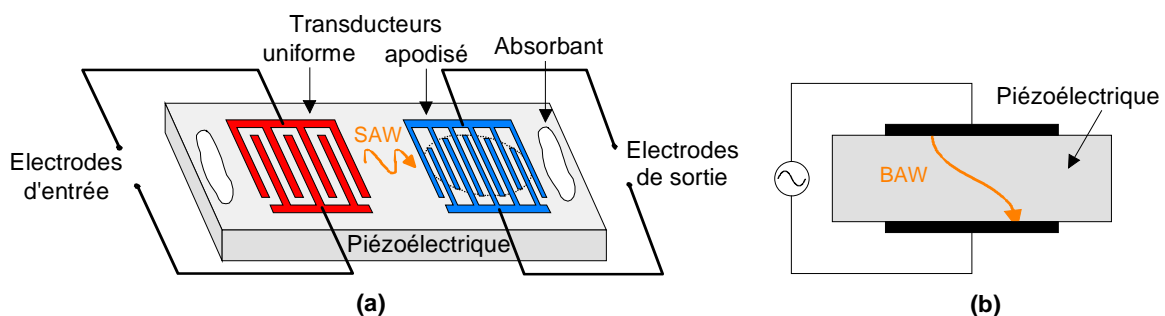


Figure I-18 : (a) Principe du filtre SAW. (b) Architecture basique d'un dispositif en technologie BAW.

Le choix du matériau piézoélectrique, généralement le quartz, est important puisqu'il fixe la vitesse de propagation de l'onde acoustique, conditionne la stabilité en température et, par le biais de son coefficient de couplage électromécanique, limite plus ou moins les réflexions d'ondes indésirables (des éléments absorbants peuvent être utilisés pour réduire, voire éliminer les ondes réfléchies parasites).

Très utilisés en téléphonie cellulaire et également dans des satellites en bandes L et S (filtre de fréquence intermédiaire), les filtres à ondes de surface sont compacts, intrinsèquement robustes,

fiables et reproductibles à fort volume, car leur réalisation utilise les procédés standard de photolithographie. Toutefois, plusieurs inconvénients restreignent leur utilisation. En effet, nous pouvons citer, entre autres, la limitation en fréquence ($f < 3GHz$) liée au procédé de fabrication par photolithographie, mais aussi les pertes d'insertion importantes liées aux mauvais couplages, aux réflexions parasites.

Pour répondre aux problèmes de montée en fréquence, les filtres BAW (*Bulk Acoustic Wave*) dans lesquels les ondes acoustiques sont confinées dans le substrat (propagation des ondes dans le volume du matériau) semblent les plus prometteurs (Figure I-18b) à en juger par l'engouement actuel porté sur le développement de structures à partir d'une approche couche mince [I.48],[I.49]. Nous pouvons citer parmi les filtres BAW, les filtres à base de résonateurs FBAR (*thin Film Bulk Acoustic Resonator*) et SMR (*Solidity Mounted Resonator*), constitués tous deux de deux électrodes séparées par une couche piézoélectrique. La différence entre les deux résonateurs se situe au niveau de la technique utilisée pour isoler acoustiquement le résonateur du substrat :

- réalisation d'une membrane (via ou gap d'air) pour le résonateur FBAR,
- réalisation d'un réflecteur de Bragg par un empilement de couches d'impédances très différentes pour le résonateur SMR.

I.6 Qualification spatiale d'une technologie

L'investissement dans un satellite étant d'environ quinze ans, il faut être sûr de la rentabilité sur une telle période car lorsqu'il est sur orbite, il ne peut en aucun cas être réparé ou modifié. Une solution pourrait être d'utiliser les navettes spatiales, mais l'altitude maximale qu'elle peuvent atteindre est de 1000 km (la station spatiale internationale ISS, est située à 386 km) alors que la majorité des satellites sont situés en orbite géostationnaire à 36 000 km.

Pour assurer la fiabilité d'un satellite, une redondance des composants est généralement mise en place. En amont, tout composant ou toute technologie utilisée dans des équipements embarqués doit avoir obtenu le statut de qualification spatiale. En effet, la conception et la fabrication de tout équipement de télécommunication nécessitent la maîtrise de plusieurs techniques complémentaires (électronique, mécanique, technologie, etc). La règle de sécurité pour un équipement embarqué dans un satellite est que toute nouvelle technologie utilisée doit avoir fait la preuve de son aptitude à un vol spatial, c'est-à-dire [I.50] :

- à un long stockage au sol avec risque d'humidité (risque de corrosion),
- à de fortes vibrations pendant le lancement (risque de casse),
- à une longue durée de vie en orbite (sans possibilité de dépannage), sous vide (c'est-à-dire sans possibilité de transmission de chaleur par convection) et avec des variations cycliques de température (liées à la position du satellite par rapport au soleil et à la position de

l'équipement dans ou sur le satellite), ainsi qu'aux «arrêt-marche» des équipements dissipatifs (c'est-à-dire avec des dilatations thermiques déformant les pièces ou créant des contraintes répétées susceptibles de causer des ruptures par fatigue).

Les choix technologiques peuvent être conditionnés par d'autres considérations telles que le poids minimal, lié à la capacité limitée du lanceur, l'absence de dégazage risquant de polluer les optiques, etc.

Afin d'éviter les défaillances et d'être en mesure, le cas échéant, d'en analyser les causes, des méthodes de fabrication ont été mises en œuvre. Elles s'inspirent des principes suivants [I.50]:

- utilisation de matières et de composants dont l'origine et les caractéristiques sont connues et vérifiées,
- choix de technologies ayant déjà fait la preuve de leur fiabilité ou, à défaut, apporter cette preuve par une série de tests de qualification,
- description des procédés de fabrication, de contrôle, de réparation, etc.

Avant de concevoir un filtre dédié au spatial, il faut donc vérifier que les matériaux qui le composent peuvent être utilisés. Dans le cas de technologie planaire (*e.g.* microruban et multicouche), nous avons des matériaux diélectriques et conducteurs. Ces technologies planaires reposent généralement sur un substrat diélectrique qui sert de support mécanique. Son épaisseur est généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda_0$). Ses caractéristiques (h , ϵ_r , $\tan\delta$) influent sur le comportement et les performances électromagnétiques des filtres. Les substrats à faibles pertes diélectriques ($\tan\delta \leq 2 \cdot 10^{-3}$) et à permittivité relative ϵ_r élevée sont bien sûr préférés car ils permettent de réduire les pertes d'insertion et la taille. Compte tenu des contraintes mécaniques lors du lancement du satellite, le matériau utilisé doit résister aux chocs et aux vibrations.

Les matériaux organiques sont proscrits dans le spatial en raison des problèmes de dégazage. En revanche, les matériaux céramiques tels l'alumine (Al_2O_3) sont très utilisés. Ils sont bon marché et bénéficient d'un savoir-faire répandu. Les substrats d'alumine présentent des permittivités relatives élevées ($\epsilon_r > 9$) et de faibles pertes diélectriques ($\tan\delta < 2 \cdot 10^{-3}$). D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface (avec une bonne adhésion aux autres corps) et de rigidité. Cependant, pour des surfaces supérieures à $25,4 \text{ mm} \times 25,4 \text{ mm}$ (1 inch^2) et de faibles épaisseurs ($254 \mu\text{m}$), des problèmes de collage apparaissent et fragilisent ainsi le tout. En conséquence, les surfaces permises sont très faibles.

Enfin, les pertes d'insertion d'un filtre planaire dépendent des conducteurs métalliques d'où l'importance de la qualité de conduction du matériau utilisé. Le conducteur parfait n'existant pas, il faut alors choisir celui qui présente la résistivité ohmique la plus faible. Parmi les trois meilleurs conducteurs, on peut citer l'argent, le cuivre et l'or. Dans le spatial, l'or prédomine car il présente le meilleur compromis entre conductivité, résistance à la corrosion et coût.

Remarque : la surcouche diélectrique utilisée dans la technologie multicouche développée au LEST (cf. chapitre II) ne contient pas, selon le fabricant, de matériaux organiques.

Au niveau des pièces et des assemblages mécaniques (antennes, guides d'ondes, structures, coffrets d'électronique) utilisés dans le spatial, les principaux matériaux métalliques sont :

- *les métaux à haute conductibilité électrique* : l'or, l'argent (pour les revêtements de surface) afin d'obtenir des pertes minimales d'énergie,
- *les métaux à haute conductibilité thermique* : l'argent ou ses alliages (pour les cales thermiques) pour la régulation thermique « par conduction »,
- *les métaux à faible coefficient de dilatation thermique* : l'Invar (FeNi), le Kovar (FeNiCo) pour l'alumine (pour le brasage d'une céramique sur un support métallique) ou le titane pour les ferrites.

Nous pouvons citer quelques exemples plus spécifiques :

- *guides d'ondes souples* : alliage de cuivre,
- *pièces de visserie* : en acier inox ou en titane plus léger, etc.
- *filtres de multiplexeur de canaux (OMUX)* : réalisés à partir de cavités en Invar, taillées et amincies par usinage, et de cloisons (avec iris) découpées dans de la tôle mince d'Invar. Après argentage, ces pièces sont assemblées par vis.
- *technologies MMIC* : généralement réalisées sur un substrat d'arséniure de gallium (GaAs),
- *technologies d'encapsulation* : les macrohybrides sont actuellement réalisés en Kovar, les modules multipuces MCM-C (Multi Chip Module-Ceramic, variante du macrohybride) reposent sur un substrat céramique HTCC multicouche (à Alcatel Alenia Space).

I.7 Conclusion

Après une présentation globale du domaine des satellites de télécommunications, nous avons détaillé les principaux besoins identifiés au niveau de la charge utile. L'évolution des technologies hyperfréquences est très corrélée aux objectifs suivants : diminution du coût, augmentation de l'intégration et de la flexibilité.

Parmi la grande variété de technologies disponibles pour réaliser des fonctions de filtrage, la technologie multicouche possède de nombreux atouts. Ceux-ci seront quantifiés dans les chapitres suivants à partir d'un travail portant sur la réalisation d'un filtre en bande C devant équipé un récepteur d'un satellite de télécommunications, et devant satisfaire à des spécifications très tendues.

Bibliographie du Chapitre I

- [I.1] **Service Public Fédéral Belge de programmation "Politique scientifique"**
"Dossier : Engins spatiaux miniatures"
Space Connection # 38, p.5, mai 2002.
http://193.191.208.76/belspo/home/publ/pub_ostc/spacecon/38sc_fr.pdf
- [I.2] **T. Estier**
"Nanosatellite"
<http://thomas.estier.net/portfolio/EPFL/nanosat/>
- [I.3] **CNES**
"Dossier : Microsatellites, un kit sur mesure"
http://www.cnes-tv.com/cnes_fr/cnesmag/cnesmag9_FR_dossier.pdf
- [I.4] **H. Revol**
"Rapport sur la politique spatiale française : bilan et perspectives"
Office Parlementaire d'évaluation des choix scientifiques, mai 2001.
<http://www.senat.fr/rap/r00-293/r00-293.html>
- [I.5] **La Lettre de l'Autorité**
"Fréquences : vers une flexibilité harmonieuse"
La lettre de l'autorité de régulation des communications électroniques et des postes n°46, p 1-12, septembre/octobre 2005.
<http://www.arcep.fr/communiqués/lettre/pdf/lettre46.pdf>
- [I.6] **Site de l'UIT (Union Internationale des Télécommunications)**
<http://www.itu.int/home/index-fr.html>
- [I.7] **J.L. Cazaux**
"Des MMIC aux MEMS : l'introduction des nouvelles technologies hyperfréquences dans les satellites"
Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Toulouse, décembre 2003.
- [I.8] **P. Ramat**
"Les télécommunications spatiales"
<http://www.francetelecom.com/sirius/rd/fr/memento/mento4/m4chap2.pdf>
- [I.9] **S. Moraud**
"Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunications"
Thèse de doctorat, Université de Limoges, juillet 1998.
- [I.10] **Le site d'Ariane Espace**
<http://www.arianespace.com>
- [I.11] **J. Blineau, M. Castellanet, P. Cheval, L. Verhulst**
"La contribution des satellites à l'internet"
Revue des télécommunications d'Alcatel, p.243-248, 4^{ème} trimestre 2001.

- [I.12] **C. Laporte, C. Zanchi, A. Mallet, L. Lapierre, T. Robert**
"Architecture des systèmes « satellite »"
14^{èmes} Journées Nationales Microondes, Journée thématique, Nantes, mai 2005.
- [I.13] **J. Sombrin**
"L'avenir des hyperfréquences dans les satellites de télécommunication"
14^{èmes} Journées Nationales Microondes, Session invitée 5-2, Nantes, mai 2005, 4 p.
- [I.14] **R. Levy and S. B. Cohn**
"A history of microwave filter research, design and development"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, p. 1055–1067, septembre 1984
- [I.15] **I.C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon**
"Microwave filters – applications and technology"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p. 794–805, mars 2002.
- [I.16] **J. D. Rhodes**
"Theory of electrical filters"
John Wiley & Sons, 1976.
- [I.17] **G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones**
"Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures"
Boston : Artech House, 1980, 1096 p. (ISBN : 0890060991).
- [I.18] **R. Levy, R.V. Snyder, and G. Matthaei**
"Design of microwave filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p. 783–793, mars 2002.
- [I.19] **I. C. Hunter**
"Theory and Design of Microwave Filters"
London : The Institution of Electrical Engineers, 2001, 353 p. (ISBN : 0852967772).
- [I.20] **R.J. Cameron**
"Fast generation of Chebyshev filter prototypes with asymmetrically prescribed transmission zeros",
ESA Journal, vol. 6, p. 83-95, 1982.
- [I.21] **R.J. Cameron**
"General prototype network synthesis methods for microwave filters",
ESA Journal, vol. 6, p.192-206, 1982.
- [I.22] **J.F. Favennec**
"Synthèse et réalisations de filtres hyperfréquences à bande très étroite et corrigés en temps de propagation de groupe",
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, septembre 1990.
- [I.23] **E. C. Niehenke, R. A. Pucel, I.J. Bahl**
"Microwave and millimeter-wave integrated circuits"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p. 846-857, mars 2002.

- [I.24] **K.C. Gupta, R. Gang, J.J. Bahl**
"Microstrip Lines and Slotlines"
Debhamn, MA : Artech House, 596 p., 1996.
- [I.25] **D.S. Williams, S.E. Schwarz**
"Design and Performance of Coplanar Waveguide Bandpass Filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 31, p. 558-566, mars 1983
- [I.26] **E. Rius**
"Modélisation de la technologie uniplanaire par la méthode des différences finies. Application au couplage et au filtrage"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 1994.
- [I.27] **G.M. Rebeiz, D.P. Kasilingam, Y. Guo, P.A. Stimson et D.B. Rutledge**
"Monolithic millimeter-wave two-dimensional horn imaging arrays"
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 38, p. 1473-1482, septembre 1990.
- [I.28] **P. Blondy, A.R. Brown, D. Cros, G.M. Rebeiz**
"Low loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems"
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 1181-1184, juin 1998
- [I.29] **S. Perrot**
"Etude théorique et expérimentale de la technologie membrane pour applications « faible coût » aux longueurs d'ondes millimétriques"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2001.
- [I.30] **M. Chatras**
"Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Limoges, décembre 2003.
<http://www.unilim.fr/theses/2003/sciences/2003limo0067/html/index-frames.html>
- [I.31] **M Klauda, T. Kässer, B. Mayer et al.**
"Superconductors and Cryogenics for Future Communication Systems"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.48, p. 1227-1238, juillet 2000.
- [I.32] **R.R. Mansour**
"Microwave superconductivity"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, p. 750-759, mars 2002.
- [I.33] **J.S. Hony, M.J. Lancaster, D. Jedamzik, R.B. Greed**
"On the development of superconducting microstrip filters for mobile communications applications"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, p. 1656-1663, septembre 1999.
- [I.34] **T. Le Nadan**
"Contribution à la conception et à la réalisation de modules hyperfréquences multi-fonctions. Apports d'une solution d'intégration par combinaison de filières technologiques hybrides 3D"
Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, février 2000.
- [I.35] **C. Quendo, E. Rius, C. Person, M. Ney**
"Integration of optimized low-pass filters in a bandpass filter for out of band improvement"
IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques, vol. 49, p.2376-2383, décembre 2001

- [I.36] **E. Rius, C. Person, T. Le Nadan, C. Quendo, J.P. Coupez**
"3D integrated narrowband filters for millimeter-wave wireless applications"
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p 323-326, juin 2000.
- [I.37] **W. Schwab, F. Boegelsack, W. Menzel**
"Multilayer suspended stripline and coplanar line filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, p.1403- 1407, juillet 1994
- [I.38] **W. Menzel, W. Schwab**
"Compact multilayer filter structures for coplanar MMIC's"
IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques, vol. 42, p.1404-1407, juillet 1994
- [I.39] **C. Person**
"Caractérisations théorique et expérimentale de la technologie couches épaisses multicouches. Application à la conception de dispositifs en vue de l'intégration dans les systèmes"
Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 1994.
- [I.40] **G. Subramanyam, F. Van Keuls et F.A. Miranda,**
"A K-band tunable microstrip bandpass filter using a thin-film conductor/ferroelectric/dielectric multilayer configuration"
IEEE Microwave Guided Wave Letters, vol. 8, p. 78–80, février 1998.
- [I.41] **Site de IMST GmbH**
<http://www.ltcc.de/en/home.php>
- [I.42] **L.J. Golonka**
"Technology and applications of Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) based sensors and microsystems"
Bulletin of the Polish Academy of Sciences – Technical Sciences, vol. 54, n°2, p 221-231, 2006.
<http://bulletin.pan.pl/>
- [I.43] **C.Q. Scramton, G.J. Gravier, C. Mesa**
"LTCC technology: where we are and where we going. II"
IEEE MTT-S Symposium on Technologies for Wireless Applications, p 193-200, février 1999.
<http://www.scrantom.com>
- [I.44] **D. Stephens, P.R. Young, I.D. Robertson**
"Millimeter-wave substrate integrated waveguides and filters in photoimageable thick-film technology"
IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques, vol. 53, p.3832-3838, décembre 2005.
- [I.45] **H. Trezeguet**
"Les filtres à ondes de surface"
Electronique, n°156, p.78-88, mars 2005
http://www.electronique.biz/article/272550_a.html
- [I.46] **C.C.W. Ruppel, L. Reindl, R. Weigel.**
"SAW devices and their wireless communications applications"
IEEE Microwave Magazine, vol.3, Issue 2, p. 65-71, juin 2002
- [I.47] **G. Fischerauer, T. Ebner, P. Kruck, K. Morozumi, R. Thomas, M. Pitschi**
"Saw filter solutions to the needs of 3G cellular phones"
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 351-354, juin 2001.

[I.48] R. Weigel, D.P. Morgan, J.M. Owens, A. Ballato, K.M. Lakin, K. Hashimoto, C.C.W. Ruppel

"Microwave Acoustic Materials, Devices and Applications"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, p.738-749, mars 2002

[I.49] R. Lanz

"Piezoelectric thin films for bulk acoustic wave resonator applications: from processing to microwave filters"

Thèse de doctorat ès Sciences, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, n°2991, 2004.

<http://library.epfl.ch/theses/?nr=2991>

[I.50] Association Amicale des Anciens d'Alcatel Space

"Chroniques d'un métier de 1963 à 1993"

http://4aspace.online.fr/metiers/toc_00000.htm

CHAPITRE II

**Etude et réalisation de filtres passe-bande DBR
en technologie multicouche 2,5D (en bande C)**

II.1 Introduction

II.1.1 Présentation des spécifications du filtre étudié

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que la charge utile est constituée principalement de deux sous-systèmes : les antennes et les répéteurs. Les répéteurs ont pour rôle de transposer en fréquence et d'amplifier les signaux de niveaux faibles issus de l'antenne de réception. Dans les répéteurs, on distingue le récepteur et la partie canalisée (IMUX, amplificateur de canal, amplificateur de puissance, OMUX)

Le récepteur assure la première étape de l'amplification et la transposition de la bande de fréquence de réception à la bande d'émission. Il est composé de filtres de réception, d'un amplificateur faible bruit (LNA), d'un mélangeur, d'un oscillateur local (OL) et d'un amplificateur faible puissance. Elément très important, le récepteur est redondé pour pallier une éventuelle défaillance qui affecterait tous les signaux transmis dans la bande.

Les filtres de réception sont au nombre de deux : un filtre RF (Radio-Fréquence) pour la sélection de la bande de fréquence de la liaison montante et un filtre FI (Fréquence Intermédiaire) pour la sélection de celle de la liaison descendante. Les filtres de réception ont pour particularité de ne traiter que des puissances faibles. L'emplacement du filtre FI que nous étudions est indiqué dans la Figure II-1.

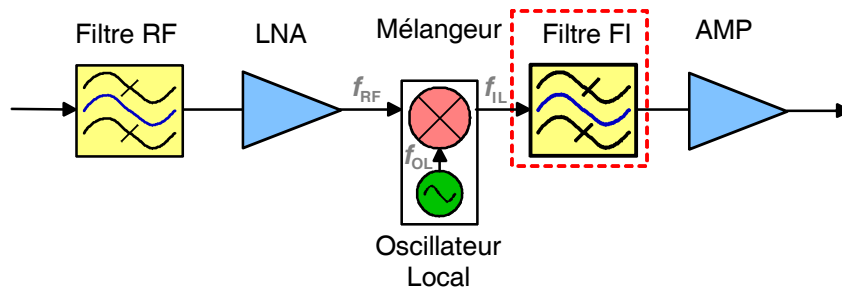


Figure II-1 : Synoptique d'un récepteur.

Le rôle du filtre passe-bande FI est de rejeter les produits d'intermodulation de type $m \cdot f_{OL} \pm n \cdot f_{RF}$ qui apparaissent en sortie du mélangeur. Dans le cas de notre récepteur en bande C, les fréquences f_{RF} et f_{FI} sont respectivement de l'ordre de 6,2 et 4 GHz. La fréquence f_{OL} est précisément de 2,225 GHz. Le produit d'intermodulation $2 \cdot f_{OL}$ apparaît alors très proche de la bande utile Tx située entre 3,4 et 4,2 GHz (cf. Figure II-2).

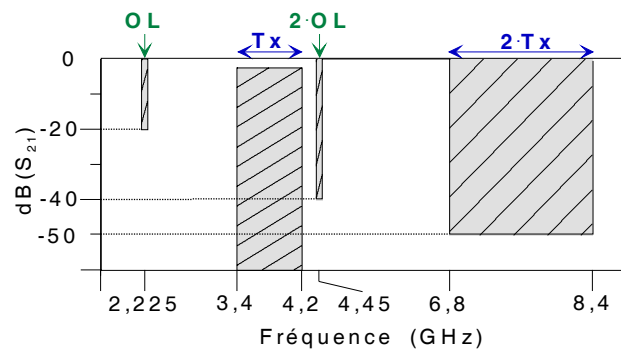


Figure II-2: Gabarit de filtrage.

Définies conjointement par le CNES et Alcatel Alenia Space, les spécifications du filtre sont récapitulées dans le Tableau II-1. Elles ont évolué au cours de cette étude pour répondre aux nouveaux besoins.

Parasite	Bande utile Tx		Réjections (dB)		
	f_{TX1} (GHz)	f_{TX2} (GHz)	Réjection_1 f_{OL}	Réjection_2 à « $f_{2OL} \pm 40\text{MHz}$ »	Réjection_3 f_{2-TX}
f_{2OL} (GHz)	3,4	4,2	> 20 dB	> 40 dB	> 50 dB
4,45					
<p><i>Caractéristiques dans la bande :</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • Pertes d'insertion < 2 dB • Platitude < 0,6 dB • Paramètre de réflexion S_{11} < -15 dB 					

Tableau II-1 : Spécifications du filtre passe-bande en bande C.

- Aucune spécification n'est donnée dans la bande de fréquence $[f_{2-OL} - f_{2-TX1}]$.
- Toutes les spécifications doivent être atteintes pour des plages de variations en température comprises de -20° à 60°C .

Le point critique de ce gabarit est la réjection à la fréquence $2 \cdot f_{OL}$. Celle-ci doit être supérieure à 40 dB et doit être assurée sur une plage de fréquence de l'ordre de 40 MHz (correspondant au delta de température que subira le filtre) tout en maintenant une platitude dans la bande passante meilleure que 0,6 dB. La proximité de la fréquence $2 \cdot f_{OL}$ et de la bande passante est à l'origine de cette difficulté. De plus, comme toujours dans le contexte spatial, on impose que le circuit final soit le plus compact possible.

II.1.2 Problématique et objectif de l'étude

Les contraintes drastiques imposées sur les performances et le coût de fabrication des systèmes de télécommunication hyperfréquences nécessitent la conception de filtres à hautes performances, fiables et de tailles réduites. Dans les équipements de satellite, la tendance actuelle est à la recherche de nouvelles solutions pour remplacer progressivement les encombrants et coûteux mais performants filtres volumiques. La Figure II-3a présente la version conventionnelle équipant actuellement les charges utiles opérant en bande C (anciennes spécifications). L'encombrement de cette solution est de 76 mm × 27 mm × 9 mm (L × l × H). Elle doit être insérée dans un récepteur dont les dimensions typiques sont de l'ordre de 213 mm × 41 mm × 125 mm ce qui met en exergue le point faible du filtre mécanique [II.1]. Dans la présente version, il s'agit d'un filtre interdigité à post-réglage à partir de vis latérales d'ajustement (Figure II-3b).

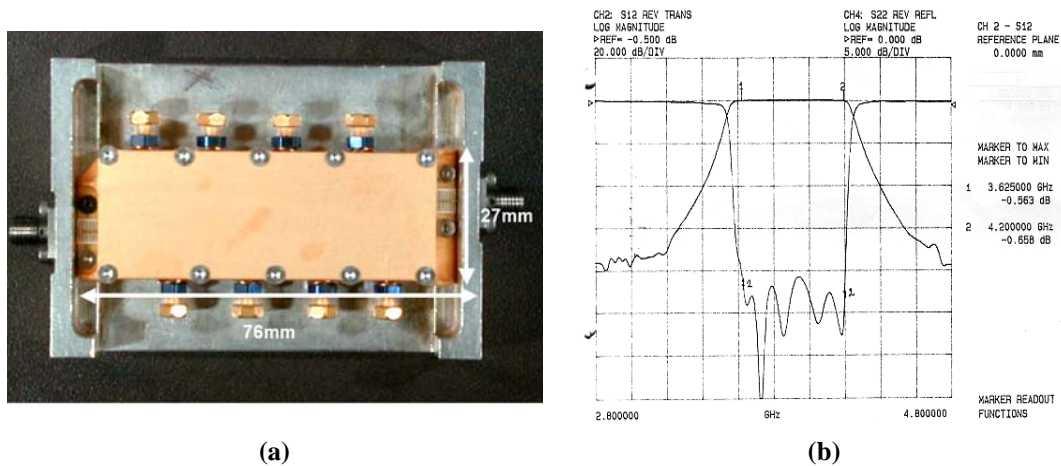


Figure II-3 : Solution mécanique actuelle (hauteur 9mm). (a) Photo du filtre. (b) Mesure.

Lors de ces dernières décennies, des progrès notables ont été réalisés à différents niveaux en électronique, dans les domaines des éléments actifs (amplificateurs faible bruit, amplificateurs de puissance...), des matériaux nouveaux, des nouvelles technologies, du traitement du signal et des techniques de modulations et de codage, des outils de simulation, etc. Ces avancées permettent par conséquent un relâchement significatif des contraintes sur les structures filtrantes. A terme, il devient donc possible de substituer à une structure volumique, une structure planaire. Cela se traduit pour le satellite par une économie de volume et de masse, une plus grande autonomie et une augmentation de la capacité.

Des solutions planaires, sur une technologie microruban classique, s'appuyant sur des topologies appropriées, ont donc ouvert la voie à la réduction de taille tout en restant compétitives vis à vis des performances propres aux filtres volumiques [II.2]-[II.4]. La miniaturisation des dispositifs embarqués reste un souci majeur et des solutions alternatives peuvent être explorées au travers de

filières technologiques émergentes ; à ce titre, nous présentons dans ce chapitre les possibilités offertes par une approche de type multicouche.

La présente étude a pour but de concevoir et de réaliser un filtre sans réglage en bande C devant être intégré dans les charges utiles de satellites de télécommunication, en appliquant des concepts d'intégration multicouche ou 3D.

Remarque : Cette étude fait suite aux échanges et relations entre le LEST-UMR CNRS 6165 et Alcatel Alenia Space (Toulouse) autour de la thématique de recherche « Intégration de filtres hyperfréquences dans les systèmes ».

II.2 Recherche d'une topologie planaire adéquate

Parmi les nombreuses topologies de filtres passe-bande existantes dans la littérature, il s'agit de trouver celle qui propose le meilleur compromis pour remplir les spécifications de l'application visée. La largeur de la bande passante est un premier critère qui permet de classer les topologies en deux catégories. La première catégorie correspond aux filtres à bande étroite (< 10 %) et la seconde aux filtres à bande moyenne (10 à 25 %) et large (25 à 80 %). Le filtre que nous étudions est dans la seconde catégorie puisque sa bande passante relative est de 21 %.

II.2.1 Topologies classiques

Nous présentons deux topologies de filtres passe-bande très utilisées en technologies planaires. A partir du cahier des charges (cf. Tableau II-1), nous effectuons une synthèse électrique de chaque filtre qui montrent les limites de ces deux structures classiques. Dans cette partie, nous privilégions les structures ne nécessitant pas de retour à la masse (court-circuit) pour éviter la réalisation des trous métallisés.

II.2.1.1 Topologie de filtre à bande moyenne et large

Dans la catégorie des filtres à bande moyenne et large, la topologie la plus classique est celle à stub en circuit ouvert (CO). Celle-ci est constituée de stubs demi-ondes à f_0 reliés entre eux par des lignes quart d'onde jouant le rôle d'inverseur d'admittance, ou d'impédance.

A partir de la synthèse de cette structure proposée par G. Matthaei [II.5], nous déterminons les jeux d'impédances et de longueurs électriques pour obtenir une réjection de 40 dB à f_{20L} . Un filtre d'ordre 8 est nécessaire pour répondre à ce critère (cf. Figure II-4a). La réponse idéale associée à ce filtre est donnée à la Figure II-4b (l'ondulation choisie dans la bande est de 0,01 dB).

La réalisation de filtres à forte réjection (au voisinage de la bande passante) à partir de ce type de topologie nécessite des niveaux faibles d'impédances caractéristiques, qui posent des difficultés de faisabilité liées aux limitations technologiques.

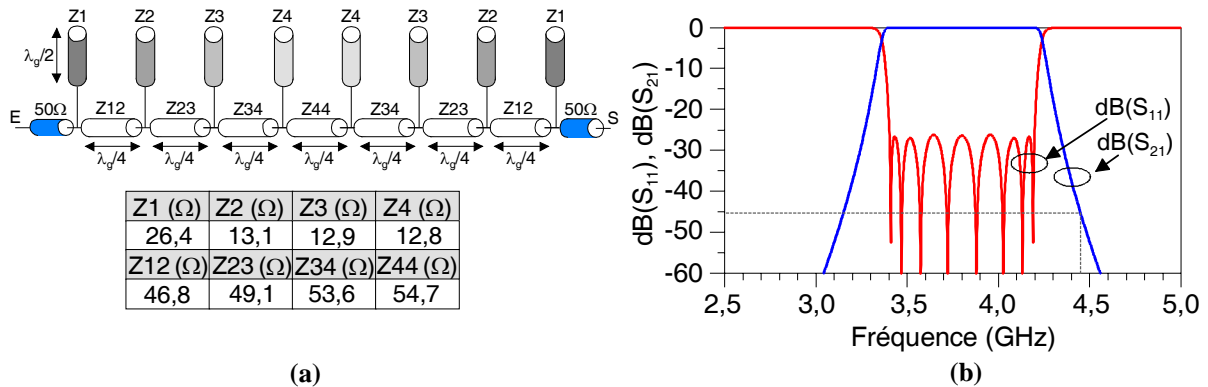


Figure II-4 : (a) Schéma en lignes idéales de transmission d'un filtre passe bande d'ordre 8 à stubs demi-onde et (b) sa réponse en fréquence associée.

II.2.1.2 Topologie de filtre à bande étroite

Dans la catégorie des topologies à bande étroite, les structures sont principalement à base de lignes couplées pour lesquelles le niveau de sélectivité est étroitement lié aux niveaux de couplages inter-résonateurs. Parmi ces topologies, celle à lignes couplées quart d'onde est l'une des plus connues (cf. Figure II-5a).

A l'aide de la synthèse associée à cette topologie [II.5], nous déterminons les impédances paire et impaire (Z_{oei} et Z_{ooi}) de chacune des lignes couplées. Un filtre d'ordre 8 est également nécessaire pour atteindre le niveau de réjection recherché. La réponse idéale du filtre est présentée à la Figure II-5b.

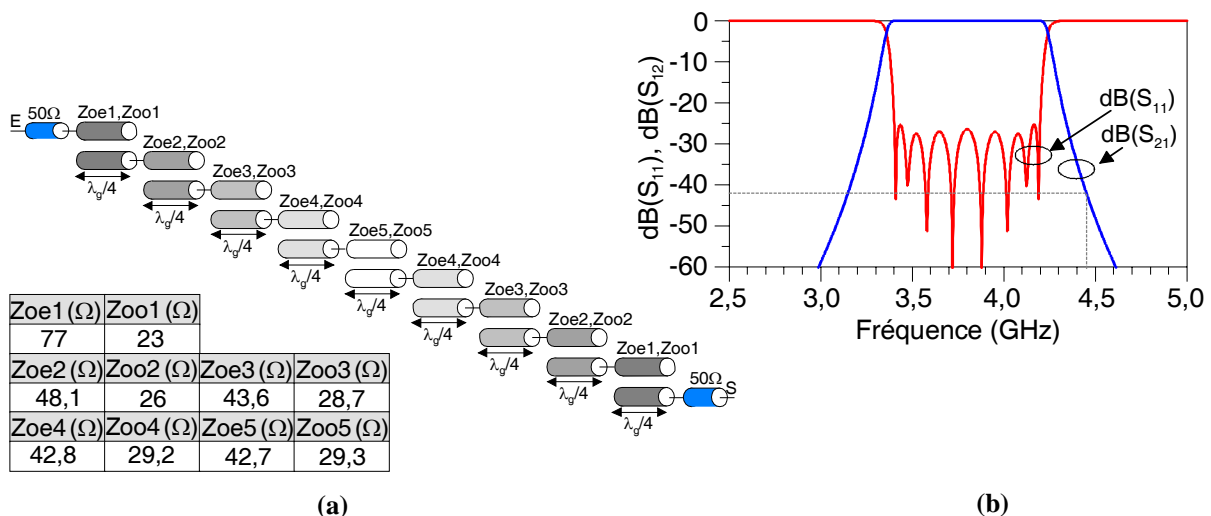


Figure II-5 : (a) Schéma en lignes idéales de transmission d'un filtre passe bande d'ordre 8 à lignes couplées quart d'onde et (b) sa réponse en fréquence associée.

Bien adaptée à la réalisation de filtres à bandes étroites, cette topologie nécessite de réaliser des couplages forts pour obtenir des bandes passantes plus larges. Les couplages forts étant obtenus avec des fentes inter-résonateurs très étroites, cela pose alors inévitablement des problèmes de sensibilité, voire de faisabilité.

Remarque : toujours sur la base de résonateurs couplés, on pourrait discuter aussi de solutions alternatives plus compactes mais tout aussi performantes que sont les topologies combinées ou interdites.

II.2.1.3 Nécessité d'améliorer la réjection

Compte tenu du cahier des charges, les points durs de l'étude concernent d'une part la maîtrise à la fois de la réjection à $f_{2,OL}$ et de la platitude dans la bande passante, et d'autre part celle de la bande atténuée $2 \cdot Tx$ (cf. Figure II-2). Atteindre ces spécifications très contraignantes dans une technologie de réalisation de type planaire est très difficile avec des topologies classiques (e.g. des lignes couplées microruban).

Pour améliorer la réjection d'un filtre aux abords de la bande passante, une solution générale consiste à augmenter l'ordre de ce filtre, ce qui rend plus complexe sa réalisation étant donné que les pertes d'insertion et les dimensions croissent également avec l'ordre. Compte tenu des pertes engendrées, des solutions nécessitant des ordres 8 sont définitivement à proscrire.

Une deuxième solution pour accroître la réjection est de créer des zéros de transmission, ou pics d'atténuation ($S_{21} = 0 \Rightarrow \text{Atténuation (dB)} = 20 \log|S_{21}| \rightarrow -\infty$), non loin de la fréquence de coupure. Le contrôle de la fréquence de ces zéros de transmission permet alors de limiter l'ordre du filtre (et par conséquent les pertes) tout en imposant une réjection très importante à des fréquences particulières. Néanmoins, la mise en œuvre de cette solution n'est pas simple. En effet, il est difficile de transposer directement en hyperfréquence les schémas localisés relatifs aux fonctions d'approximation présentant des zéros de transmission (elliptique, quasi-elliptique, Tchebysheff généralisée). Il faut alors se tourner vers de nouvelles topologies. C'est pourquoi nous nous intéressons à une topologie alternative, la topologie DBR. Cette structure de filtrage hyperfréquence présente des zéros de transmission dont la fréquence est contrôlable en évitant l'étape faisant intervenir les éléments localisés.

II.2.2 Topologie particulière : le DBR

L'utilisation de topologie à zéros de transmission apparaît comme une solution intéressante pour afficher une très forte réjection au voisinage de la bande passante. Dans cette optique, nous utilisons une topologie récente appelée Dual Behavior Resonator (DBR), ainsi que sa synthèse associée, toutes deux développées au LEST par C. Quando [II.6]-[II.9]. Cette topologie plutôt à bande étroite est néanmoins utilisable pour un rapport de bande de 21 %.

II.2.2.1 Principe du résonateur DBR

DBR est le terme générique désignant un résonateur à comportement dual. Un résonateur DBR est l'association en parallèle de deux structures coupe-bandes différentes (de même nature généralement mais présentant des caractéristiques électriques différentes ; cf. Figure II-6). La structure coupe-bande peut-être un stub uniforme ou à saut d'impédance présentant des terminaisons en circuit ouvert (CO) ou en court-circuit (CC). Ce peut être aussi soit une structure planaire, soit une structure volumique.

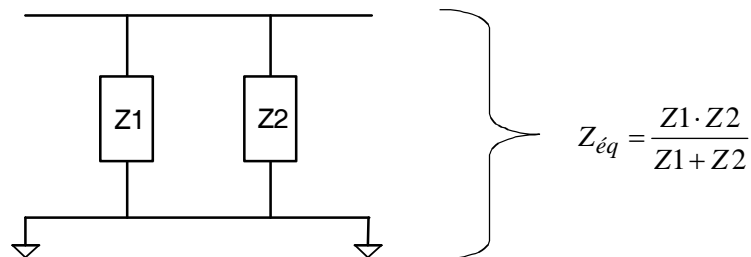


Figure II-6 : Structure résonante de base du DBR.

Si on considère les impédances ramenées des structures coupe-bandes $Z1$ et $Z2$, L'impédance équivalente Z_{eq} sur la ligne entrée-sortie indique que cette structure possède deux zéros de transmission (lorsque $Z1$ ou $Z2 = 0$) et un pôle (quand $Z1 = -Z2$) d'où le comportement dual. Effectivement, le DBR est à la fois coupe-bande et passe-bande.

En effet, lorsque l'on considère le résonateur DBR à stubs planaires uniformes CO de la Figure II-7, la réponse électrique associée comporte deux zéros de transmission (un dans la bande atténuée inférieure f_{zs1} et un autre dans la bande atténuée supérieure f_{zs2}) associés aux stubs (stubs Basse et Haute Fréquence) et une bande passante entre ces deux zéros obtenue par recombinaison constructive.

La finalité du DBR est d’accentuer la réjection aux abords de la bande passante : un des points principaux des spécifications précisées précédemment. En effet, l’utilisation de structures à zéros de transmission est le meilleur moyen d’obtenir de fortes réjections à « moindre coût ». En effet, l’introduction de zéros de transmission permet d’obtenir de fortes réjections tout en conservant un filtre d’ordre restreint. Ceci induit un gain en terme de taille et de pertes d’insertion.

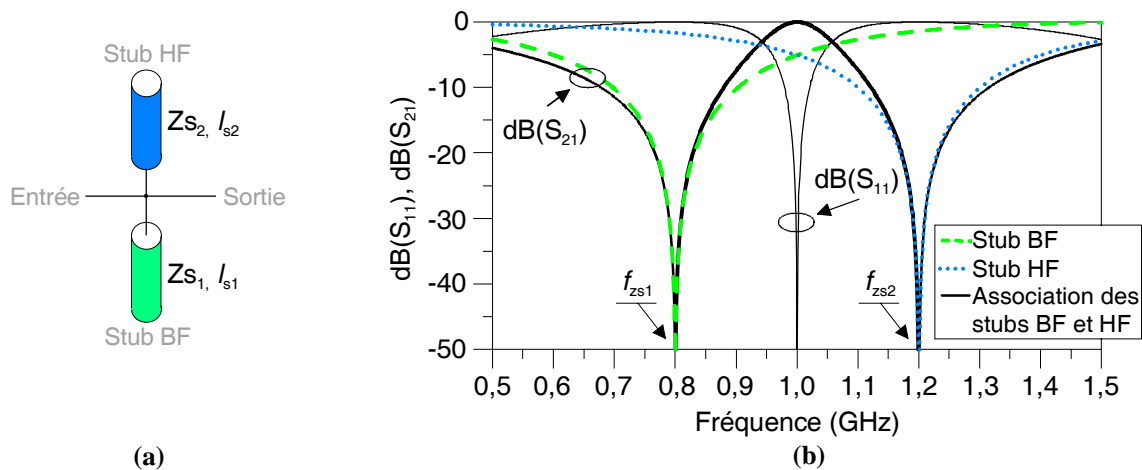


Figure II-7 : Principe du résonateur DBR. (a) Structure à base de stubs plans uniformes. (b) Réponse en fréquence.

II.2.2.2 Propriétés d’un filtre DBR

Un filtre DBR d’ordre N est constitué de N résonateurs (soit $2 \times N$ stubs) reliés entre eux par $N - 1$ inverseurs quart d’onde, ainsi que de deux autres inverseurs en entrée et sortie. La réponse en fréquence d’un tel filtre est caractérisé par N pôles dans la bande passante, N zéros de transmission dans la bande atténuée inférieure et N zéros de transmission dans la bande atténuée supérieure. Grâce aux paramètres liés aux stubs, le DBR permet un contrôle indépendant et simultané des différentes caractéristiques de la réponse en fréquence, *i.e.* la fréquence centrale, la bande passante et les bandes atténuées haute et basse fréquence.

La Figure II-8a illustre la flexibilité de cette topologie sur l’exemple d’un filtre DBR d’ordre 3 (obtenu à partir des valeurs données au Tableau II-2). En effet, tous les stubs du filtre sont différents et la réponse en fréquence (Figure II-8b) met en évidence de façon claire tous les zéros de transmission associés, et de plus, indépendants les uns des autres.

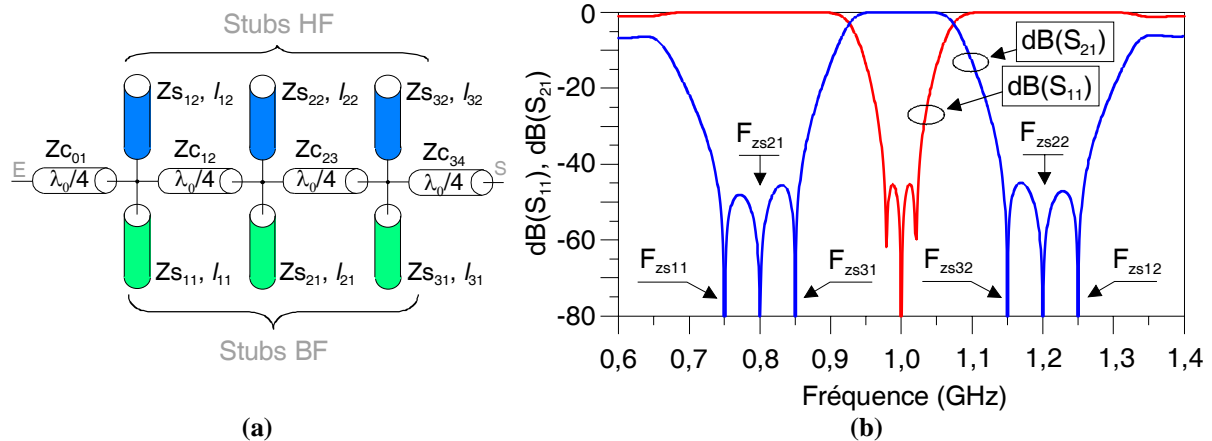


Figure II-8 : Schéma et réponse électrique d'un filtre passe-bande DBR d'ordre 3.

Paramètres d'entrée de la synthèse			
Paramètres généraux	Résonateur DBR n°1	Résonateur DBR n°2	Résonateur DBR n°3
$f_0 = 1 \text{ GHz}$ $w = 10\%$ $Am = 0,01\text{dB}$ $b = 16, Z_0 = 50 \Omega$	$f_{zs11} = 0,75 \text{ GHz}$ $f_{zs12} = 1,25 \text{ GHz}$	$f_{zs21} = 0,8 \text{ GHz}$ $f_{zs22} = 1,2 \text{ GHz}$	$f_{zs31} = 0,85 \text{ GHz}$ $f_{zs32} = 1,15 \text{ GHz}$
Paramètres de sortie de la synthèse			
Inverseurs d'admittance	Résonateur DBR n°1	Résonateur DBR n°2	Résonateur DBR n°3
$Z_{c01} = Z_{c34} = 31,3 \Omega$ $Z_{c12} = Z_{c23} = 24,4 \Omega$ $\lambda_0/4 = 0,075 \text{ m}$	$Z_{s11} = 24,6 \Omega$ $Z_{s12} = 43,8 \Omega$ $l_{11} = 0,100 \text{ m}$ $l_{12} = 0,060 \text{ m}$	$Z_{s21} = 40,7 \Omega$ $Z_{s22} = 62,9 \Omega$ $l_{21} = 0,094 \text{ m}$ $l_{22} = 0,062 \text{ m}$	$Z_{s31} = 76,2 \Omega$ $Z_{s32} = 104,3 \Omega$ $l_{31} = 0,088 \text{ m}$ $l_{32} = 0,065 \text{ m}$

Tableau II-2 : Résultats de la synthèse DBR d'un filtre d'ordre 3.

Cette topologie d'une grande souplesse s'appuie sur une synthèse basée sur un formalisme classique comparable à celles présentées par G. Matthaei [II.5]. Le filtre DBR est une solution très souple à forte réjection et par conséquent, à faible perte. Son principal inconvénient est la présence de remontées parasites de chaque côté de la bande passante, due à diverses recombinaisons constructives et aux résonances propres de chaque stub. Ce point faible peut cependant être solutionné comme nous le verrons par la suite.

II.2.3 Propositions de solutions en technologie planaire

Comme nous l’avons précisé dans le §II.1.2, des résultats obtenus par des solutions planaires permettent (en terme de réduction de taille et de performances électriques) d’envisager le remplacement progressif des filtres mécaniques. Nous proposons ici le développement d’une solution basée sur une topologie DBR.

II.2.3.1 Solution à base de résonateurs surdimensionnés

Surdimensionner les stubs d’un résonateur DBR est une alternative intéressante afin d’accentuer encore la réjection [II.11]. Le surdimensionnement consiste à travailler sur une harmonique supérieure. En effet, la réponse d’une ligne distribuée disposée en parallèle est périodique tous les $p \cdot f_R$, (p est un entier impair et f_R est la fréquence fondamentale de résonance de la ligne).

La quasi-indépendance des deux stubs d’un résonateur DBR permet d’en surdimensionner uniquement un sans pour autant modifier les caractéristiques de l’autre.

Etant donné que dans notre étude, le niveau de réjection est critique dans la bande haute du filtre, seul le stub HF sera surdimensionné. Dans la Figure II-9a, nous comparons un résonateur classique et un résonateur avec le stub HF fonctionnant sur l’harmonique 3. Nous obtenons dans les deux cas une réponse similaire. En revanche, la modification de la longueur du stub a modifié les impédances caractéristiques du résonateur surdimensionné (cf. cas (a) du Tableau II-3). Celle-ci procure une flexibilité en terme de jeu d’impédances qui permet de rapprocher encore plus le zéro de transmission BF tout en restant dans une gamme d’impédances réalisables (pour une technologie donnée) et en conservant la même bande passante (cf. Figure II-9b et cas (b) du Tableau II-3). Les inconvénients principaux de l’utilisation du surdimensionnement sont l’accroissement de la longueur du stub, l’apparition de remontées parasites plus difficiles à contrôler.

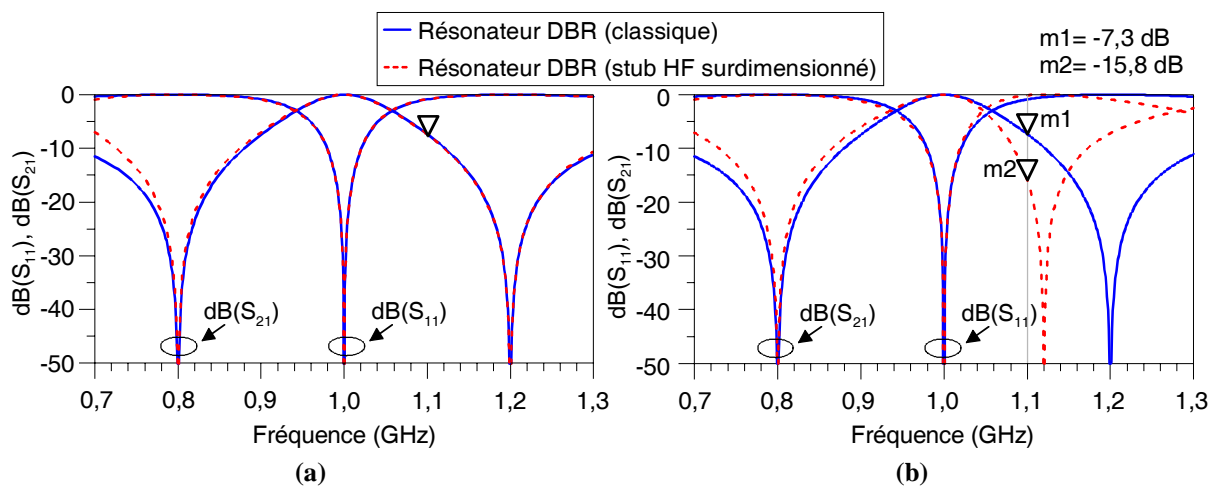


Figure II-9: Réponses idéales de résonateurs DBR :
(a) Résonateurs classique ($40 < Z_s < 60$) et surdimensionné ($20 < Z_s < 50$).
(b) Résonateurs classique et surdimensionné ($40 < Z_s < 60$).

Paramètres d'entrée	Cas (a)		Cas (b)	
	Résonateur DBR classique	Résonateur DBR (stub HF surdimensionné)	Résonateur DBR classique	Résonateur DBR (stub HF surdimensionné)
	$f_{zs21} = 0,8 \text{ GHz}$ $f_{zs22} = 1,2 \text{ GHz}$	$f_{zs11} = 0,8 \text{ GHz}$ $f_{zs12} = (1,2/3) \text{ GHz}$	$f_{zs21} = 0,8 \text{ GHz}$ $f_{zs22} = 1,2 \text{ GHz}$	$f_{zs11} = 0,8 \text{ GHz}$ $f_{zs12} = (1,12/3) \text{ GHz}$
Paramètres de sortie	Résonateur DBR classique	Résonateur DBR (stub HF surdimensionné)	Résonateur DBR classique	Résonateur DBR (stub HF surdimensionné)
	$Z_{S21} = 40,7 \Omega$ $Z_{S22} = 62,9 \Omega$ $l_{21} = 0,094 \text{ m}$ $l_{22} = 0,062 \text{ m}$	$Z_{S11} = 50,6 \Omega$ $Z_{S12} = 20,9 \Omega$ $l_{11} = 0,094 \text{ m}$ $l_{12} = \mathbf{0,187 \text{ m}}$	$Z_{S21} = 40,7 \Omega$ $Z_{S22} = 62,9 \Omega$ $l_{21} = 0,094 \text{ m}$ $l_{22} = 0,062 \text{ m}$	$Z_{S11} = 58,4 \Omega$ $Z_{S12} = 43,8 \Omega$ $l_{11} = 0,094 \text{ m}$ $l_{12} = \mathbf{0,201 \text{ m}}$

Tableau II-3 : Résultats de la synthèse DBR pour un résonateur classique et surdimensionné.

La Figure II-10 présente la photographie d'un filtre DBR d'ordre 2 avec les stubs HF surdimensionnés. Il atteint une taille intéressante de $25,4 \times 25,4 \text{ mm}^2$ (1 inch^2) tout en satisfaisant aux spécifications souhaitées. Des filtres passe-bas sont intégrés pour contrôler les remontées parasites. Nous reviendrons sur ce point dans la suite de ce chapitre, au §II.5.2.3. Ce filtre microruban a été réalisé sur un substrat d'alumine ($h = 254 \mu\text{m}$ et $\epsilon_r = 9,9$). La réjection à $f_{2,OL}$ est suffisante pour respecter les spécifications quelle que soit la température, c'est-à-dire qu'elle accepte un décalage de 20 MHz dans un sens et dans l'autre sans jamais remonter au dessus de 40 dB. Le niveau de pertes est de 0,53 dB et le niveau de platitude est de 0,628 dB à température ambiante. Les remontées parasites entre la réjection à $f_{2,OL}$ et 6,8 GHz (début de la bande 2Tx) sont hors des spécifications et sont considérées comme non gênantes d'un point de vue système. La faible épaisseur du substrat a été choisie de façon à s'affranchir de tout effet de capot éventuel. Sur cet exemple, une hauteur de capot à 3 mm n'a aucune incidence sur la réponse du filtre.

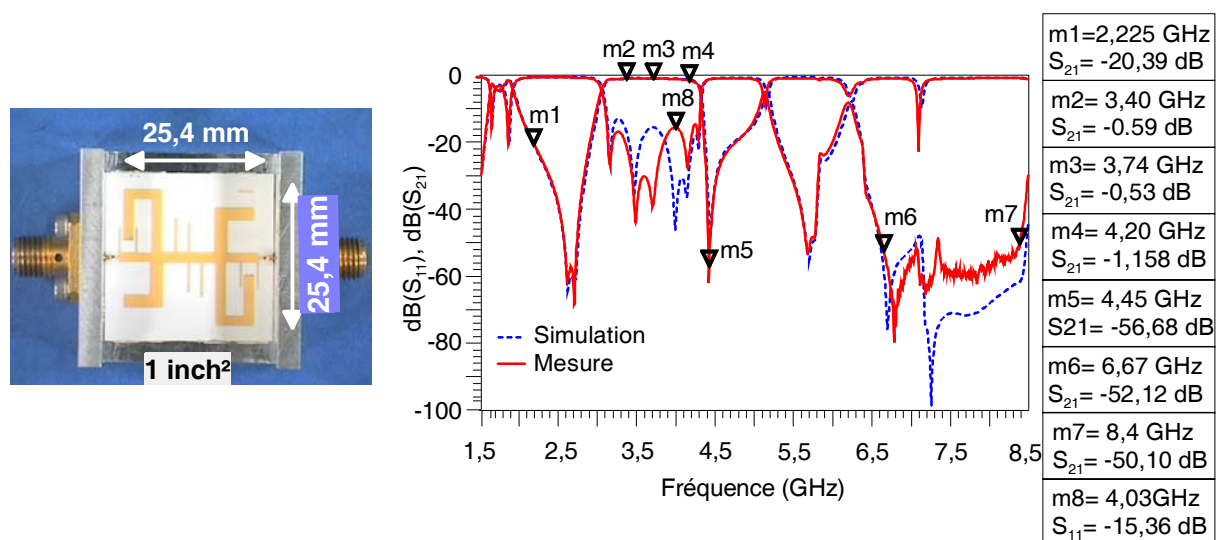


Figure II-10: Photo d'un filtre planaire d'ordre 2 et réponses électromagnétiques et expérimentales.

Le défi étant d’aller encore plus loin en terme de miniaturisation, de nouvelles technologies doivent alors être considérées. Pour exemple, on estime, en version planaire sur alumine, que la limite en taille est fixée à 484 mm² (3/4 inch²) mais avec une incidence directe sur les performances électriques, de l’ordre de 0,2 dB sur la platitude par rapport à la version précédente.

II.2.3.2 Solution à base d’une gamme d’impédances étendue

Dans une topologie DBR, la position relative des bandes atténuées dépend pour une part des impédances caractéristiques réalisables, or la gamme de celles réalisables en technologie microruban sur alumine est limitée. A titre illustratif, nous présentons à la Figure II-11 ce que permet d’atteindre, d’un point de vue électrique, une gamme d’impédance élargie par rapport à une gamme d’impédance classique.

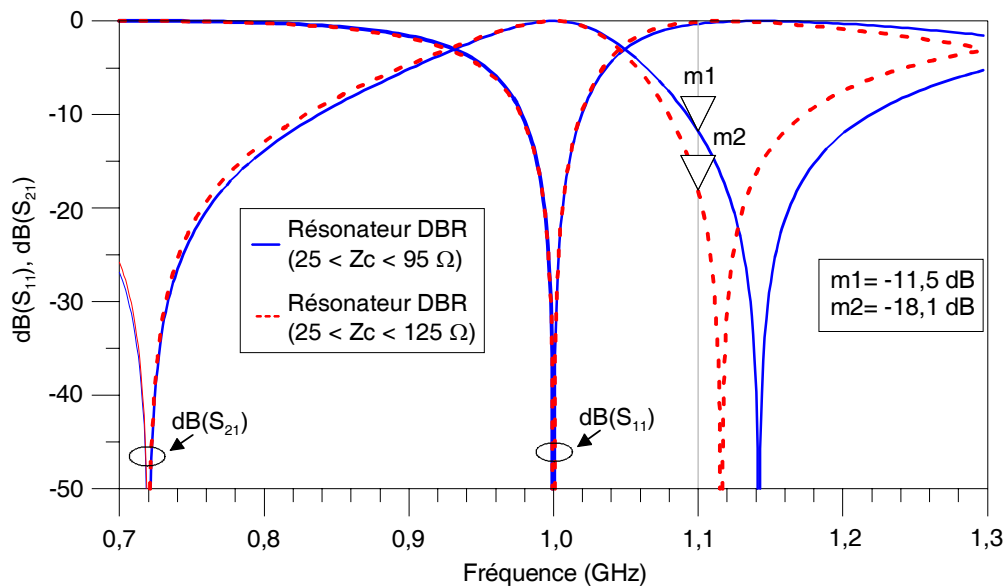


Figure II-11 : Influence des gammes d’impédances microruban classique et élargie sur la réponse idéale d’un résonateur DBR.

La gamme d’impédance élargie permet d’obtenir une plus forte réjection aux abords de la bande passante. La plus forte réjection implique la possibilité de diminuer l’ordre du filtre et par conséquent la taille et les pertes d’insertion. Ces considérations nous ont poussé à choisir la technologie multicouche pour améliorer la flexibilité au niveau de la conception, puisqu’elle peut offrir une plage de valeurs d’impédances caractéristiques plus large que celle disponible avec une technologie purement microruban.

II.3 La filière « couches épaisses » multicouches-multitechnologies

II.3.1 Technologie d'intégration utilisée : le 2,5D

L'investigation sur les technologies 3D a pour principale finalité de rechercher toute la flexibilité offerte par l'exploitation de la troisième dimension (axe vertical z) [II.12], [II.13]. Utiliser cet axe comme un nouveau paramètre de liberté, c'est s'ouvrir de nouvelles perspectives en terme de conception de dispositifs micro-ondes pour répondre à des exigences fortes imposées dans certains cas de figure, que ne peuvent pas forcément offrir des technologies classiques telles que les technologies microruban ou coplanaire, en tout cas uniquement planaire. Le plan de référence 2D est matérialisé par le substrat qui sert de support. Il s'agit ensuite de travailler sur la superposition partielle ou totale des rubans conducteurs (point(s) « chaud » et/ou « froid ») au travers de couches diélectriques.

La combinaison de différentes configurations 3D permet de tendre vers une solution d'intégration multicouche, multitechnologie. Il s'agit dans ce cas d'associer au mieux, sur un même support, au sein d'un même circuit, différentes structures de propagation planaires ou multicouches. Cela permet en effet d'offrir de nouvelles possibilités en termes de fonctionnalité, de flexibilité de conception ou de miniaturisation des dispositifs ou des systèmes. En contrepartie, la complexité se trouve être reportée au niveau de la modélisation et de la maîtrise dimensionnelle des motifs. En effet, les technologies de type multicouche souffrent du manque de modèles fiables et les simulateurs électromagnétiques 3D sont coûteux en temps de simulation.

Une intégration suivant un concept multicouches permet d'envisager l'utilisation de nouvelles structures de propagation (cf. Figure II-12), de type microruban multicouche (TFMS, Thin Film Microstrip Substrate) ou pseudo-coplanaire multicouche (3D-CPW, 3D-CoPlanar Waveguide). Ces solutions constituent des alternatives à la technologie microruban classique. Exploiter la troisième dimension est en effet une alternative intéressante à des fins de miniaturisation et de souplesse de conception. Les degrés de liberté ainsi apportés par la diversité des configurations permettent d'améliorer les performances électriques.

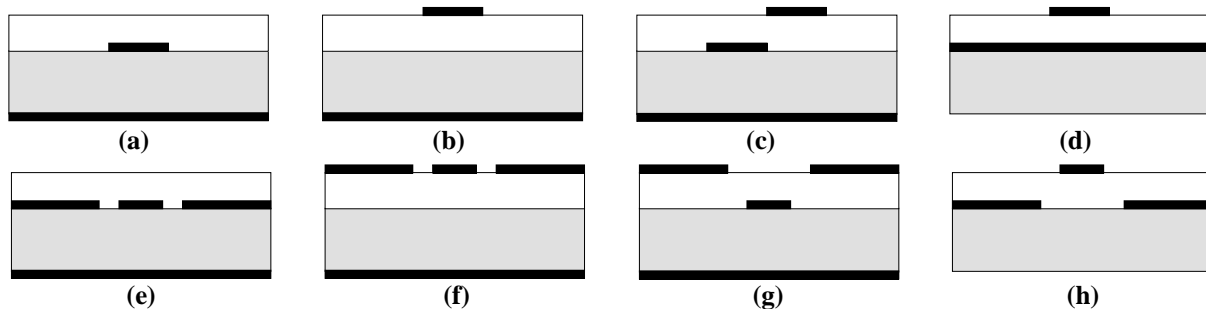


Figure II-12 : Lignes de transmission réalisables en multicouches multitechnologies [II.12] : microruban multicouche (a-b), lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage (c), TFMS (Thick film microstrip) (d), coplanaire enterrée (e), coplanaire (f) et coplanaire multi-niveaux (g-h).

Dans ce chapitre, nous avons adopté une démarche d'intégration "2,5D". On suppose sous ce sigle la superposition de niveaux planaires. Pour débiter, le nombre de niveaux diélectriques et métalliques a été limité à deux sans compter le support.

II.3.2 Description de la structure « couches épaisses » multicouche

Ce travail, repose sur la mise en œuvre d'un procédé technologique hybride de type couches épaisses (par sérigraphie directe ou par sérigraphure sur des substrats céramiques standards suivant les précisions demandées).

La technologie (Figure II-13) s'appuie généralement sur un substrat d'alumine (permittivité relative $\epsilon_r = 9,6$, épaisseur $h = 635 \mu\text{m}$ et pertes diélectriques $\tan(\delta) = 2 \cdot 10^{-3}$). Le substrat alumine fait office de support physique. Une couche sérigraphiée diélectrique ($\epsilon_r = 4,3$, $h = 30 \mu\text{m}$, $\tan(\delta) = 2 \cdot 10^{-3}$) métallisée (Or, $h = 4 \mu\text{m}$ et de conductivité $\sigma_{\text{Au}} = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$) est déposée sur le support d'alumine. Une surcouche diélectrique (même caractéristique que la première) est ensuite déposée sur le métal. Une nouvelle couche métallique est ensuite sérigraphiée, ou sérigraphée, sur la surcouche diélectrique (cf. Annexe A). Le premier et le second niveau métallique représentent respectivement le plan de masse et le ruban.

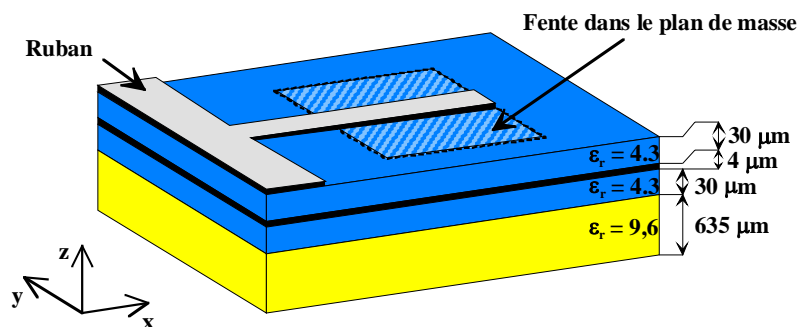


Figure II-13 : Description des différents niveaux de la technologie multicouche du LEST.

Le Tableau II-4 récapitule les principales caractéristiques dimensionnelles, mécaniques et électriques de la filière multicouche.

Sérigraphie directe / sérigraphure				
Encres conductrices			Encres diélectriques	
Fournisseur	TANAKA	ESL	Fournisseur	ESL
Référence	TR 1202	8881 B	Référence	4911
Résistivité $\text{m}\Omega/\text{mm}^2$	4,5	2 à 4	Permittivité (1 MHz)	$4,2 \pm 0,3$
Épaisseur après cuisson	$3 \mu\text{m} \pm 0,5 \mu\text{m}$	$8 \mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$	Tan δ (1 KHz)	0,001
Résolution ligne/fente	$100 \mu\text{m} \pm 2,5 \mu\text{m}$	$20 \mu\text{m} \pm 2 \mu\text{m}$	Épaisseur après cuisson	$20 \mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$
			Résolution fente	$250 \mu\text{m} \pm 2,5 \mu\text{m}$

Tableau II-4 : Filière 2.5D : tableau récapitulatif des matériaux utilisés.

L'utilisation d'une faible épaisseur de diélectrique dans une configuration TFMS permet d'accéder à des impédances caractéristiques très faibles. Si, nous pratiquons une ouverture dans le plan de masse de la configuration précédente, nous pouvons accéder à des impédances caractéristiques élevées. En effet, nous obtenons une structure 3D-CPW, de permittivité diélectrique effective peu élevée et dont la largeur des fentes est liée à la largeur de l'ouverture dans le plan de masse. La sous-couche diélectrique placée sous le plan de masse permet d'accentuer le caractère inductif de ces tronçons de ligne (de faible largeur et avec ouverture dans le plan de masse) sans modifier les caractéristiques des lignes capacitives (de forte largeur et sans ouverture dans le plan de masse).

La Figure II-14 met en évidence l'intérêt de la technologie multicouche par rapport à la technologie microruban : le rapport de forme (rapport entre les différentes largeurs de ruban) est divisé par deux et le rapport d'impédance est multiplié par six.

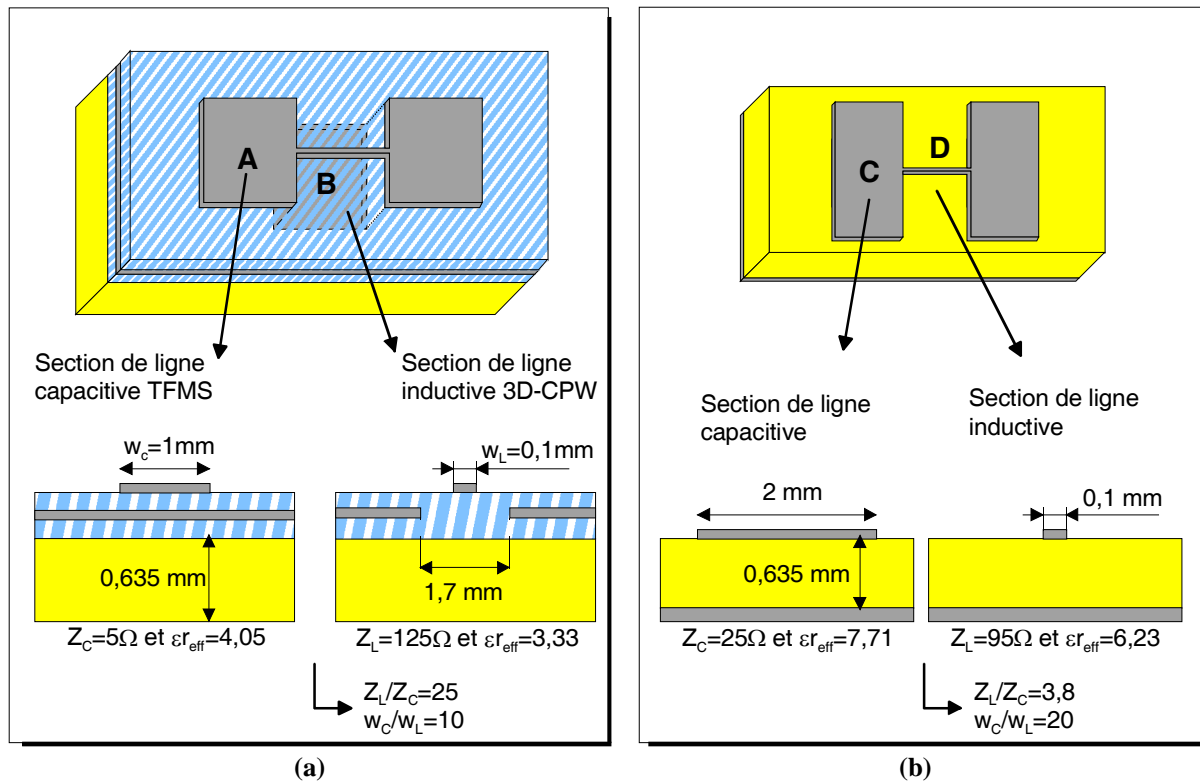


Figure II-14 : (a) Technologie multicouche. (b) Technologie microruban.

La variété des lignes de transmission proposée en technologie multicouche permet d'obtenir une très large gamme d'impédance caractéristique pour des facteurs de forme associés tout à fait raisonnables. Ceci permet en particulier d'utiliser, même aux fréquences élevées, des techniques de synthèse basiques de type semi-localisée, en exploitant le caractère fortement localisé de ces lignes de transmission (effet inductif ou capacitif prédominant par un choix adéquat des dimensions et supports), et ainsi de diminuer de manière significative la taille globale des dispositifs.

Remarque : les dimensions technologiques critiques sont de $300\ \mu\text{m}$ pour les vias et de $20\ \mu\text{m}$ pour les largeurs de rubans et les fentes.

II.4 Les moyens de conception de filtres hyperfréquences

L'utilisation d'outils de simulations pour la modélisation et la caractérisation est indispensable à la conception de filtres hyperfréquences. Puisque la précision, les performances optimales et un temps de développement court sont les paramètres critiques du design, le besoin d'outils de conception efficaces et précis est de plus en plus fort. Leur aptitude à prévoir avec précision et efficacité le comportement réel du circuit va permettre de sécuriser le développement, limiter le nombre de prototypes et donc de faire des économies de temps et d'argent.

Durant la phase de simulation, le concepteur utilise différents logiciels. Dans un premier temps, un logiciel de simulation de type « circuit » est utilisé pour décrire le comportement électrique de la structure (à partir de bibliothèques de modèles) et générer un masque (*layout*) qui intègre les paramètres géométriques sous la forme d'un schéma. Cette première étape est primordiale mais ne prend pas en compte tous les phénomènes (couplages électromagnétiques parasites, influence des discontinuités, rayonnement, etc.). Un logiciel de simulation électromagnétique est alors utilisé pour prendre en compte tous les phénomènes mis en jeu. Puis par itérations successives, le concepteur va affiner le masque pour corriger les inévitables différences et obtenir ainsi un résultat de simulation électromagnétique répondant aux spécifications. Cette partie est de loin la plus fastidieuse, compte tenu des temps de calcul importants associés à toute simulation électromagnétique. C'est une raison pour laquelle, la simulation initiale à partir d'un outil circuit doit être la plus précise possible. D'autre part, nous y reviendrons ultérieurement, la simulation électromagnétique globale n'est pas toujours possible. La complexité géométrique des motifs et les rapports de dimensions importants, en sont les principales raisons.

Le terme de simulation électromagnétique implique la résolution numérique des équations de Maxwell pour les champs électromagnétiques pour une structure donnée placée dans un environnement spécifié (conditions aux limites). Compte tenu qu'il n'existe pas de solutions analytiques des équations de Maxwell (excepté pour des cas simples), de nombreuses techniques numériques ont été développées au cours de ces deux dernières décennies afin de les résoudre.

Le calcul des champs peut être effectué soit dans le domaine temporel (quand la réponse est obtenue en fonction du temps) ou soit dans le domaine fréquentiel (quand la solution est obtenue pour une excitation sinusoïdale dans une plage de fréquences spécifiée). Parmi les techniques de résolution dans le domaine temporel, l'approche la plus couramment utilisée est la méthode des différences finies (FDTD, *Finite Difference Time Domain*). Il existe également la méthode TLM (*Transmission Line Matrix*). Pour la simulation fréquentielle, les techniques les plus couramment utilisées sont la méthode

des éléments finis (FEM, *Finite Element Method*) et la résolution des équations intégrales par la méthode des moments (MoM, *Method of Moments*).

Chaque méthode présente ses avantages et aussi ses inconvénients. La méthode générale permettant de résoudre n'importe quel problème n'existe pas. Actuellement, les méthodes numériques d'analyse électromagnétique sont des outils incontournables pour obtenir une caractérisation précise et rigoureuse des phénomènes électromagnétiques engendrés au sein des dispositifs. Pour l'analyse d'une structure spécifique, le choix de la méthode numérique s'appuie sur des compromis entre la précision, la vitesse, les besoins de stockage (mémoire, disque dur) et la souplesse d'utilisation.

Avec les progrès remarquables accomplis à la fois dans le domaine du matériel informatique et du calcul numérique, la conception assistée par ordinateur (CAO) des structures hyperfréquences a atteint un niveau significatif de maturité pour les technologies classiques. Il existe actuellement un vaste choix d'outils de simulation EM commerciaux avec des capacités accrues dans la modélisation des structures. Parmi les principaux outils, nous pouvons citer les simulateurs basés sur la :

- Méthode des éléments finis (FEM) :

HFSSTM [II.16], EMDSTM [II.17], EMXD (laboratoire XLIM), Maxwell®2D [II.16], etc.

- Méthode des différences finies (FDTM) :

FidelityTM [II.18], EmpireTM [II.19], etc.

- Méthode des moments (MoM) :

MomentumTM [II.17], Ansoft DesignerTM [II.16], IE3DTM [II.18], Sonnet®[II.20], WIPL-DTM [II.21], etc.

Les logiciels de CAO utilisant ces méthodes numériques peuvent également être classés en trois catégories suivant qu'ils sont basés sur un simulateur électromagnétique 3D, 2D ou 2,5D.

Les simulateurs électromagnétiques 3D sont capables de traiter des structures en trois dimensions avec des géométries quelconques (parmi les méthodes 3D, on peut citer la FDTD, la TLM et la FEM). Ils calculent généralement les équations de Maxwell complètes au sommet de polygones qui définissent la géométrie de la structure à étudier. Les simulateurs EM 3D nécessitent l'usage de beaucoup de mémoire et un temps de calcul long pour obtenir des résultats précis. Ils sont donc plutôt réservés aux études de structures nécessitant réellement une simulation dans les trois dimensions, même si ils peuvent être utiles lorsqu'on souhaite étudier les effets de couplage entre structures planaires, comme par exemple des lignes couplées. Les structures à étudier n'exigent pas nécessairement de tels calculs et c'est pourquoi il existe sur le marché des simulateurs planaires 2D (e.g. Maxwell®2D d'Ansoft). Plus rapides que les simulateurs 3D et offrant une approximation

correcte, les techniques de calcul 2D portent uniquement sur le calcul des champs électromagnétiques sur des sections transverses d'un élément de circuit, avec un maillage réalisé avec des triangles ou des carrés. Toutefois, un compromis existe pour simuler certaines structures dans leur globalité. On utilise alors des simulateurs dits 2,5D (appelés aussi 3D planaires) qui calculent les champs d'une structure en maillant toute la surface métallique et en prenant en compte les caractéristiques du substrat (hauteur, ϵ_r). Les exemples typiques d'utilisation de simulateurs 2,5D sont les structures planaires telles que les circuits microrubans, les circuits coplanaires, les antennes patch et les structures générales multicouches contenant des conducteurs de type planaire. La méthode de résolution prédominante pour de telles structures est la méthode des moments (MoM) qui convient spécialement à l'analyse des circuits passifs et des antennes planaires dans les domaines des ondes hyperfréquences (centimétriques et millimétriques). Toutefois, ces simulateurs ne peuvent être mis en oeuvre que dans le cas de structures homogènes sans discontinuité dans la nature du matériau qui les constitue.

Au LEST, nous disposons du logiciel de type circuit **ADS**TM d'Agilent (version 2005A) et des simulateurs électromagnétiques **HFSS**TM d'Ansoft (version 10), **Momentum**TM d'Agilent (logiciel incorporé dans ADS) et **IE3D**TM de Zeland Software. Par ailleurs, un outil basé sur la méthode TLM est développé de façon académique au sein du laboratoire.

En résumé, les logiciels de simulation 3D (HFSS par exemple) sont très puissants et peuvent répondre à tous les cas de figure dans la limite de la mémoire disponible. En effet, ils effectuent un maillage (à partir de tétraèdres) de l'intégralité de la structure. Ce caractère très général est un atout indéniable mais peut se révéler très handicapant en terme de temps de calcul. Par exemple, pour des structures purement planaires pour lesquelles les approximations faites par d'autres logiciels sont valables (logiciel 2,5D tel que Momentum par exemple), le temps de calcul nécessaire peut varier sur une échelle de 2 à 7. C'est pourquoi, même si la puissance de logiciels comme HFSS est très attrayante, il faut bien identifier le besoin réel en fonction de la structure étudiée afin d'optimiser le temps de réglage nécessaire.

II.5 Démarche de conception de filtres multicouches

La procédure suivie pour concevoir les filtres multicouches s’est faite à partir d’une approche de type ligne de transmission.

II.5.1 Synthèse du filtre en lignes de transmissions idéales

Dans un premier temps, une description complète du filtre par des lignes de transmission idéales est implémentée sur le simulateur circuit ADS. Les impédances caractéristiques et les longueurs du filtre sont déterminées, à l’aide des outils de synthèse développés au LEST, pour respecter le gabarit de filtrage imposé. Partant d’un compromis entre les performances électriques et la taille, nous avons débuté la conception d’un filtre passe-bande symétrique d’ordre 2 à l’aide de la synthèse du filtre DBR à stubs uniformes CO (Figure II-15). Les différents paramètres nous permettent de contrôler la fréquence centrale F_0 , la largeur de la bande passante et la position en fréquence des zéros de transmission :

- Z_{s11}, l_{s11} pour le zéro de transmission haute fréquence ($Z_{s11} = 115 \Omega$, section 3D-CPW),
- Z_{s21}, l_{s21} pour le zéro de transmission basse fréquence ($Z_{s21} = 14 \Omega$, section TFMS),
- $Z_{c_{i,i+1}}, \lambda_0/4$ sont les inverseurs ($9 < Z_{c_{i,i+1}} < 24 \Omega$, section TFMS).

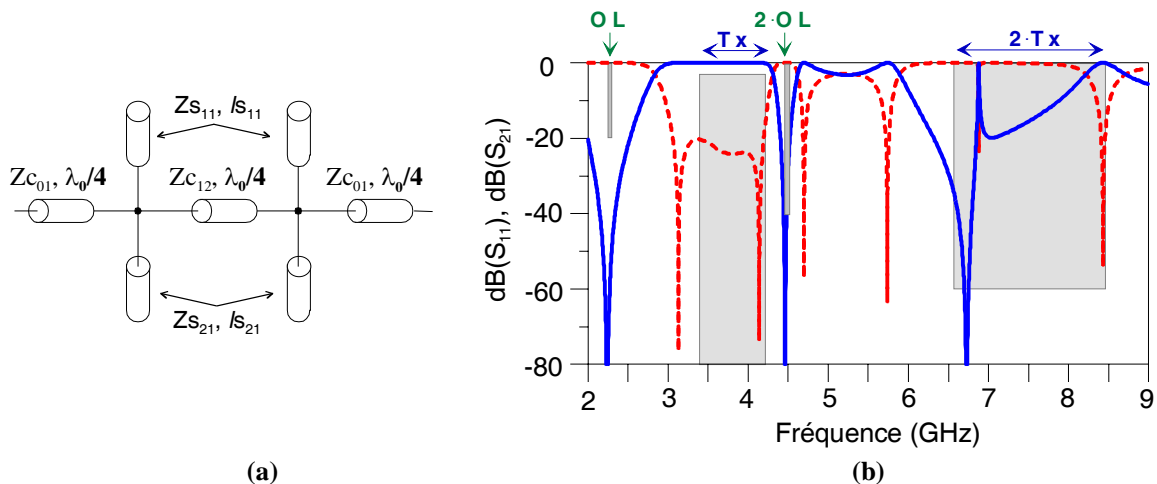


Figure II-15 : (a) Filtre DBR d’ordre 2 en lignes de transmission idéales. (b) Réponse idéale.

Dans notre cas, l’aspect réjection étant principalement recherché dans la bande atténuée supérieure, les stub HF doivent être les plus inductifs possibles ce qui conduit à une configuration 3D-CPW. L’absence de fortes réjections aux abords inférieurs de la bande passante permet de relâcher les contraintes sur les zéros de transmissions BF, qui apparaissent alors comme de nouveaux paramètres de liberté.

II.5.2 Synthèse du filtre en lignes physiques

Dans l'étape suivante, l'aspect technologique des lignes est pris en compte. Nous avons fixé ici la largeur minimale des rubans à 100 μm pour limiter les pertes métalliques et minimiser les aspects de sensibilité aux erreurs éventuelles de process. Cette dimension correspond à une impédance caractéristique Z_c de 35 Ω dans une configuration TFMS. Sachant que la largeur de ruban est inversement proportionnelle à l'impédance caractéristique, nous distinguons alors les tronçons de lignes capacitifs TFMS ($Z \leq 35\Omega$ avec $w > 100 \mu\text{m}$) de celles inductives 3D-CPW ($Z \gg 35\Omega$ avec $w = 100 \mu\text{m}$ et une ouverture dans le plan de masse qui permet de régler Z_c) pour lesquelles il est nécessaire de pratiquer une ouverture dans le plan de masse.

II.5.2.1 Tronçons TFMS :

Pour les sections TFMS, le calcul de leurs paramètres physiques (w , la largeur de ruban et ϵ_{eff} la permittivité effective) se fait aisément à l'aide de l'outil LineCalc disponible sous le logiciel ADS. Il suffit simplement de paramétrer les caractéristiques du substrat TFMS et des rubans. Puis, pour modéliser ces tronçons TFMS dans ADS-Agilent™, nous utilisons les modèles disponibles de la bibliothèque microruban.

II.5.2.2 Tronçons 3D-CPW :

Si la modélisation des tronçons TFMS ne posent pas de problème, le cas des tronçons 3D-CPW est bien plus délicat. Le logiciel ADS dispose d'une bibliothèque de substrat multicouche et de lignes associées à ces substrats. La détermination des paramètres physiques n'est pas immédiate. En effet, à partir de l'ajustement de l'impédance caractéristique et de la vitesse de phase d'une ligne idéale, il s'agit de faire correspondre les réponses électriques (en amplitude et en phase) de cette ligne idéale avec celles de la structure multicouche. Jusqu'à présent, cette bibliothèque ne nous a pas donné entièrement satisfaction en terme de précision dans les simulations (les pertes sont mal prises en compte par exemple, des résultats aberrants apparaissent parfois et de façon inopinée et pour des configurations non nécessairement complexes). Comme il n'existe pas de modèles analytiques fiables pour de telles structures de propagation, il faut alors faire appel à d'autres méthodes pour déterminer leurs caractéristiques physiques.

Notre choix s'est alors porté sur l'utilisation du logiciel électromagnétique HFSS de type 3D. Celui-ci nous permet de déterminer à partir d'une description physique (Figure II-16), les paramètres électriques que nous recherchons. Les caractéristiques électriques ainsi obtenues (Z_c , ϵ_{eff} , A , respectivement l'impédance caractéristique, la permittivité effective, l'atténuation linéique) sont

ensuite utilisées pour paramétrer les modèles de lignes de transmission employés par le logiciel circuit ADS. Pour décrire complètement cette structure de ligne, il suffit au final de préciser sa longueur.

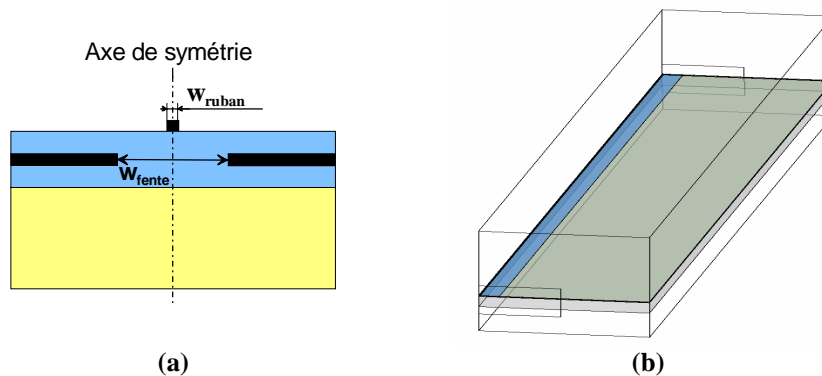


Figure II-16 : (a) Vue en coupe d'une ligne de transmission. (b) Schéma sous HFSS (utilisation d'un plan de symétrie).

A partir de HFSS, nous avons tracé des abaques donnant les caractéristiques de lignes pour divers jeux de dimension (rubans et fentes). L'abaque de la Figure II-17 représente ainsi l'évolution de l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission de largeur de ruban w_{ruban} de $100 \mu\text{m}$ dont on fait varier la largeur de fente w_{fente} . Plus l'impédance caractéristique recherchée sera haute, plus la fente devra être élargie. Par exemple, pour obtenir une impédance de 115Ω avec une largeur de ruban de $100 \mu\text{m}$, il faut une largeur de fente de $1200 \mu\text{m}$.

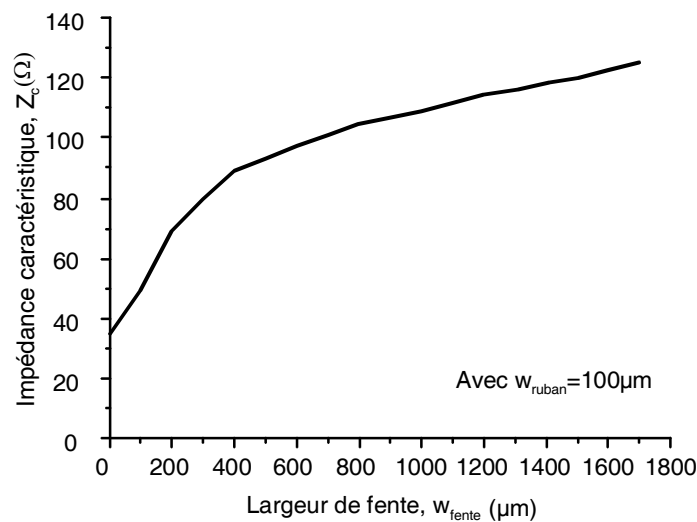


Figure II-17 : Evolution de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur de la fente.

Les informations obtenues à partir de HFSS sur la ligne 3D-CPW sont ensuite intégrées dans le simulateur circuit d'ADS à l'aide du modèle TLINP (2-Terminal Physical Transmission Line). Il contient les paramètres physiques de la ligne de transmission (Z_c , l , ϵ_{eff} , atténuation(f_0), $\tan\delta$).

Nous avons à présent tous les outils pour faire une analyse circuit de l'ensemble du filtre. Dans la Figure II-18a, w et l représentent respectivement les largeurs et les longueurs effectives des lignes de transmission. Nous distinguons la partie TFMS de la partie 3D-CPW. Pour éviter l'excitation éventuelle de modes parasites et aussi la création de discontinuités trop complexes, nous avons décalé la fente de la discontinuité de ligne principale à l'aide d'un tronçon TFMS (w_d, l_d). Sa largeur est celle de la ligne 3D-CPW. La Figure II-18b représente les caractéristiques du substrat TFMS et d'une ligne 3D-CPW de longueur L_{11} .

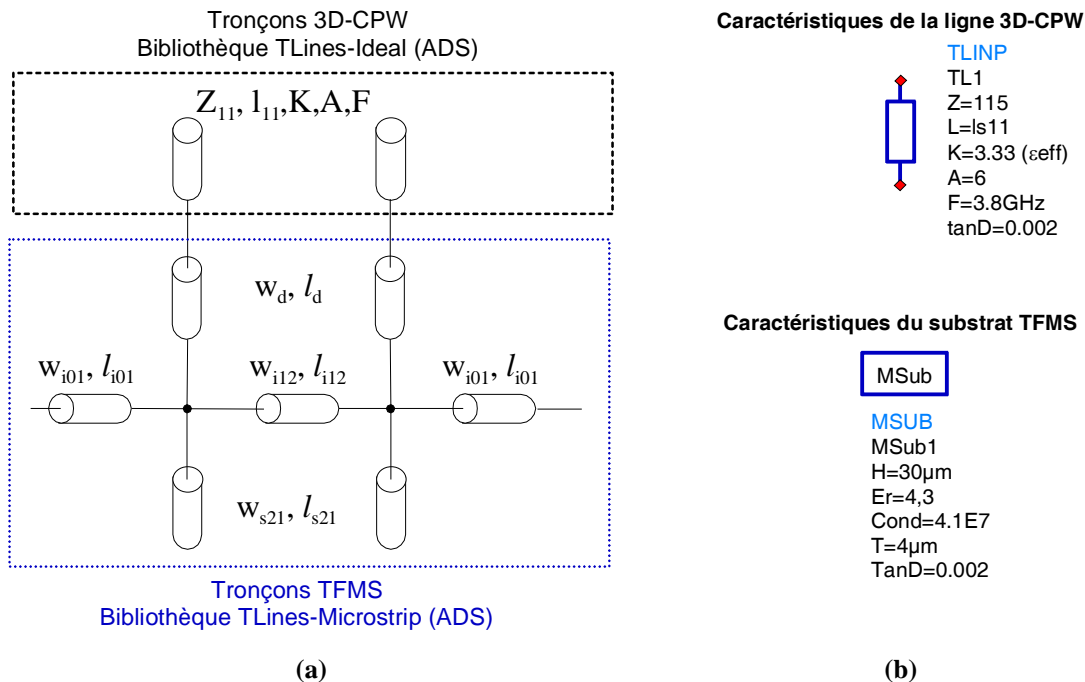


Figure II-18 : (a) Indication des différentes configurations sur le filtre DBR d'ordre 2 et du décalage de la fente par rapport à la ligne principale. (b) Caractéristiques du substrat TFMS et de la ligne 3D-CPW sous ADS.

Pour prendre en compte et corriger l'influence des discontinuités présentes au niveau des sections TFMS, nous intégrons les modèles de jonctions et de bout présents dans ADS. Faute de modèle, les discontinuités liées aux tronçons 3D-CPW (effet de bout et jonction 3D-CPW/TFMS) ne sont pas prises en compte dans un premier temps.

II.5.2.3 Élimination des remontées parasites

Un désavantage du DBR est la présence de remontées parasites de chaque côté de la bande passante. Pour y remédier, un recours est l'utilisation d'une approche dite « filtre(s) dans les filtres » [II.10]. Dans notre cas, elle consiste à intégrer dans le filtre passe-bande, des cellules passe-bas qui vont limiter les remontées parasites dans la bande $2T_x$. La Figure II-19 illustre ce principe qui permet

de ne pas dégrader le niveau des pertes d'insertions et surtout de préserver l'encombrement du filtre initial voire de le réduire suivant les structures passe-bas utilisées.

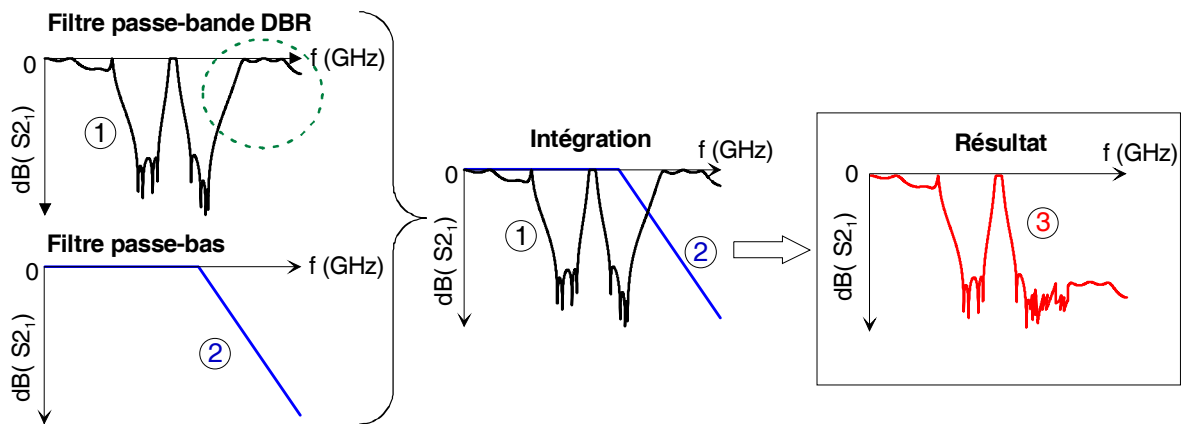


Figure II-19 : Intégration de structures passe-bas dans la structure passe-bande.

Pour atteindre cet objectif, nous nous sommes intéressés à deux structures passe-bas, une à saut d'impédance et une autre à stub en Circuit Ouvert (CO). Comme nous allons le voir, l'intégration de ces structures est facilitée par la présence d'inverseurs d'admittances entre les résonateurs.

➤ Structure à saut d'impédance

L'intérêt principal de cette structure est de réduire la taille de l'inverseur. En effet, les particularités des sections C-L sont les suivantes :

- section capacitive C : $l_C \propto Z_{C_C}$: la longueur l_C est proportionnelle à Z_{C_C} , ce qui signifie que plus la valeur de l'impédance sera faible, plus la longueur de la section sera petite (section TFMS).
- section inductive L : $l_L \propto 1/Z_{C_L}$. la longueur l_L est inversement proportionnelle à Z_{C_L} . Dans ce cas, l'impédance la plus forte va être recherchée pour obtenir la longueur la plus petite (section 3D-CPW).

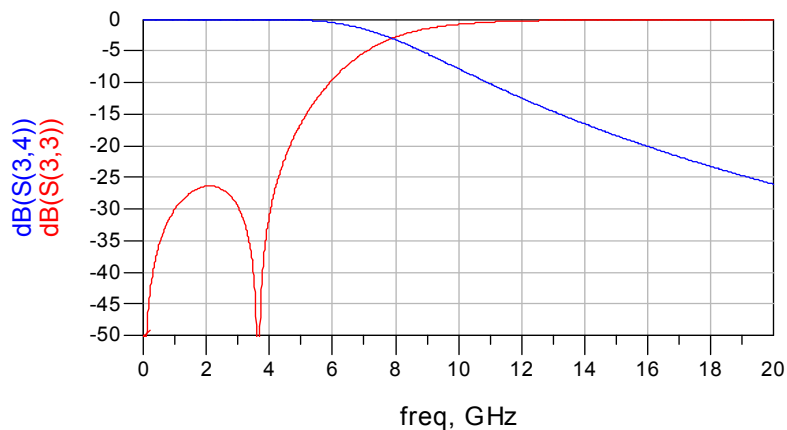


Figure II-20 : Réponse idéale d'une structure à saut d'impédance.

Cette structure est intégrée au niveau des inverseurs d'admittance qu'elle remplace finalement (cf. Figure II-21). La section 3D-CPW du filtre est de 115Ω ($w_{\text{ruban}} = 100 \mu\text{m}$ et $w_{\text{fente}} = 1200 \mu\text{m}$). Les coefficients sur les longueurs des sections du filtre passe-bas (a, b et c) sont réglés de manière à atténuer les harmoniques hors-bande tout en maintenant les performances dans la bande. Les valeurs sont obtenues sur la base d'une synthèse classique. La largeur des rubans est aussi un paramètre de réglage.

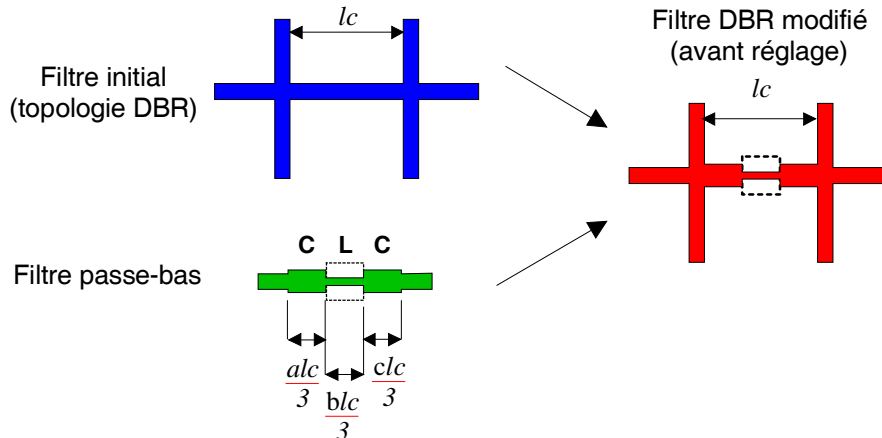


Figure II-21 : Intégration d'une structure passe-bas à saut d'impédance dans le filtre passe-bande.

➤ Structure à stub en circuit ouvert

Son principal avantage est de permettre d'obtenir une forte réjection à proximité de la bande passante grâce au stub CO qui apporte un zéro de transmission. En modifiant la longueur du stub, le zéro de transmission est déplacé à la fréquence opportune permettant d'atténuer fortement les remontées parasites (Figure II-22).

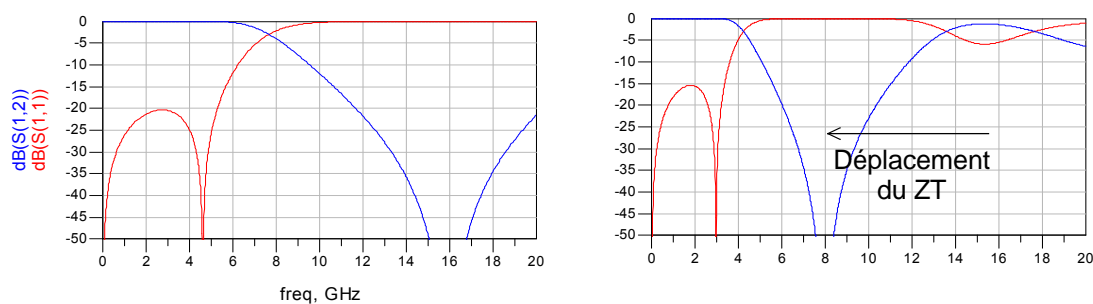


Figure II-22 : Effet du déplacement du zéro de transmission sur la réponse idéale d'une structure passe-bas à stub CO.

Cette structure est intégrée au niveau des inverseurs d'admittance qu'elle remplace finalement (Figure II-23).

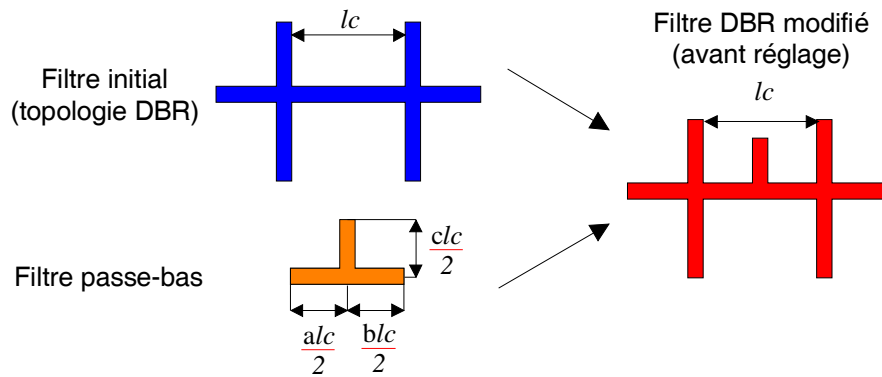


Figure II-23 : Intégration de la structure passe-bas à stub CO dans le filtre passe-bande.

➤ Structure hybride : association de structures à saut d'impédance et à stub CO

Pour profiter des avantages des deux structures passe-bas présentées, nous les avons combinées. Les stubs en circuit-ouvert sont insérés au niveau de la section capacitive du filtre passe-bas à saut d'impédance (cf. Figure II-24).

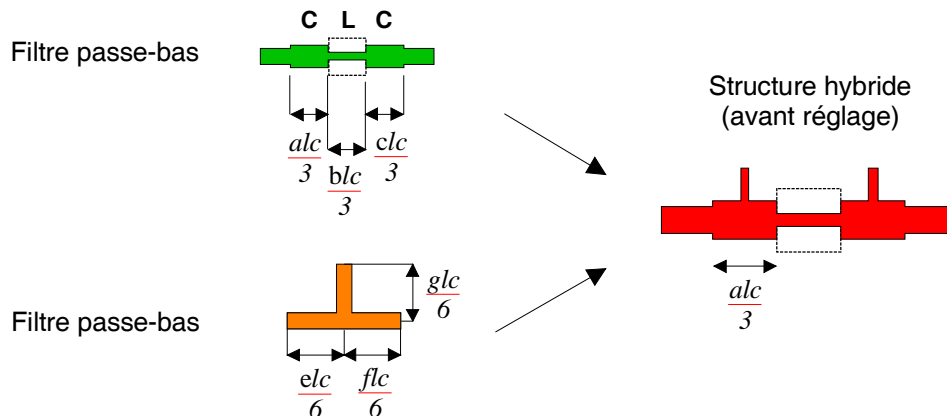


Figure II-24 : Intégration de la structure passe-bas à stub CO dans la structure à saut d'impédance.

L'utilisation conjointe de ces deux structures (à saut d'impédance et à stub CO) permet d'obtenir de fortes réjections aux abords de la bande grâce aux stubs en circuit ouvert et sur une large bande de fréquence grâce aux sauts d'impédance (Figure II-25).

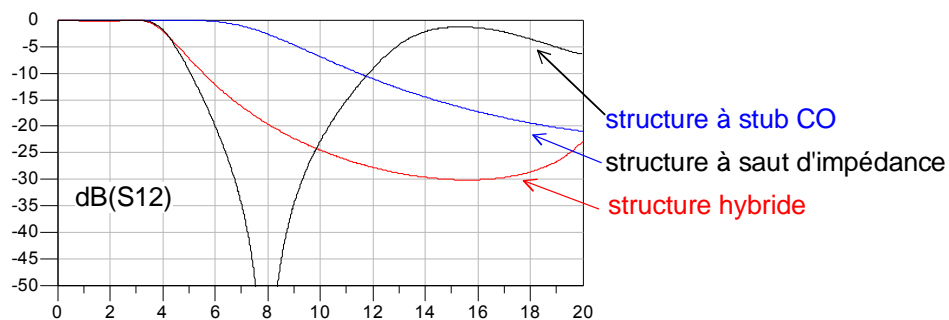


Figure II-25 : Réponses idéales des différentes structures passe-bas

➤ Optimisation

Tout au long de la conception, le filtre est réglé en associant une méthode basée sur l'expérience et une optimisation à utiliser à bon escient. L'optimisation consiste à faire varier les dimensions du filtre suivant une plage de valeurs préalablement définie par le concepteur pour atteindre des objectifs au niveau de la réponse en fréquence.

Aux Figure II-26 et Figure II-27, nous présentons respectivement le schéma circuit d'un filtre DBR d'ordre 2, conçu à partir de la méthode exposée précédemment, et sa réponse. A ce stade de la conception, le filtre ne répond pas encore entièrement aux spécifications. En effet les pertes et la platitude déterminées lors de l'analyse circuit sont de l'ordre de 1 dB. La réjection souhaitée à f_{2OL} n'est pas atteinte, mais peut être améliorée lors de l'analyse électromagnétique. En outre, la remontée parasite proche de la bande passante n'est pas un problème car elle est tolérable du point de vue système.

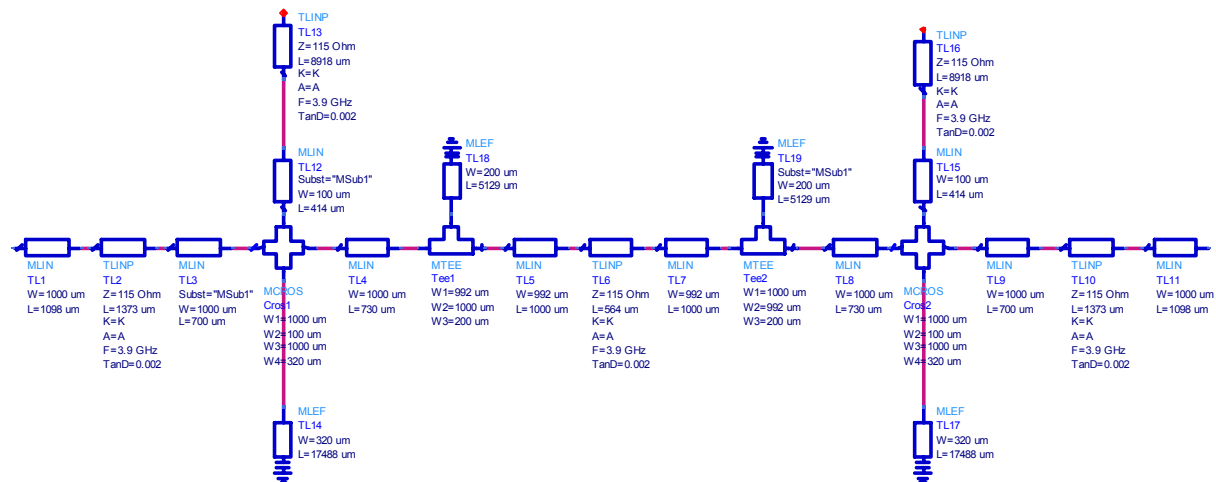


Figure II-26 : Schéma circuit du filtre passe-bande d'ordre 2.

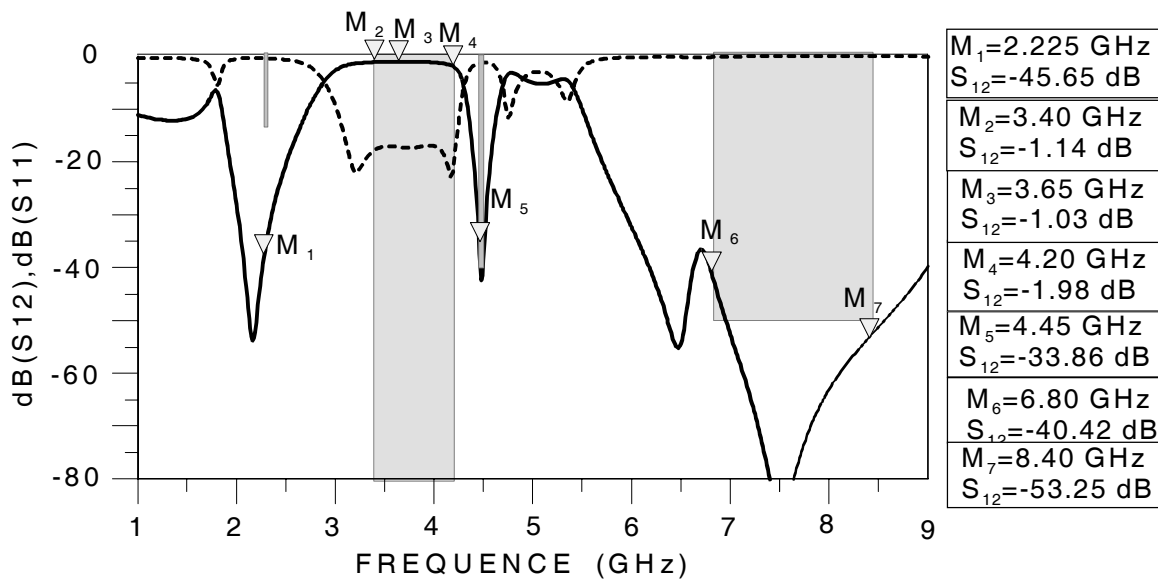


Figure II-27 : Simulation circuit du filtre d'ordre 2.

II.5.3 Simulation électromagnétique

Cette étape est restée très longtemps le point bloquant de l'étude compte tenu de la sévérité des contraintes à satisfaire. En effet, les divers logiciels électromagnétiques commerciaux disponibles (HFSS, Ansoft designer, Momentum) rencontrent actuellement des difficultés majeures à simuler en globalité ce genre de structures. A noter que Momentum ne permet pas de définir les configurations 3D-CPW avec des ouvertures dans le plan de masse baignées par le diélectrique de permittivité 4,3, mais par de l'air. Nous ne pouvons donc utiliser ce logiciel pour ce type de configurations. En ce qui concerne HFSS, la taille mémoire, les temps de calculs nécessaires pour atteindre des résultats précis sont excessifs. Ceci est particulièrement dû aux facteurs d'échelle trop importants que l'on rencontre sur nos structures, et que ce type de logiciel a des difficultés à gérer (explosion du nombre de mailles pour prendre en compte les zones critiques). Pour un filtre relativement simple avec des discontinuités douces, une analyse circuit peut suffire, mais la complexité du filtre allant toujours en augmentant, on ne peut plus se passer de simulations électromagnétiques.

Par conséquent, nous avons recherché une solution alternative qui s'appuie sur l'utilisation d'outils d'analyse circuit et électromagnétique. Elle est présentée en trois étapes. L'exemple donné à la Figure II-28 met en évidence un découpage optimal d'un filtre DBR d'ordre 2 permettant de prendre en compte au mieux l'ensemble des discontinuités.

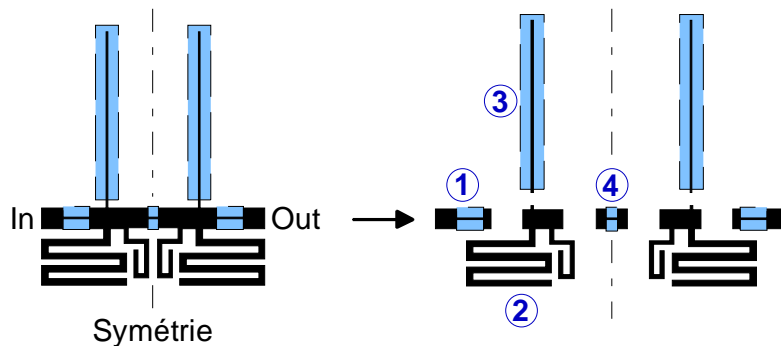


Figure II-28 : Découpage du filtre en plusieurs sections.

Les différents tronçons sont ensuite simulés indépendamment avec des logiciels adéquats de CAO électromagnétiques ; Momentum convient parfaitement à la simulation de sections TFMS (n°2), et HFSS pour les sections avec une ouverture dans le plan de masse (n°1, 3 and 4). La Figure II-29 présente un schéma de simulation sous HFSS. Le temps de simulation électromagnétique cumulé (Momentum plus HFSS) est de l'ordre de quarante minutes pour les quatre sections.

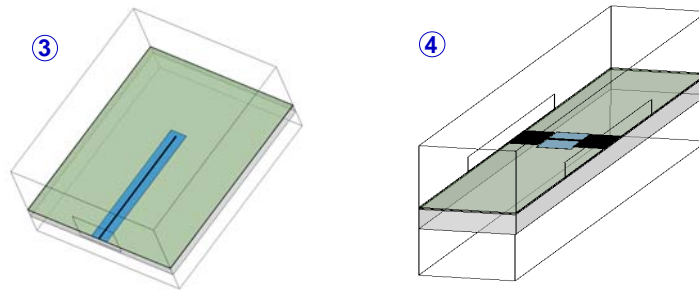


Figure II-29 : Schémas des sections n°3 et 4 dans HFSS.

Enfin, pour obtenir la réponse de l'ensemble du filtre, des boîtes noires sont cascadées dans ADS. Elles contiennent les paramètres [S] des sections simulées séparément (cf. Figure II-30).

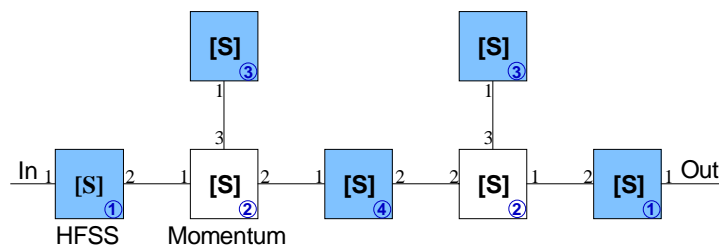


Figure II-30 : Simulation hybride.

Les résultats de cette approche sont présentés dans la partie suivante, relative aux structures que nous avons réalisées.

II.6 Filtres réalisés

Nous présentons dans cette partie trois filtres d'ordre 2 réalisés dans la technologie multicouche décrite au § II.3.2 [II.22]-[II.24].

Remarque : les filtres présentés ici sont issus d'une simple analyse circuit avec une prise en compte partielle des effets des discontinuités. Suite à une interruption de quelques mois des activités multicouches, nous n'avons pas été en mesure de réaliser des structures à partir de la méthode hybride présentée précédemment. En effet, des problèmes d'ordre technologiques lors du procédé de fabrication des circuits ont été rencontrés. Le problème était lié à une incompatibilité entre l'encre conductrice (Tanaka TR1902) et l'encre diélectrique (ESL 4911). Celle-ci se traduisait par l'apparition de « bulles » dans les couches diélectriques et conductrices lors de la cuisson à cause de la très forte densité de l'or utilisé. Notre cas n'est pas isolé et le fabricant travaille actuellement sur une encre diélectrique compatible avec cet or. Au laboratoire, une solution alternative provisoire a été adoptée consistant à utiliser des encres conductrices différentes selon le niveau de la métallisation (cf. Tableau II-4).

II.6.1 Version classique

La topologie du premier filtre DBR d'ordre 2 est présentée à la Figure II-31. La surface occupée est de 27,8 mm × 11,4 mm. Le filtre consiste en deux résonateurs DBR, deux structures passe-bas à sauts d'impédance (en entrée et en sortie) et une structure passe-bas hybride (au centre). Le rôle principal des structures à sauts d'impédance est ici de raccourcir la longueur des inverseurs d'admittance (et donc la longueur totale du filtre) mais aussi d'atténuer les remontées parasites dans la bande 2Tx. Compte tenu du fait que la réjection de cette structure à sauts d'impédance est progressive, ceci contraint à choisir une fréquence de coupure proche de la bande passante. Quand aux stubs CO de la structure hybride, ils servent également à contrôler les remontées parasites mais avec plus d'efficacité. Par ailleurs, les fentes au niveau des stubs hautes fréquences ont été rallongées au delà de l'extrémité des rubans afin de limiter les effets de bouts. Nous avons tenté de simuler ce filtre de manière globale avec HFSS en utilisant différentes techniques afin de forcer le maillage uniquement dans les zones critiques, mais nous n'avons pas obtenu de résultats satisfaisants.

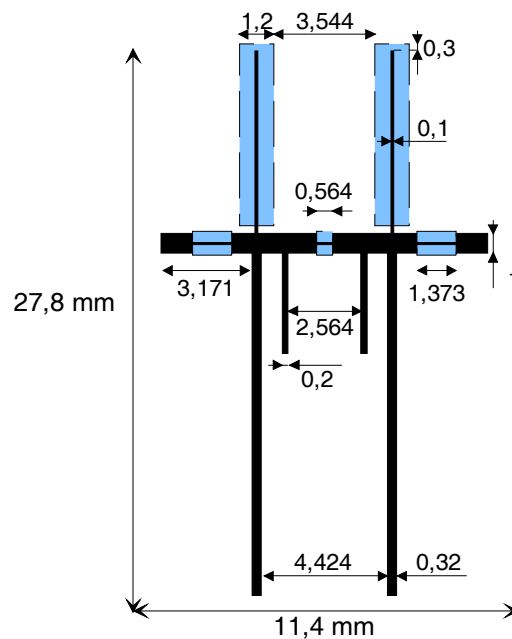


Figure II-31 : Masque du filtre passe-bande d'ordre 2.

Ce filtre est mesuré à l'aide d'une station de mesures sous pointes (les accès coplanaires ne sont pas représentés, cf. annexe A). A partir d'une comparaison entre la mesure et l'analyse circuit (description en lignes de transmissions), la Figure II-32 met en évidence le manque de précision d'une telle simulation. Dans l'ensemble, l'analyse circuit est assez proche de la réalité mais pas suffisamment. En effet, le filtre ne respecte pas les spécifications au niveau de la fréquence de coupure haute de la bande passante.

Les pertes d'insertion sont de 1,6 dB. Cette dégradation s'explique par une mauvaise estimation des fréquences de coupure des structures passe-bas qui se trouvent dans la bande passante du filtre passe-bande. Nous avons pu le démontrer car nous avons aussi réalisé, à des fins d'analyses, de façon séparée et au cours du même « run » les éléments critiques qui constituent le filtre (résonateur, structures passe-bas). Grâce aux mesures de structures passe-bas et à la comparaison avec une simulation électromagnétique (HFSS), nous avons pu constater que leurs fréquences de coupure avaient été mal estimées.

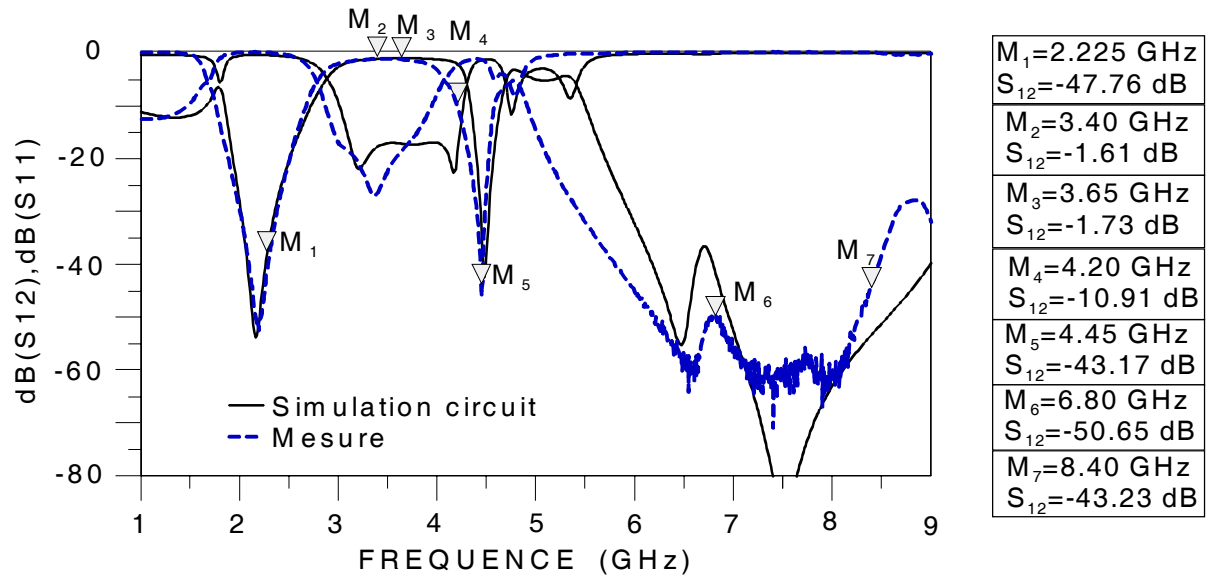


Figure II-32 : Simulation circuit du filtre d'ordre 2 et résultats expérimentaux.

En revanche, si à partir de ce masque, nous effectuons une post-simulation hybride, nous pouvons alors noter en effet un bon accord entre la simulation et la mesure, sur une très large bande de fréquence allant de 1 à 9 GHz.

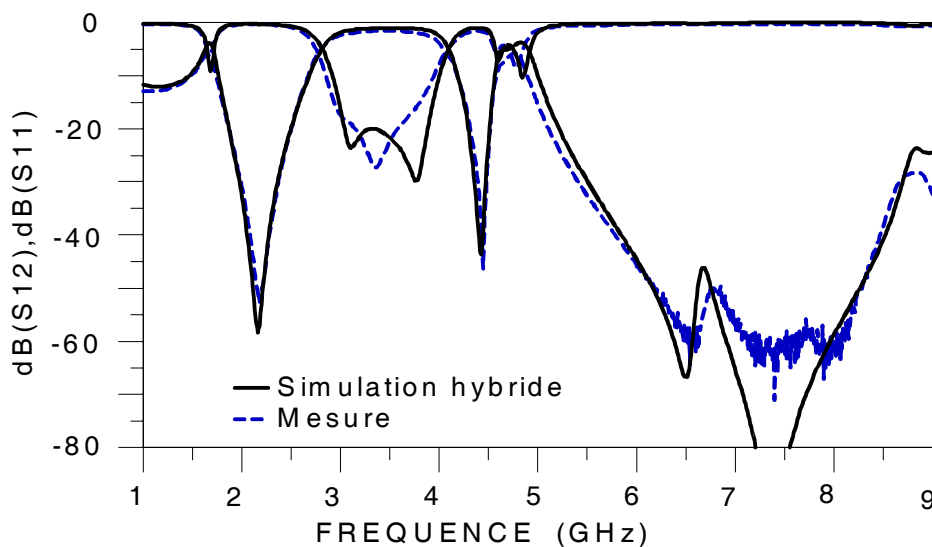


Figure II-33 : Simulation hybride du filtre d'ordre 2 et résultats expérimentaux.

II.6.2 Miniaturisation

Le masque du filtre de la Figure II-31 souligne combien les stubs hautes et basses fréquences sont encombrants. Ceci peut-être corrigé par repliement.

II.6.2.1 *Version semi-repliée*

Dans un premier temps, nous nous intéressons uniquement aux stubs TFMS. La faible épaisseur de la couche diélectrique de cette technologie multicouche présente l'avantage d'offrir un faible couplage inter-résonateur permettant alors de rapprocher les lignes, sans noter d'effets trop gênants sur la réponse. L'essentiel de l'énergie électromagnétique est confinée au voisinage immédiat des conducteurs et dans le diélectrique. Pour déterminer la distance minimale nécessaire de façon à limiter le couplage entre les lignes, nous nous sommes appuyés sur LineCalc et le modèle de lignes couplées MCLIN d'ADS. Nous optons ici pour une valeur de couplage de l'ordre de -40dB.

Il existe de multiples façons de replier les stubs dont celle qui est présentée ci-dessous et qui peut être considérée comme une version semi-repliée (cf. Figure II-34). La distance qui sépare les lignes repliées est d'environ 350 μm soit la largeur du ruban du stub le plus large. La comparaison du filtre, dans sa version classique (Figure II-33) et sa version repliée, montre le gain significatif obtenu en terme de taille. L'encombrement du filtre entier a été réduit par un facteur 2.

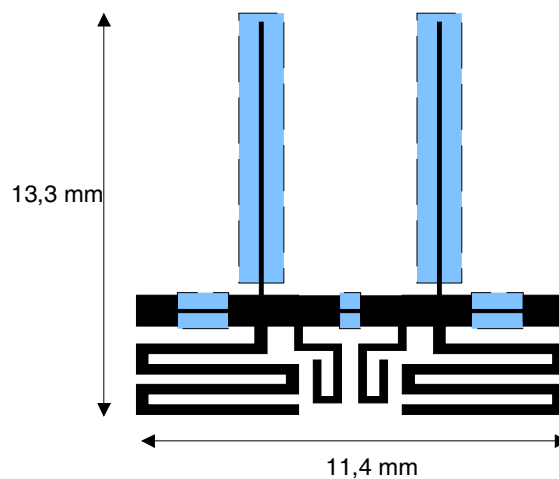


Figure II-34 : Filtre DBR d'ordre 2 dans sa version semi-repliée.

II.6.2.2 *Version repliée*

Afin de réduire encore plus la taille du filtre, l'étape suivante a été de replier également les stubs 3D-CPW. Le principal risque est l'excitation d'un mode d'ordre supérieur précisément à l'angle à 90° qui pourrait détériorer les caractéristiques électriques du filtre. (nous nous trouvons effectivement dans un mode de propagation proche d'un mode coplanaire) C'est pourquoi, nous avons

effectué une étude électromagnétique (HFSS) afin d'étudier l'influence de ce repliement vis-à-vis du stub « classique » et du résonateur entier. Aucun mode parasite n'est excité dans notre bande de travail. Le résultat du repliement est présenté à la Figure II-35 et montre une plus grande compacité de la structure finale. Le gain de taille est de 60 % par rapport à la version classique.

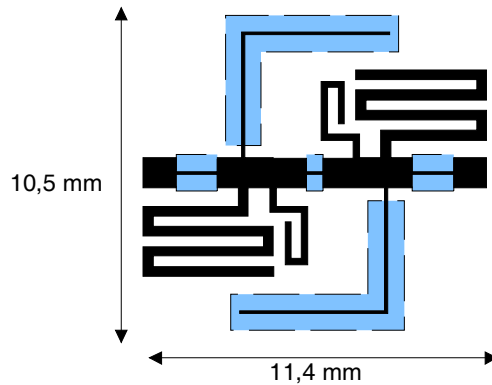


Figure II-35 : Filtre DBR d'ordre 2 dans sa version repliée.

Remarque : contrairement à la version classique, la structure repliée peut être simulée sous HFSS (sans pour autant donner de résultats satisfaisants) ce qui montre que le facteur d'échelle est une donnée importante. Les résultats obtenus ont montré une estimation de la zone critique plus pessimiste (bande passante haute du filtre, réjection à f_{20L}) vis-à-vis de la mesure.

II.6.2.3 Bilan

Les photographies de la Figure II-36 présentent les filtres réalisés sur lesquelles on peut distinguer les lignes d'accès coplanaires permettant d'effectuer les mesures (utilisation d'un kit de calibration TRL).

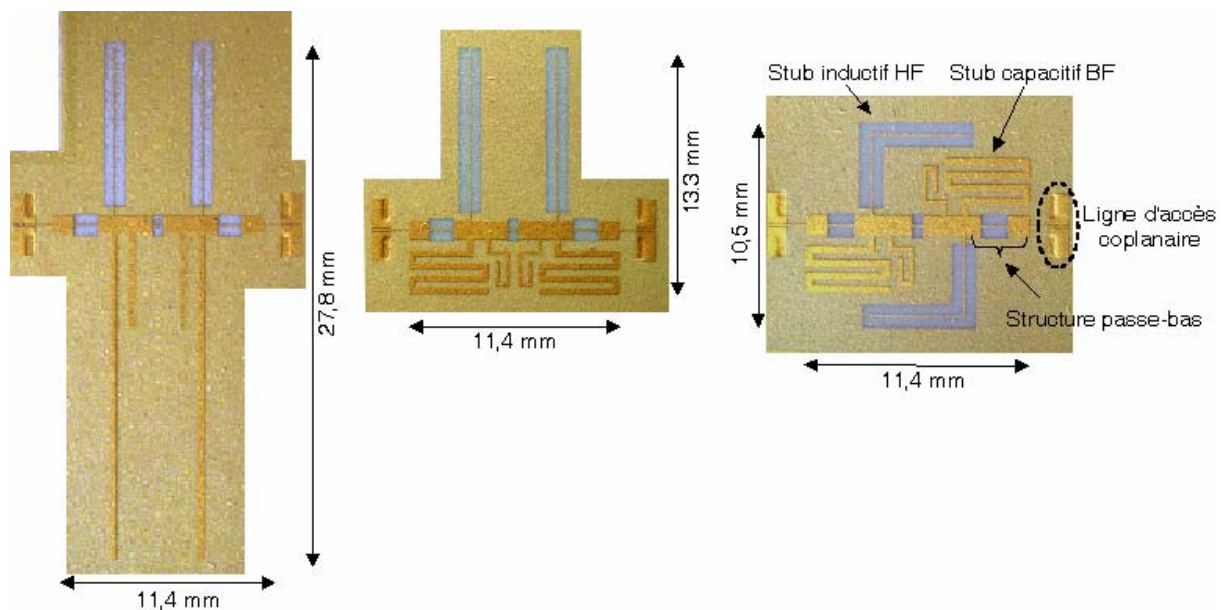


Figure II-36 : Photographies des trois versions de filtre (à la même échelle).

La Figure II-37 compare les résultats de mesures des filtres dans les versions classiques, semi-repliées et repliées. Elle montre clairement que le repliement des stubs (stubs TFMS seuls puis avec les stubs 3D-CPW), n'a pas d'influence notable sur la réponse. Elle confirme ainsi le faible couplage inter-résonateur apporté par la technologie multicouche.

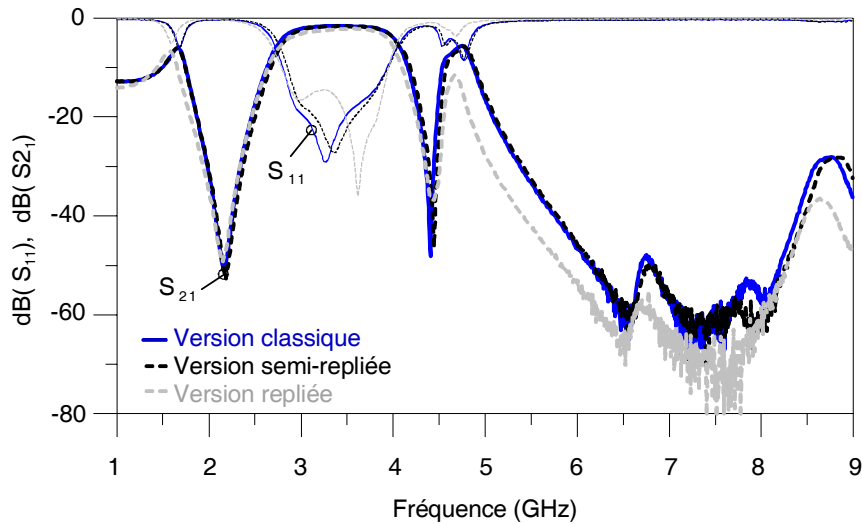


Figure II-37 : Résultats des mesures des versions classiques, semi-repliées et repliées.

Remarque 1 : lors des mesures, les filtres étaient placés sur un support isolant (morceau de plexiglas), or les circuits sont généralement disposés dans un boîtier ce qui peut être critique pour les tronçons 3D-CPW. Nous avons donc regardé l'impact d'un support métallique sur la réponse du filtre. Nous avons observé une légère désadaptation du filtre par rapport à la première configuration.

Remarque 2 : nous n'avons pas étudié, pour ce type de technologie, les problèmes d'interconnexion (bounding) avec d'autres circuits. La difficulté du câblage repose sur la réalisation des retours de masse.

II.6.3 Mesures en température

L'environnement spatial représente un milieu particulier pour les dispositifs qui doivent répondre aux exigences élevées de qualification spatiale (poids, vibrations, température..).

Dans le cadre de cette étude, afin de juger le comportement thermique de la technologie multicouche, des mesures en température ont été effectuées au CNES à Toulouse. Trois filtres réalisés lors d'une réalisation intermédiaire ont été testés, dont le filtre présenté sur la Figure II-38. Les courbes décrivent les réponses de ce filtre soumis aux variations de température suivantes : -20°, 25° et 60°C. Le comportement de la technologie multicouche est très satisfaisant sur une large bande de fréquence allant de 1 à 9 GHz. Dans l'ensemble, la variation fréquentielle Δf en fonction de la

température est relativement faible de l'ordre de 40 à 50 MHz à f_{20L} (4,45GHz). Ce Δf est équivalent à ce que l'on peut rencontrer en technologie microruban sur alumine.

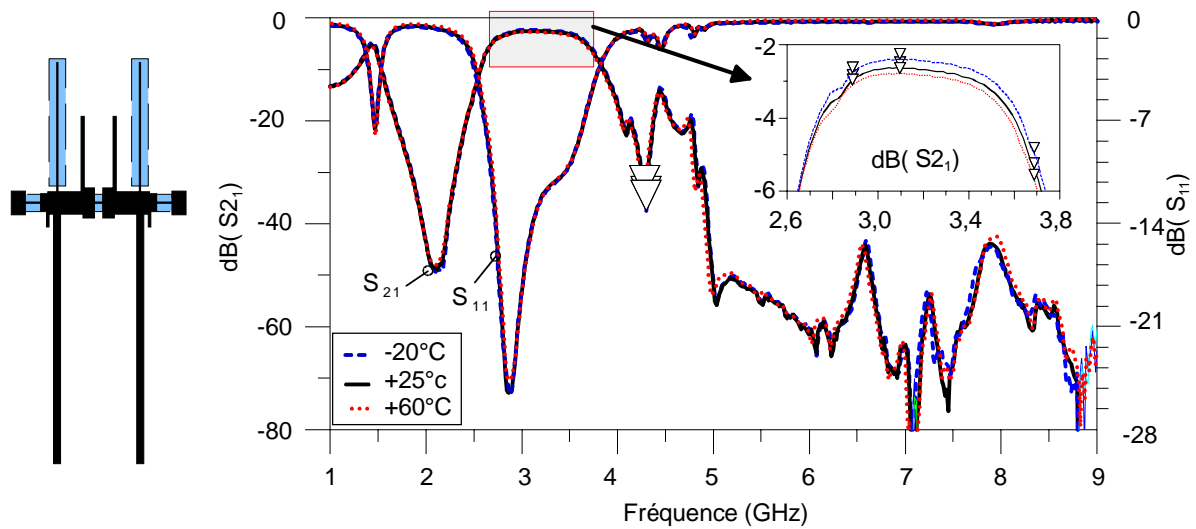


Figure II-38 : Comportement en température d'un filtre passe-bande multicouche d'ordre 2.

II.7 Conclusion

Au terme de cette étude, les prototypes multicouches présentés ne satisfont pas encore complètement les spécifications très tendues du cahier des charges. La principale raison est l'absence d'un outil fiable permettant une simulation électromagnétique globale des filtres. Sans outil approprié, il est difficile d'exploiter et de maîtriser les atouts d'une technologie 3D dans des cas très particuliers tel que celui-ci (tandem : réjection, platitude).

A titre de comparaison, les logiciels disponibles (simulateur circuit ADS accompagné du simulateur électromagnétique Momentum) pour la conception de filtre en technologie microruban (sur alumine) sont faciles d'utilisation, parfaitement maîtrisés, rapides et très précis. Les résultats de simulation correspondent parfaitement à la mesure et pour des temps de calculs raisonnables. Ceci n'est pas encore le cas pour la technologie multicouche.

Ce défaut a indéniablement freiné l'étude mais nous avons recherché et trouvé des solutions pour remédier à cette difficulté. Celle-ci peut-être surmontée par l'intermédiaire d'une méthode de simulation hybride. Celle-ci combine, au travers d'un découpage adéquat de la structure, des outils circuit et électromagnétiques. Elle apparaît à présent comme une solution alternative intéressante face à l'analyse globale électromagnétique difficile, imprécise, consommatrice de temps et de mémoire. La méthode hybride (logiciels 3D, 2.5D et circuit) doit permettre la synthèse de filtre multicouche pour

atteindre les spécifications désirées (notamment grâce à un traitement précis des discontinuités) et par conséquent tirer pleinement profit des capacités et avantages de la technologie multicouche.

- souplesse de conception grâce à la combinaison de structures de propagation sous forme classique (TFMS) et multicouche (3D-CPW)
- miniaturisation accrue (la taille peut être divisée par 2 par rapport à une solution microruban)

Des progrès constants en terme de taille, de performances électriques et de modélisation ont été accomplis lors des différentes réalisations. Ces dernières ont permis de soulever et de résoudre certaines interrogations mais surtout de valider notre approche. La modélisation étant aujourd’hui maîtrisée, un travail important reste à mener au niveau du design pour améliorer encore les performances électriques. Sur ce dernier point, nous avons du faire face à une interruption des activités multicouches pendant quelque temps. Néanmoins, nous pouvons conclure à partir des résultats obtenus que la technologie multicouche a des performances électriques quasi-équivalentes (les niveaux de pertes seraient quand même sensiblement plus importants) par rapport à une solution planaire, mais permet une réduction de taille significative ; grâce notamment au faible couplage inter-résonateur apporté par cette technologie multicouche. La miniaturisation peut encore être améliorée si l’on multiplie le nombre de couches diélectriques de façon à développer de véritables structures 3D. A ce jour, cette technologie est bien maîtrisée (qualité de l’or, maîtrise des différentes épaisseurs) et est stable en température, ce qui est très important pour une future qualification spatiale. De plus, la technologie est fiable en terme de reproductibilité des circuits ce qui a été prouvé par les mesures.

Bibliographie du chapitre II

- [II.1] **J.L. Cazaux**
"Des MMIC aux MEMS : l'introduction des nouvelles technologies hyperfréquences dans les satellites"
Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Toulouse, p. 69, décembre 2003.
- [II.2] **E. Rius, C. Quendo, C. Person, A. Carlier, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"High rejection C-band planar band-pass filter for a spatial application"
Proc. 33rd European Microwave Conference, vol. 3, p. 1055-1058, octobre 2003.
- [II.3] **E. Rius, C. Quendo, Y. Clavet, A. Manchec, C. Person, J.F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"Miniaturized high-rejection C-band planar band-pass filter for a spatial application"
International Workshop on Microwave Filters, CNES/ESA, Toulouse, septembre 2004.
- [II.4] **E. Rius**
"Etude d'un filtre planaire miniature en bande C"
Rapport final de contrat de prestation de service n°A 80 256, LEST UMR CNRS n°6165/ Alcatel Space, décembre 2004.
- [II.5] **G. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones**
"Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures"
Boston : Artech House, 1980.
- [II.6] **C. Quendo**
"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées"
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, novembre 2001.
- [II.7] **C. Quendo, E. Rius, C. Person**
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, p. 734-743, mars 2003.
- [II.8] **C. Quendo, E. Rius, C. Person**
"Narrow bandpass filters using Dual Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-length stubs"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, p.1034-1044, mars 2004.
- [II.9] **P. Rizzi**
"Microwave engineering, passive circuits"
New Jersey : Prentice Hall, p. 466-468, 1988.
- [II.10] **C. Quendo, E. Rius, C. Person, M. Ney**
"Integration of optimized low-pass filters in a bandpass filter for out-of-band improvement"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no. 12, p. 2376-2383, décembre 2001.

[II.11] E. Rius

"Etude de filtres planaires dans les domaines centimétriques et millimétriques. Contribution à l'amélioration de leurs performances"

Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 2003.

[II.12] T. Le Nadan

"Contribution à la conception et à la réalisation de modules hyperfréquences multi-fonctions. Apports d'une solution d'intégration par combinaison de filières technologiques hybrides 3D"

Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, février 2000.

[II.13] C. Person

"Caractérisations théorique et expérimentale de la technologie couches épaisses multicouches. Application à la conception de dispositifs en vue de l'intégration dans les systèmes"

Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 1994.

[II.14] G. Prigent

"Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique."

Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, février 2002.

[II.15] K. C. Gupta,

"Emerging trends in millimeter-wave CAD"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, p.747-755, juin 1998

[II.16] Ansoft Corporation

<http://www.ansoft.com/products/>

[II.17] Agilent Technologies

http://eesof.tm.agilent.com/products/design_products.html

[II.18] Zeland Software, Inc. Electromagnetic Simulation & Electronic Design Automation

<http://www.zeland.com/>

[II.19] IMST GmbH

<http://www.empire.de/>

[II.20] Sonnet Software

<http://www.sonnetusa.com/>

[II.21] WIPL-D. Electromagnetic modeling of composite metallic and dielectric structures.

<http://www.wipl-d.com/>

[II.22] Y. Clavet, E. Rius, C. Person, C. Zanchi, P. Moroni

"Etude et réalisation d'un filtre multicouche en bande C"

Rapport final, n° contrat : 02/CNES/0821/00, décembre 2004.

[II.23] Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J.F. Favennec, C. Zanchi, P. Moroni, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux

"Multilayer C-Band DBR Planar Filter Integrating Lowpass Filters to Control Spurious Electrical Response"

Proc. 34th European Microwave Conference, vol. 2, p. 621-624, octobre 2004.

[II.24] Y.Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J.-F. Favennec, C. Zanchi, P. Moroni, J.-C. Cayrou, J.-L. Cazaux

"High Rejection Multilayer C-Band DBR Planar Filter"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long-Beach (USA), p 521-524, juin 2005

CHAPITRE III

**Etude et réalisation de filtres à boucles
ouvertes en technologie multicouche**

III.1 Introduction

Dans le chapitre II, nous nous sommes intéressés à la topologie DBR pour les avantages qu'elle apporte. Nous avons vu que la mise en œuvre de structures à zéros de transmission est la meilleure façon d'obtenir de fortes réjections hors-bande à moindre coût, c'est-à-dire avec un ordre de filtre peu élevé et par conséquent de faibles pertes d'insertion. Afin d'améliorer les performances du filtre DBR et d'optimiser sa taille, nous avons profité d'une des caractéristiques essentielles de la technologie multicouche multitechnologie à savoir sa large gamme d'impédances caractéristiques, et la possibilité de maîtriser aisément de faibles couplages (cf. Figure II-37).

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au problème de la réalisation de filtres large bande ou à bande moyenne à forte réjection sur la base de la technologie multicouche et de topologies conventionnelles [III.1]. En effet une technologie purement planaire permet difficilement d'atteindre des bandes passantes conséquentes à partir de topologies à lignes couplées. Cela est principalement dû aux niveaux de couplage élevés qui posent des problèmes de faisabilité. En outre, pour augmenter la réjection des filtres à lignes couplées aux abords de la bande passante, les couplages croisés entre résonateurs non adjacents sont très souvent utilisés. Cependant, cela sous-entend de modifier la géométrie de base, or dès lors que l'ordre de la structure est élevé, nous pouvons aboutir rapidement en technologie planaire à des impasses. Nous proposons donc dans ce chapitre de montrer que la technologie multicouche permet de résoudre aisément et conjointement les problèmes de fort couplage et d'agencement optimal des résonateurs pour faciliter les couplages croisés [III.2]-[III.5].

Après avoir présenté et décrit la méthode de conception nous l'appliquons pour réaliser des filtres passe-bande à réponse quasi-elliptique.

III.2 Description de la méthode de conception

La première étape de la démarche de conception nous permet d'établir la matrice de couplage idéale du filtre, c'est-à-dire les valeurs des couplages entre les différents éléments résonants et des couplages d'entrée et sortie.

III.2.1 Synthèse du filtre en éléments localisés

III.2.1.1 Calcul des éléments du réseau passe-bas généralisé

Pour réaliser une approximation des caractéristiques du filtre idéal, nous avons recours à des fonctions mathématiques (approximation de Butterworth, Tchebycheff, Tchebycheff généralisé, quasi-elliptique, elliptique). Celles-ci permettent de satisfaire le gabarit d'un filtre passe-bas normalisé

obtenu à partir du cahier des charges du filtre passe-bande à réaliser (ordre du filtre, nombre et position des zéros de transmission, ondulation maximale dans la bande souhaitée, niveau de réflexion...) dont les caractéristiques fréquentielles et le niveau d'impédance ont été normalisées.

Nous associons ensuite un réseau électrique passe-bas aux fonctions de filtrage obtenues. Considérons le prototype passe-bas très général d'ordre N de la Figure III-1. Il s'agit d'un réseau en échelle replié sur lui-même formé de capacités localisées de capacitance C'_i reliées entre elles par des inverseurs d'admittance $J_{i,j}$ invariants avec la fréquence. Les couplages d'entrée et de sortie sont représentés par les inverseurs d'admittances $J_{0,1}$ et $J_{N,N+1}$. Les susceptances B_i , en parallèles par rapport aux capacités C_i , permettent de réaliser des caractéristiques dissymétriques. Dans le cadre de notre étude, les ensembles $\{C'_i, B_i\}$ se transformeront en résonateurs par une transformation passe-bas – passe-bande.

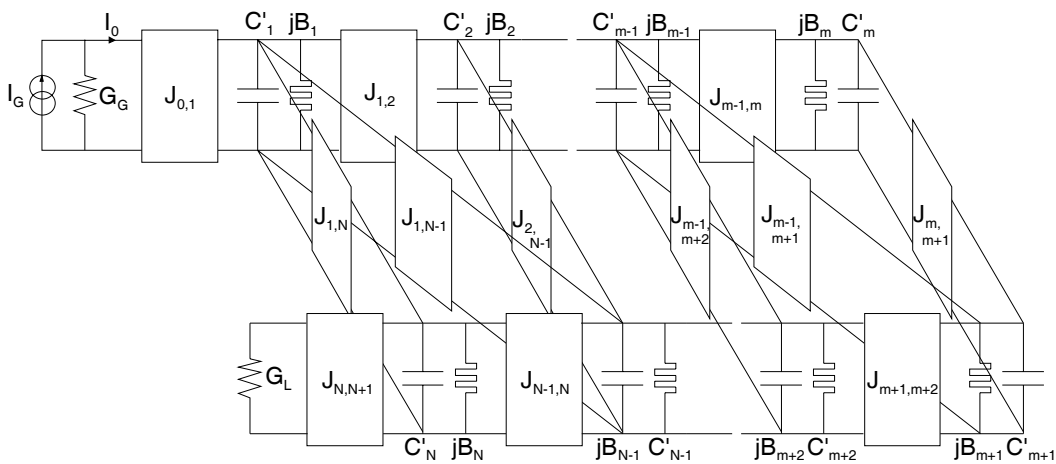


Figure III-1 : Réseau passe-bas généralisé.

Pour que ce réseau réalise la fonction de filtrage souhaitée, nous devons synthétiser ses éléments, c'est-à-dire déterminer leur valeur. De nombreuses méthodes de synthèses existent dans la littérature, plus ou moins générales, plus ou moins adaptées à tel ou tel cas de figure [III.8]-[III.16]. Parmi ces méthodes, certaines sont facilement programmables alors que d'autres demandent une mise en œuvre plus conséquente. Afin de calculer les éléments du prototype passe-bas, nous utilisons ci-après le logiciel FILCAV (fourni par le CNES) et qui a été développé notamment en collaboration avec le LEST lors de précédentes conventions [III.17].

III.2.1.2 Détermination de la matrice de couplage idéale normalisée

Lorsque la synthèse est effectuée, nous pouvons modifier les valeurs des éléments du réseau passe-bas afin de normaliser les capacités à l'unité. Cette normalisation n'affecte pas la fonction de transfert. Nous associons alors au réseau passe-bas généralisé une matrice $[m]$, dite de couplage, qui définit à elle seule tout le réseau et donc le filtre :

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{0,1} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ m_{0,1} & m_{1,1} & m_{1,2} & \ddots & m_{1,N} & \vdots \\ 0 & m_{1,2} & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & m_{1,N} & \ddots & \ddots & m_{N,N} & m_{N,N+1} \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & m_{N,N+1} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-1})$$

avec $\left\{ \begin{array}{l} m_{0,1} = \frac{J_{0,1}}{\sqrt{C_1}} \text{ et } m_{N,N+1} = \frac{J_{N,N+1}}{\sqrt{C_N}} \end{array} \right. \quad (\text{III-2})$

$$m_{i,i} = \frac{B_i}{C_i} \text{ pour } i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{III-3})$$

$$m_{i,j} = \frac{J_{i,j}}{\sqrt{C_i \cdot C_j}} \text{ pour } i \neq j \text{ et } i, j = 1, 2, \dots, N \quad (\text{III-4})$$

Remarque : les coefficients $m_{i,i}$ présents sur la diagonale principale ne sont pas des coefficients de couplage. Ils représentent la désynchronisation éventuelle des résonateurs par rapport aux résonateurs synchrones.

La détermination des éléments du filtre dénormalisé passe-bande (passe-haut, coupe-bande...) se fait à partir du prototype passe-bas et d'une transformation de fréquence adaptée.

III.2.1.3 Détermination de la matrice de couplage idéale dénormalisée passe-bande

Nous calculons les coefficients de couplage $M_{i,j}$ du prototype passe-bande de pulsation centrale ω_0 ($\omega_0 = 2\pi f_0$) et de bande passante $\Delta\omega$ en opérant une dénormalisation en fréquence sur les coefficients de couplage $m_{i,j}$ du prototype passe-bas. Nous avons alors :

$$M_{i,j} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot m_{i,j}, \text{ pour } i \neq j \text{ et } i, j = 1, 2, \dots, N \quad (\text{III-5})$$

De même, la dénormalisation en fréquence des coefficients $m_{i,i}$ de la diagonale principale donne :

$$M_{i,i} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot m_{i,i}, \text{ pour } i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{III-6})$$

Les coefficients de couplage inter-résonateurs sont regroupés dans la matrice de couplage suivante :

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & M_{1,2} & \cdots & M_{1,n} \\ M_{1,2} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & M_{1,n-1} \\ M_{1,n} & \cdots & M_{1,n-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

La dénormalisation des couplages d'entrée et de sortie est légèrement différente. On définit successivement r_e et r_s les résistances normalisées de source et de charge (d'entrée et de sortie) qui caractérisent respectivement les couplages entre l'entrée et le premier résonateur du filtre, et la sortie avec le dernier résonateur du filtre [III.8].

$$M_{0,1}^2 = R_e = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot r_e \text{ avec } r_e = m_{0,1}^2 \quad (\text{III-8})$$

$$M_{N,N+1}^2 = R_s = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot r_s \text{ avec } r_s = m_{N,N+1}^2 \quad (\text{III-9})$$

Dans le cas d'un filtre symétrique ($r_e = r_s = r$ d'où $R_e = R_s = R$), le coefficient de qualité extérieur Q_{ext} du filtre est alors défini par :

$$Q_{ext} = \frac{1}{R} \quad (\text{III-10})$$

III.2.2 Synthèse d'un filtre d'ordre 4

Dans la continuité du chapitre précédent, nous nous intéressons à la réalisation d'un filtre reprenant les mêmes caractéristiques. Il s'agit ici de faire une comparaison de topologie avec la solution DBR présentée précédemment.

Pour effectuer la synthèse de ce filtre, nous avons utilisé le logiciel FILCAV, développé au CNES pour réaliser des filtres hyperfréquences à cavités [III.18]. Ce logiciel s'appuie sur la synthèse de Rhodes afin de calculer la valeur des éléments du réseau passe-bas généralisé (C'_i , B_i et $J_{i,j}$) et les couplages associés ($m_{i,j}$, r_e et r_s). Il est applicable aux filtres de type Tchebychev et quasi-elliptique. Les renseignements nécessaires au logiciel pour réaliser la synthèse correspondent au gabarit de filtrage passe-bande :

- ordre du filtre
- fréquence centrale f_0 et la bande passante équi-ondulation Δf
- nombre et position des zéros de transmission (si réponse quasi-elliptique)
- ondulation souhaitée dans la bande
- présence ou non d'une symétrie

Pour répondre au gabarit (cf. § II.1.1), un bon compromis « taille/perte » requiert un filtre d'ordre 4. Quatre résonateurs sont alors nécessaires à sa conception. Pour tenir compte des atténuations aux fréquences de coupure (platitude de moins de 0,6 dB à respecter), nous augmentons légèrement la bande passante à 850 MHz soit une bande passante relative BPr = 22%. Dans le Tableau III-1, nous présentons les résultats de la synthèse de ce filtre symétrique de type quasi-elliptique. Le Tableau III-1a correspond aux valeurs des éléments localisés du réseau passe-bas normalisé (les susceptances B_i sont nulles) tandis que le Tableau III-1b donne le résultat final de la synthèse : une matrice normalisée de taille [4 x 4] contenant les coefficients de couplages m_{ij} entre les résonateurs. Le filtre étant symétrique, les résistances normalisées d'entrée et de sortie sont identiques : $r_e = r_s = r = 1,161$.

Paramètres de conception				
$C'_1=C'_4$	$C'_2=C'_3$	$J_{12}=J_{34}=J_{45}$	J_{23}	J_{14}
0,8614	1,7434	1	-1,5920	0,4453

[m]	1	2	3	4
1	0	0,816	0	0,517
2	0,816	0	-0,913	0
3	0	-0,913	0	0,816
4	0,517	0	0,816	0

Tableau III-1 : (a) Eléments du réseau passe-bas généralisé. (b) Matrice de couplage idéale avec $r = 1,161$.

A partir des données des tableaux précédents et des formules (III-5) à (III-10), on obtient un Q_{ext} de 5,2 et la matrice de couplage dénormalisée passe-bande suivante (matrice objectif) :

[M]	1	2	3	4
1	0	0,182	0	0,116
2	0,182	0	-0,204	0
3	0	-0,204	0	0,182
4	0,116	0	0,182	0

Tableau III-2 : Matrice de couplage dénormalisée passe-bande avec $Q_{ext} = 5,2$.

Nous connaissons alors les couplages qu'il faut réaliser physiquement entre les différents éléments résonants du filtre passe-bande afin de répondre aux critères du cahier des charges. Le schéma électrique équivalent de ce filtre est représenté à la Figure III-3.

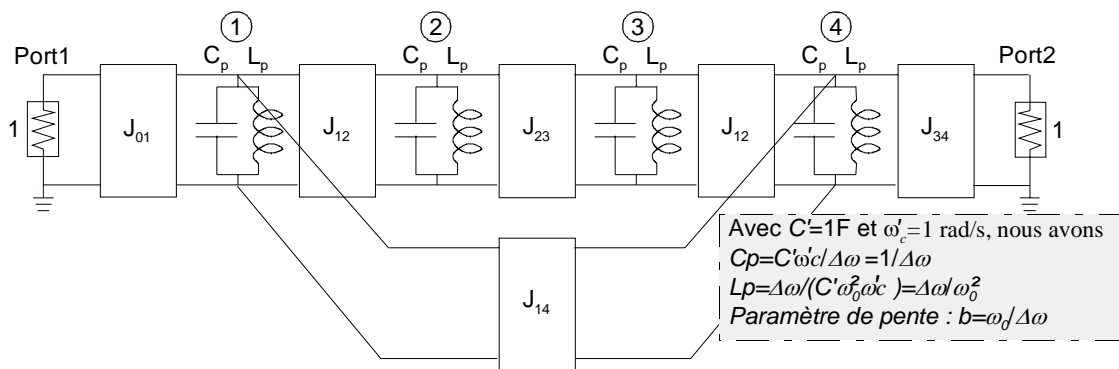


Figure III-2 : Schéma du filtre passe-bande d'ordre 4.

La Figure III-3 montre la réponse théorique du filtre ainsi que la localisation des pôles et des zéros de sa fonction de transfert et de la réflexion.

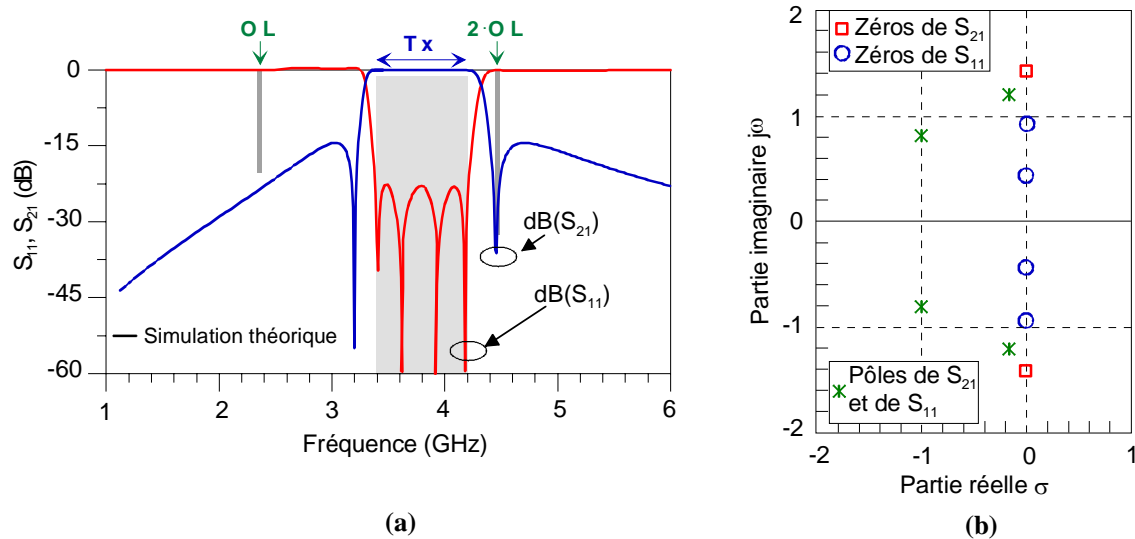


Figure III-3 : (a) Réponse idéale du filtre objectif (FILCAV). (b) Constellation.

Le réseau passe-bande et la matrice de couplage peuvent être représentés de manière plus synthétique par un graphe dans lequel chaque cercle indique un résonateur et chaque branche correspond à un couplage (Figure III-4). Le couplage direct, couplage entre deux résonateurs voisins qui se suivent, est en trait continu et le couplage indirect en trait pointillé. Dans cette configuration particulière, le couplage indirect donne au signal deux chemins de l'entrée vers la sortie.

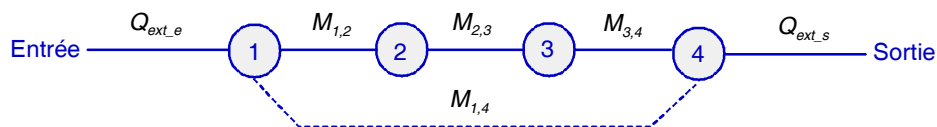


Figure III-4 : Graphe de couplage du filtre d'ordre 4.

III.2.3 Synthèse physique du filtre

Après avoir consacré la partie précédente à la détermination des différents coefficients de couplages qui définissent notre filtre, nous allons à présent décrire la démarche de réalisation physique de ces couplages. Dans une première approche, des logiciels de type circuit sont utilisés pour dimensionner le filtre, toutefois les logiciels électromagnétiques s'avèrent très vite indispensables. En effet, ils permettent d'analyser plus rigoureusement la structure en prenant en compte tous les couplages. Nous verrons que les couplages parasites difficilement pris en compte par une analyse circuit ont une influence non négligeable sur la réponse finale.

III.2.3.1 Choix de la topologie du résonateur et dimensionnement

Les résonateurs planaires décrits dans la littérature sont d’une grande diversité au niveau des formes (en anneau, rectangulaire, carrée, circulaire, en croix, *etc.*), mais ont pour particularité commune leur longueur, de l’ordre de $\lambda_g/2$ (λ_g est la longueur d’onde guidée), héritée de la ligne couplée. Le choix de la topologie du résonateur dépend de la nature des spécifications à atteindre et peut se faire suivant deux critères principaux : la valeur de couplage que l’on désire réaliser (liée à la répartition des champs électromagnétiques) et la surface occupée.

Dans le cas classique d’un résonateur de demi longueur d’onde, le champ électrique est maximum aux extrémités de la ligne, tandis que le champ magnétique l’est au milieu. Le repliement de la ligne permet principalement de réduire les dimensions du résonateur.

A titre d’illustration, nous avons étudié six topologies courantes de résonateurs planaires demi-ondes résonants à la fréquence f_0 de 3,8 GHz [III.19]-[III.26] (cf. Figure III-5). Il s’agit de les comparer en termes de taille et de niveau de couplage réalisable. Ces topologies sont implémentées en technologie microruban sur un substrat d’alumine ($\epsilon_r = 9,9$ et $h = 254 \mu\text{m}$).

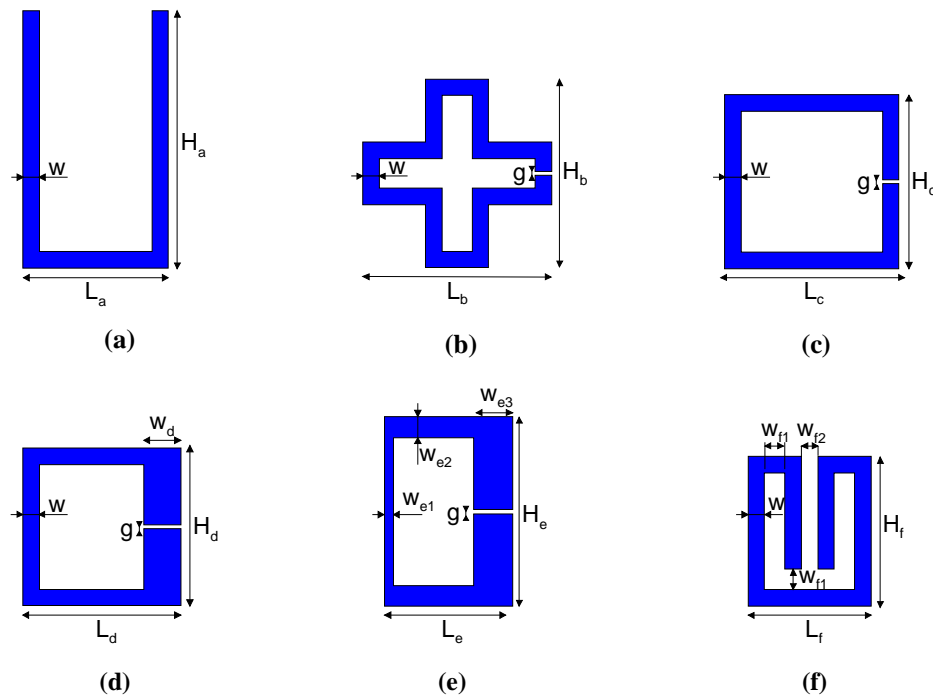


Figure III-5 : Résonateurs microrubans demi-ondes sur substrat d’alumine ($\epsilon_r = 9,9$ et $h = 254 \mu\text{m}$) avec $w = 400 \mu\text{m}$ et $g = 100 \mu\text{m}$. (a) Ligne Hairpin. (b) Boucle ouverte en croix. (c) Boucle ouverte carrée. (d) Boucle ouverte à saut d’impédance ($w_d = 900 \mu\text{m}$). (e) Boucle ouverte à onde lente ($w_{e1} = 400 \mu\text{m}$ et $w_{e2} = 500 \mu\text{m}$, $w_{e3} = 900 \mu\text{m}$). (f) Ligne Hairpin repliée ($w_{f1} = 500 \mu\text{m}$ et $w_{f2} = 400 \mu\text{m}$).

Le Tableau III-3 récapitule les résultats issus de simulations électromagnétiques avec Momentum. Les coefficients de couplages sont déterminés à partir de la relation explicitée au § III.2.3.3, en plaçant deux résonateurs en regard. Après essai de différents agencements de résonateurs (distants de $50 \mu\text{m}$), nous avons relevé les niveaux de couplage maximum lorsque les

côtés opposés aux fentes sont placés en vis-à-vis. Si on ajoute un troisième critère au choix de la topologie, à savoir la simplicité de conception, la structure à boucle ouverte carrée apparaît comme un bon compromis.

Type de résonateur	Dimensions L × H (mm ²)	Surface (mm ²)	Coefficient de couplage maximum (s=50 μm)
(a) Ligne Hairpin	3,545 × 6,267	22,2	0,100
(b) Boucle ouverte en croix	4,596 × 4,596	21,1	0,040
(c) Boucle ouverte carrée	4,245 × 4,245	18,0	0,127
(d) Boucle ouverte à saut d'impédance	3,845 × 3,845	14,8	0,118
(e) Boucle ouverte à onde lente	3,105 × 4,585	14,2	0,157
(f) Ligne Hairpin repliée	3 × 3,645	10,9	0,081

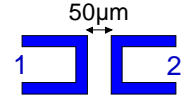


Tableau III-3 : Taille et valeur de couplage maximale de six topologies de résonateurs ($f_0 = 3,8$ GHz).

Chaque résonateur est caractérisé, d'un point de vue électrique, par son coefficient de qualité à vide Q_u . Plus la valeur de Q_u est élevée, plus les pertes d'insertion sont faibles. Afin de déterminer sa valeur, il faut généralement étudier le résonateur en charge, c'est-à-dire excité par deux lignes d'accès identiques. En effet, seul le coefficient de qualité en charge Q_L d'un résonateur peut être mesuré, les coefficients de qualité à vide Q_u et externe Q_{ext} devant être extrapolés. Le coefficient de qualité en charge Q_L est obtenu à partir de l'équation (III-11) où f_0 et Δf_{3dB} sont respectivement la fréquence de résonance du résonateur et la largeur de bande à -3 dB par rapport au maximum de la réponse en transmission S_{21} . Le Q_{ext} est obtenu ensuite à partir de (III-11) où $S_{21}(f_0)$ représente les pertes d'insertion en transmission (en échelle linéaire) du résonateur à la fréquence de résonance. Enfin, la valeur de Q_u est déterminée à partir de la relation entre les différents coefficients de qualité (III-11). Selon la topologie retenue, deux paramètres interviennent sur la valeur de Q_u , la largeur de ligne et les dimensions des fentes au niveau des repliements éventuels. A titre indicatif, le Q_u du résonateur de la Figure III-5c est de l'ordre de 100.

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad , \quad Q_{ext} = \frac{Q_L}{S_{21}(f_0)} \quad , \quad \frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_L} - \frac{2}{Q_{ext}} \quad (III-11)$$

III.2.3.2 Détermination de la position des systèmes d'excitation

Le coefficient de qualité externe Q_{ext} traduit le couplage existant entre une ligne d'excitation (généralement 50 Ω) et un élément résonant. Deux principaux types de couplage d'entrée/sortie sont utilisés :

- **Couplage par proximité** : la ligne d'excitation et le résonateur ne sont pas liés directement mais sont suffisamment proches pour induire un échange d'énergie (cf. Figure III-6a). La

valeur du coefficient de couplage dépend directement de la distance d_{ex} séparant la ligne d'accès du résonateur et de la longueur couplée l_{ex} en regard.

- **Couplage par excitation directe** [III.27], [III.28] : la ligne d'excitation est liée au résonateur (cf. Figure III-6b). Cette excitation directe est utilisée pour atteindre des coefficients de qualité externe Q_{ext} plus faibles que dans le cas du couplage par proximité. La position de cette ligne le long du résonateur conditionne la valeur du coefficient de couplage. Plus la ligne d'excitation est proche de l'origine (distance t faible), plus le Q_{ext} est élevé et inversement, plus elle est éloignée (distance t grande) plus le Q_{ext} est faible. Un coefficient Q_{ext} faible correspond à un couplage fort car Q_{ext} est inversement proportionnel à R (cf. équation III-10).

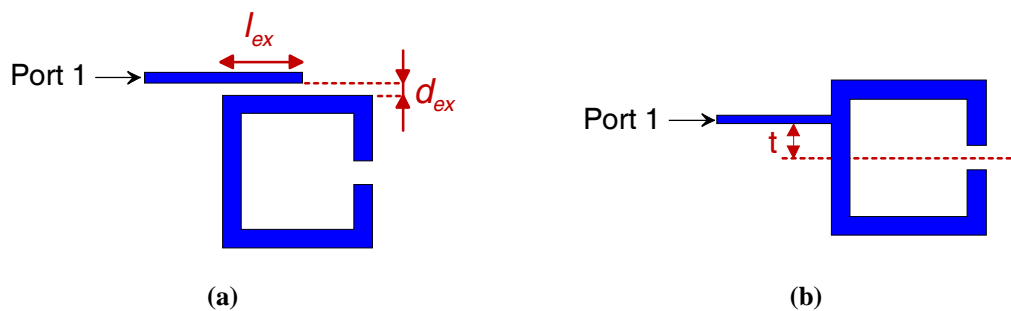


Figure III-6 : Types de couplage d'entrée. (a) Couplage par proximité. (b) Couplage par excitation directe.

Différentes méthodes permettent d'obtenir la valeur de Q_{ext} soit en transmission (il faut alors deux excitations : une d'entrée et une de sortie) ou soit en réflexion (une seule excitation).

Lorsque le résonateur est excité directement par la ligne d'accès (cas du couplage fort), une seule excitation peut être utilisée. Il faut ensuite établir si le résonateur est sur- ou sous-couplé. Pour cela, on examine le comportement de la phase du paramètre S_{11} . En effet, si le résonateur est sur-couplé, la phase varie de 180° autour de la fréquence de résonance f_0 . En revanche, si le résonateur est sous-couplé, la phase varie autour de f_0 mais reprend rapidement à $f_0 + \Delta f$ la valeur qu'elle avait à $f_0 - \Delta f$. Un exemple illustrant ce comportement est présenté à la Figure III-7. Lorsque nous nous trouvons dans le cas de sur-couplage (cas rencontré dans cette étude), la méthode la plus simple est celle de la réponse en phase du coefficient de réflexion S_{11} au Port 1 (Figure III-6b). La valeur du Q_{ext} est alors donnée par :

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{III-12})$$

où Δf est la bande de fréquence correspondant à un déphasage de 180° autour de f_0 .

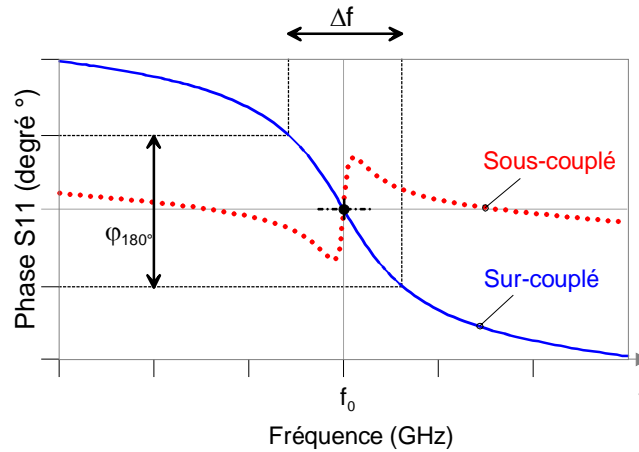


Figure III-7: Phase de S_{11} en fonction de la fréquence dans les cas sur- et sous-couplés.

La position de la ligne d'excitation sur le résonateur est ensuite optimisée pour atteindre la valeur de Q_{ext} idéale souhaitée (cf. Figure III-20).

III.2.3.3 Détermination des distances inter-résonateurs

➤ Cas général

Lorsque deux résonateurs identiques sont placés à proximité, deux pics de résonance f_1 et f_2 , répartis de part et d'autre de la fréquence f_0 du résonateur isolé, sont observés dans la réponse en transmission. Le degré de couplage dépend à la fois de la distance qui sépare les résonateurs mais également de leur position et orientation. Entre deux résonateurs i et j , le coefficient de couplage $M_{i,j}$ s'exprime à partir de la relation suivante [III.5] :

$$M_{i,j} = \left| \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \right| \quad (\text{III-13})$$

où f_1 et f_2 sont successivement la fréquence basse et la fréquence haute des deux fréquences de résonances (Figure III-8). Plus l'écart de fréquence entre f_1 et f_2 est important, plus le couplage est fort.

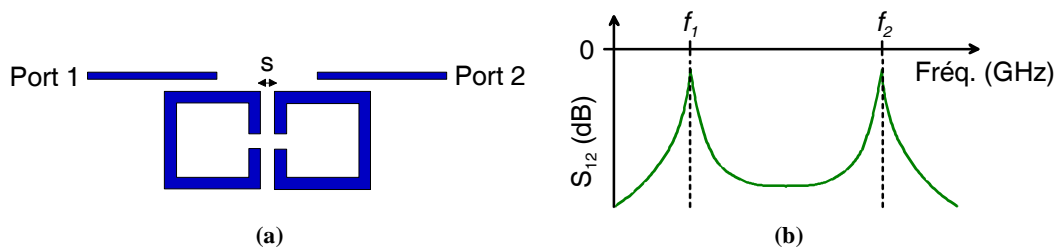


Figure III-8 : (a) Couplage de deux résonateurs. (b) Réponse en fréquence.

En fonction des valeurs de couplage à réaliser (de la matrice objectif), les résonateurs sont agencés les uns par rapport aux autres de différentes manières. De ces dispositions, on identifie trois types de couplage inter-résonateur : le couplage magnétique, le couplage électrique et le couplage

mixte (cf. Figure III-9). Les deux premiers, de type magnétique et électrique, sont en opposition de phase. Par convention lors de la synthèse, le couplage de type magnétique est considéré comme un couplage positif alors que le couplage de type électrique est quant à lui un couplage négatif. Quant au couplage mixte, il correspond à une superposition d'un couplage magnétique et d'un couplage électrique, avec une prédominance du couplage magnétique.

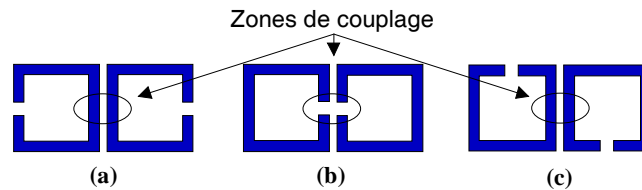


Figure III-9 : Différents types de couplage dans le cas de résonateurs à boucle ouverte. (a) Magnétique. (b) Electrique. (c) Mixte.

Afin de choisir la valeur nécessaire à l'accomplissement d'un niveau de couplage, il est nécessaire de réaliser des abaques pour chaque configuration. Ces abaques traduisent l'évolution du couplage en fonction de l'écart entre les résonateurs. Les valeurs de couplages ne sont que valables pour le type de résonateur considéré, gravé sur le substrat choisi. Généralement, les abaques de couplage permettent ainsi d'associer à une valeur de couplage déterminée théoriquement, une distance inter-résonateur. (cf. Figure III-10).

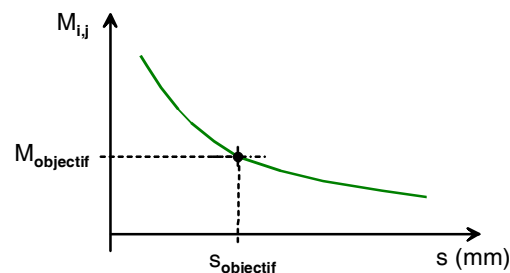


Figure III-10 : Exemple de variation du coefficient de couplage en fonction de la distance inter-résonateur.

➤ Cas où la structure de couplage est symétrique

Pour déterminer de manière indépendante les fréquences f_1 et f_2 mentionnées au début de ce paragraphe, il existe une méthode s'appuyant sur un schéma équivalent localisé. Chaque résonateur peut être modélisé au voisinage de la résonance, par un circuit résonant série ou parallèle (pertes supposées nulles) pour lequel la fréquence de résonance est définie par $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$. De même, les couplages inter-résonateurs peuvent être modélisés électriquement. Les fréquences f_1 et f_2 correspondent alors aux résonances en mode pair (f_m) et impair (f_e) qui physiquement sont établies successivement par l'introduction d'un mur magnétique (court-circuit magnétique) et électrique (court-circuit électrique) dans le plan de symétrie des deux résonateurs. Nous détaillons ci-dessous la détermination de ces fréquences paires et impaires dans deux configurations de couplage (électrique et

magnétique). Cette description nous sert de support pour expliquer simplement comment augmenter fortement le couplage entre deux résonateurs, dans la suite de ce chapitre (§ III.3.2).

Couplage électrique

Dans le cas du couplage de type électrique de la Figure III-9b, nous utilisons le circuit équivalent localisé proposé par Hong et Lancaster (Figure III-11) dans lequel le couplage est représenté par une capacitance mutuelle C_m [III.5]. Pour effectuer l'analyse du circuit, nous remplaçons cette capacitance mutuelle par son schéma équivalent modélisé par un inverseur d'admittance $J = \omega \cdot C_m$.

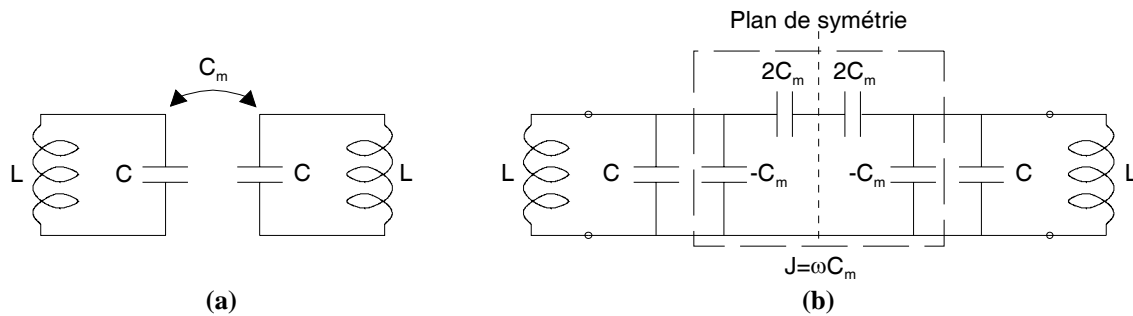


Figure III-11 : (a) Couplage électrique. (b) Schéma équivalent.

On considère le plan de symétrie de la Figure III-11b, dans lequel nous plaçons successivement :

- un court-circuit électrique qui nous donne f_e , la fréquence de résonance de ce système, fréquence en mode impair des résonateurs couplés.
- un court-circuit magnétique qui nous donne f_m , la fréquence de résonance de ce système, fréquence en mode pair des résonateurs couplés.

On obtient ainsi les fréquences de résonance de chaque résonateur en mode impair (f_e) et en mode pair (f_m) :

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} < f_0 \text{ et } f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} > f_0 \quad (\text{III-14})$$

A partir des expressions (III-13), le coefficient de couplage de type électrique M_E entre les deux résonateurs identiques s'exprime comme suit :

$$M_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (\text{III-15})$$

Couplage magnétique

De manière similaire, utilisons le circuit équivalent localisé de la structure de couplage magnétique (cf. Figure III-9a Figure III-12). Pour caractériser le couplage magnétique, on utilise L_m ,

une mutuelle inductance. Le couplage entre les deux résonateurs identiques peut être modélisé schématiquement par un inverseur d'impédance $K = \omega \cdot L_m$.

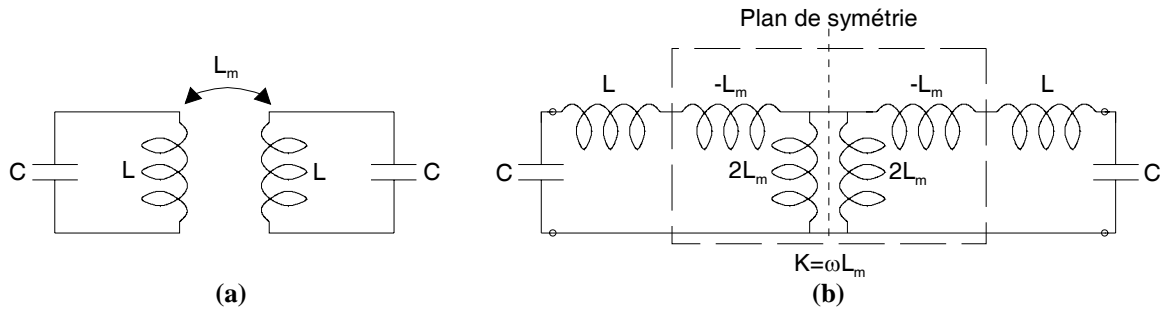


Figure III-12 : (a) Couplage magnétique. (b) Schéma équivalent.

En définissant successivement dans le plan de symétrie, des conditions de mur électrique et magnétique, nous obtenons les fréquences suivantes :

- Mode impair : $f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-L_m)}} > f_0$ (III-16)

- Mode pair : $f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+L_m)}} < f_0$ (III-17)

D'où, l'expression du couplage de type magnétique M_M :

$$M_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad \text{(III-18)}$$

Détermination électromagnétique de f_e et f_m

Lorsque la structure composée de deux résonateurs identiques est symétrique selon un plan, le logiciel HFSS permet de ne considérer qu'un seul résonateur. En affectant successivement au plan de symétrie de la structure de couplage étudiée une condition de mur magnétique (CCM, court-circuit magnétique) puis de mur électrique (CCE, court-circuit électrique), le résultat de simulation donne respectivement les fréquences f_m et f_e . En revanche, avec le logiciel électromagnétique Momentum, il n'est pas possible de placer un CCE ou un CCM dans le plan de symétrie. En effet, dans ce logiciel chaque couche diélectrique est considérée comme infinie dans le plan horizontal, contrairement à HFSS où elle est de dimension finie. C'est pourquoi, à partir de Momentum, deux résonateurs couplés sont étudiés simultanément (détermination de f_1 et f_2 avec l'équation III-13). Ils doivent être faiblement couplés aux lignes d'accès pour que l'influence du système d'excitation sur le couplage inter-résonateur soit négligeable.

Momentum est généralement préféré pour des raisons de rapidité de simulation, toutefois HFSS permet de déterminer les couplages inter-résonateurs avec une plus grande précision, dès lors que la structure n'est pas complètement planaire.

III.2.3.4 Bilan

A ce stade de la synthèse, toutes les dimensions sont connues. L'étape suivante consiste à assembler les différents résonateurs pour obtenir la structure globale puis à la simuler. Le résultat de cette simulation est ensuite comparé au gabarit de filtrage.

Compte tenu du résultat de l'analyse globale, une phase de réglage s'avère souvent nécessaire pour atteindre la réponse souhaitée. Dans le cas de filtres d'ordre réduit, l'ajustement des dimensions peut se faire manuellement. En revanche, pour des ordres élevés, des méthodes d'optimisation deviennent indispensables pour converger rapidement vers la réponse idéale du filtre [III.29].

Le schéma de la Figure III-13 résume toute la méthode de conception que nous allons appliquer dans la suite de ce chapitre pour l'ensemble des filtres développés.

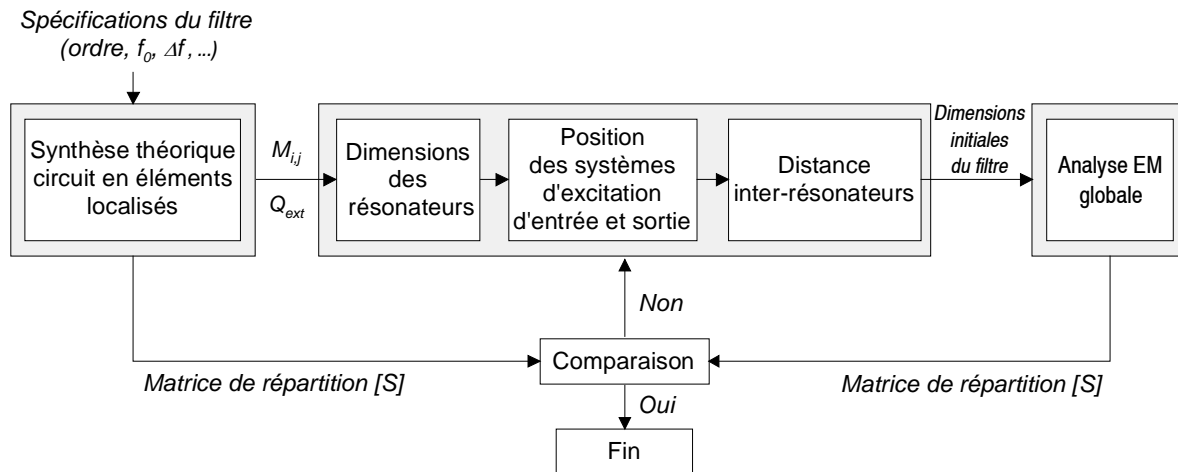


Figure III-13 : Résumé de la démarche de conception.

III.3 Etude d'un filtre d'ordre 4 quasi-elliptique en bande C

Nous avons débuté la conception du filtre d'ordre 4 par une étude de faisabilité sur une technologie planaire classique (cf. § III.2.2 et § III.2.3.1). Nous avons choisi une technologie microruban sur un substrat d'alumine ($h = 254 \mu\text{m}$, $\epsilon_r = 9,9$, $\tan\delta = 0,002$). Pour des raisons de compacité, de réalisation de couplage, et surtout de simplicité de mise en œuvre, notre choix pour l'élément résonant de base du filtre s'est orienté vers le résonateur à boucle ouverte carrée (cf. Figure III-14). Il est constitué d'une ligne de largeur $w_{\text{ruban}} = 650 \mu\text{m}$ et de côtés de longueur $c = 4450 \mu\text{m}$ ($Q_u \approx 160$).

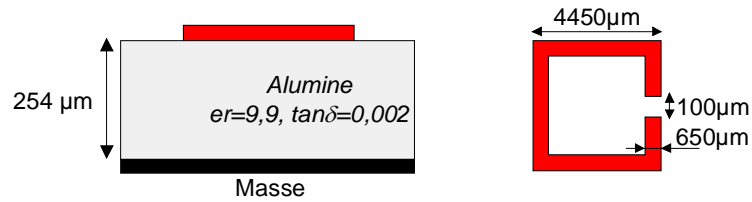


Figure III-14: Vues de la technologie microruban et d'une boucle ouverte carrée.

Le filtre que nous voulons concevoir est centré à $f_0 = 3,8$ GHz avec une bande passante relative $BPr = 22$ %. Cette bande a été légèrement augmentée par rapport aux spécifications afin de tenir compte des atténuations aux abords de la bande passante, et ainsi respecter une platitude de moins de 0,6 dB. A la Figure III-15, nous rappelons la matrice de couplage correspondante et la réponse en fréquence associée, calculée dans le § III.2.2.

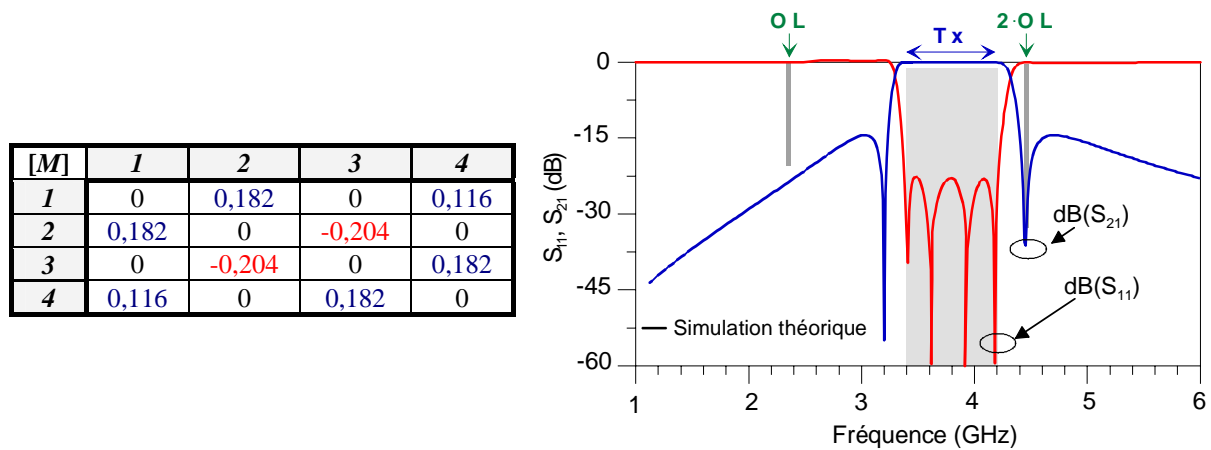


Figure III-15 : (a) Matrice de couplage dénormalisée ($Q_{ext} = 5,2$). (b) Réponse en fréquence associée.

En raison des problèmes de faisabilité liés à la topologie, les filtres de type open-loop sont plutôt réservés pour la réalisation de bandes étroites. Dans ce cas précis, la difficulté est d'une part de concevoir des filtres présentant peu de pertes (on note une utilisation très fréquente de ce type de topologie en technologie supraconductrice HTS) et d'autre part de réaliser des couplages inter-résonateurs faibles tout en conservant un encombrement limité, or les niveaux des coefficients de couplage diminuent faiblement lorsqu'on éloigne les résonateurs (*e.g.* en technologie microruban).

Dans notre étude, nous nous plaçons sur une problématique différente consistant à traiter le cas de filtres à bandes passantes élevées ce qui représente également un défi. En effet, plus la bande passante d'un filtre est large, plus les coefficients de couplage $M_{i,j}$ sont élevés, or le couplage entre deux résonateurs augmente dès lors que la distance qui les sépare diminue. Par conséquent, les valeurs de $M_{i,j}$ réalisables sont limitées par des considérations technologiques. Par exemple, les procédés de gravure en technologie microruban classique n'autorisent pas la réalisation de fente de moins de 50 µm. Nous avons donc calculé les couplages réalisables entre deux résonateurs identiques

($f_0 = 3,8$ GHz et $w_{\text{ruban}} = 650$ μm) en considérant ces limitations technologiques, c'est à dire distants de $s = 50$ μm . Les résultats, obtenus à l'aide de Momentum, sont présentés dans le tableau ci-dessous.

	Type de couplage		
	Magnétique	Mixte	Electrique
$M_{i,j}$ max	0,112	0,096	0,086

Tableau III-4 : Niveau de couplage maximum réalisable sur Alumine.

La comparaison des résultats du Tableau III-4 avec la matrice de couplage de la Figure III-15a montre que le filtre ne peut être conçu en technologie microruban sur un substrat classique puisque seul le couplage $M_{1,4}$ est réalisable ($M_{1,2} = M_{3,4}$ et $M_{2,3}$ ne le sont pas). Pour pallier cette difficulté, il est alors nécessaire de s'orienter vers une technologie qui offre la possibilité de réaliser aisément des couplages forts. Sachant qu'un couplage fort se crée lorsque les résonateurs sont proches, une solution est de les superposer. La technologie multicouche apparaît alors comme tout à fait appropriée du fait de la flexibilité offerte par la 3^{ème} dimension.

III.3.1 Une solution aux limites du microruban : la technologie multicouche.

La technologie de filtre multicouche fournit une dimension supplémentaire dans la flexibilité de conception et d'intégration d'autres composants micro-ondes, circuits et sous-systèmes. Les filtres passe-bande multicouches exploitant les couplages peuvent être classés en deux catégories principales.

La première catégorie de filtres passe-bande multicouches, rencontrée dans la littérature, utilise deux couches diélectriques séparées par un plan de masse (cf. Figure III-16a). Un couplage entre résonateurs situés en surface des deux couches diélectriques se fait alors par une fenêtre de couplage ouverte dans le plan de masse commun [III.30]-[III.32]. Appropriée pour les applications à bandes faibles ou moyennes, cette technologie permet la réalisation de structure microruban compacte.

La seconde catégorie de filtres passe-bande multicouches convient plus aux applications large-bande car les couplages très forts sont aisément réalisables. En effet, elle est caractérisée d'une superposition de couches diélectriques sur lesquelles sont gravées les résonateurs. Les couches diélectriques peuvent être de même nature (avec des permittivités ϵ_r et des épaisseurs identiques) ou différentes [III.33]-[III.37]. Aucun plan de masse ne sépare les couches adjacentes (cf. Figure III-16b). En outre, il est possible d'associer cette seconde catégorie de filtres à la première pour profiter de leurs avantages respectifs [III.38].

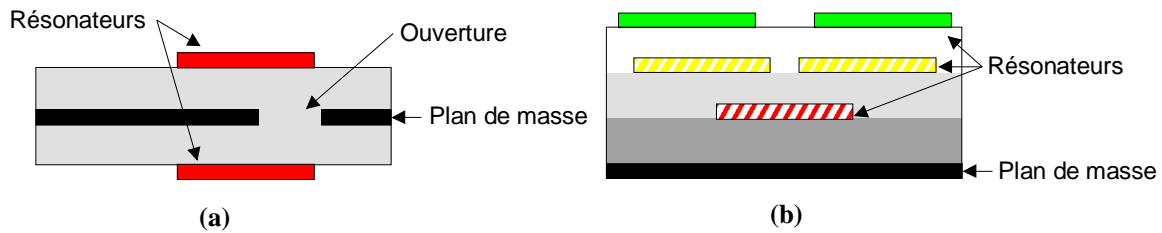


Figure III-16: Catégories de filtres multicouches. (a) Avec fenêtre de couplage. (b) Couplage multi-niveau.

III.3.1.1 Couplage de proximité multicouche

L'utilisation de la technologie multicouche qui consiste à disposer des résonateurs sur des couches différentes est la solution la plus simple pour augmenter le couplage (de proximité) entre résonateurs. La technique consiste alors à superposer totalement ou partiellement les rubans en les isolant à l'aide d'une couche de diélectrique. Les valeurs de couplage sont d'autant plus élevées que la couche diélectrique est fine et de forte permittivité.

Pour effectuer notre étude, nous nous appuyons sur une technologie maîtrisée et pour laquelle les matériaux sont disponibles au laboratoire. Par rapport au chapitre II, nous avons opté ici pour un support d'alumine pré-métallisé ($h = 254 \mu\text{m}$, $\epsilon_r = 9,9$, $\tan\delta = 0,002$) sur lequel est déposé une surcouche diélectrique d'une épaisseur choisie de $30 \mu\text{m}$ ($\epsilon_r = 4,3$, $\tan\delta = 0,002$) (cf. Figure III-17). Nous avons deux niveaux de conducteurs en or ($t = 4 \mu\text{m}$, $\sigma_{\text{Au}} = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$) ce qui crée trois configurations de couplage possibles alors que la technologie microruban n'en permet qu'une seule. Il est donc possible sur cette technologie de coupler les résonateurs sur un même niveau (niveau 1-niveau 1 et niveau 2-niveau 2) mais également sur les deux niveaux (niveau 1-niveau 2). Cela permet d'augmenter le nombre de paramètres de réglage et donc la flexibilité. D'autre part, il est également possible d'utiliser des plots métalliques en suivant le principe des coupleurs réentrants. Ces deux solutions vont être développés ici.

Remarque : les résultats de simulations électromagnétiques que nous présentons dans la suite de ce chapitre sont obtenus à l'aide de HFSS qui doit normalement permettre d'obtenir une prise en compte plus affinée des couplages que Momentum.

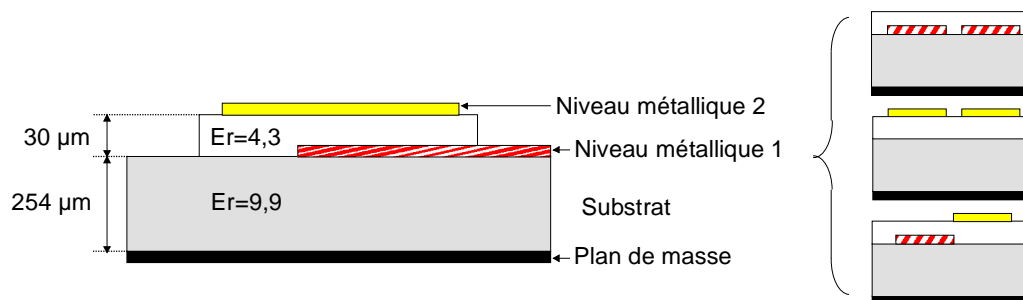


Figure III-17 : Vues en coupe de la technologie multicouche et de configurations de couplage possibles.

Suivant leur niveau, les résonateurs ne voient pas le même environnement diélectrique. Dans un premier temps, nous avons donc dimensionné les résonateurs de chaque couche de façon à ce qu'ils résonnent à la fréquence $f_0 = 3,8$ GHz et que leur coefficient de qualité à vide Q_u soit semblable (cf. Tableau III-5).

		Dimensions (en μm)			Q_u
		c	g	w	
Niveau 2	Résonateur	4800	100	650	150
	Ligne d'accès 50 Ω ($\epsilon_{\text{eff}} = 5,34$)			340	
Niveau 1	Résonateur	4354	100	650	140
	Ligne d'accès 50 Ω ($\epsilon_{\text{eff}} = 6,75$)			240	

Tableau III-5 : Dimensions des résonateurs ($f_0 = 3,8$ GHz) et des lignes d'accès des deux niveaux.

Dans un second temps, nous avons étudié les variations du coefficient de couplage en fonction de la distance inter-résonateur afin d'établir des abaques pour les différentes configurations de couplage possibles (cf. Figure III-18 et Figure III-19). Chaque valeur de M s'accroît lorsque la distance correspondante diminue.

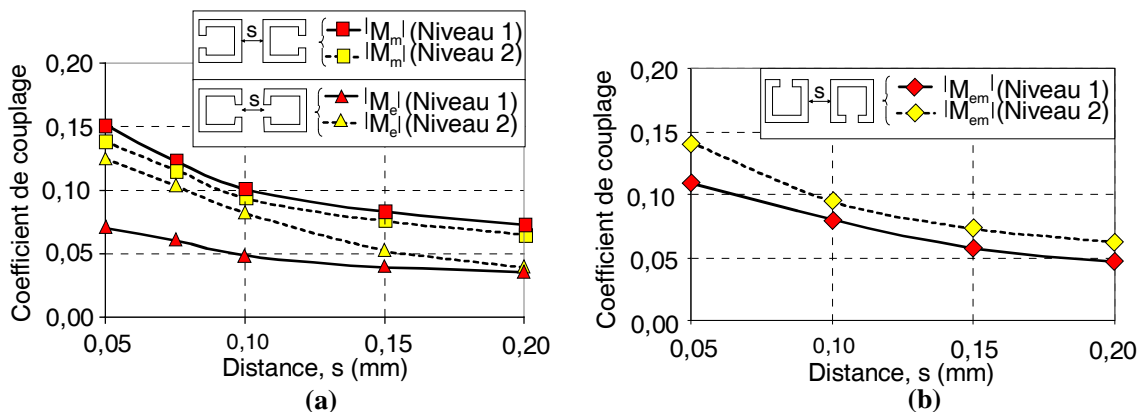


Figure III-18 : Etude des couplages inter-résonateurs (sur le même niveau). (a) Couplages magnétique M_m et électrique M_e . (b) Couplage mixte M_{em} .

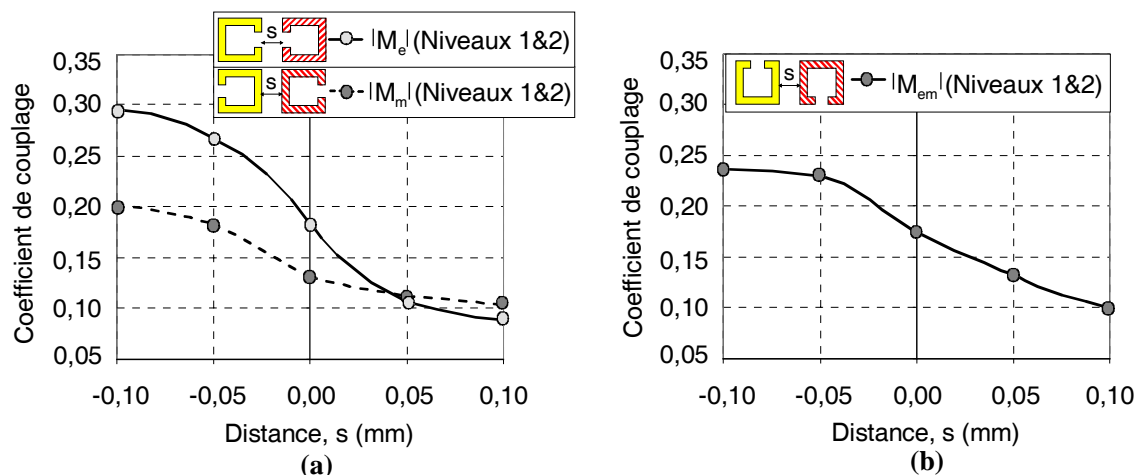


Figure III-19 : Etude des couplages entre deux résonateurs sur deux niveaux différents. (a) Couplages magnétique M_m et électrique M_e . (b) Couplage mixte M_{em} .

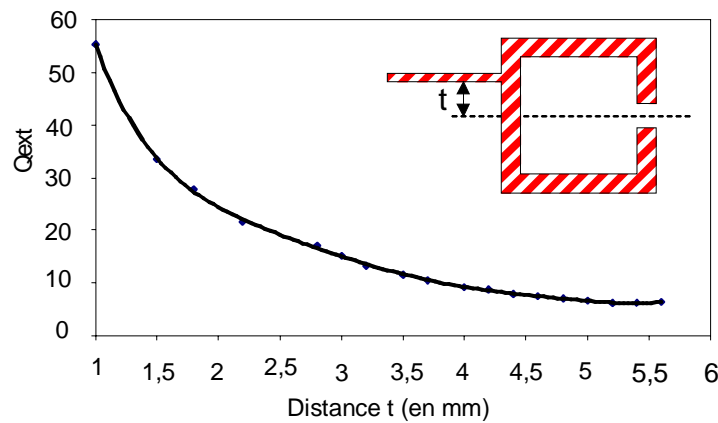


Figure III-20 : Coefficient de qualité externe Q_{ext} (couplage par excitation directe) en fonction de la position de la ligne d'accès sur un résonateur situé au niveau 1.

A partir des valeurs spécifiques de M_{12} , M_{23} , M_{34} et M_{14} (cf. Figure III-21a) et des abaques, nous déterminons respectivement les distances inter-résonateurs d_{12} , d_{23} , d_{34} et d_{14} . A chaque valeur de couplage peut être associé un type de couplage dans cette configuration multicouche. En fonction des valeurs de couplages à réaliser, nous devons réaliser un couplage de type mixte entre les résonateurs n°1 et n°2 (et n°3 et n°4), un couplage de type électrique entre les résonateurs n°2 et n°3 et enfin un couplage magnétique entre les n°1 et n°4. Ces différents couplages doivent être réalisés sur les deux couches. Nous aboutissons alors à une structure de filtre asymétrique inenvisageable en raison de ses inconvénients (Figure III-21b). D'une part, le réglage du filtre risque de s'avérer complexe pour obtenir une adaptation correcte à la fois sur S_{11} et S_{22} (réponses en réflexion) puisque l'on multiplie le nombre de paramètres de réglage et sa complexité. D'autre part, les accès du filtre sont situés sur des niveaux différents.

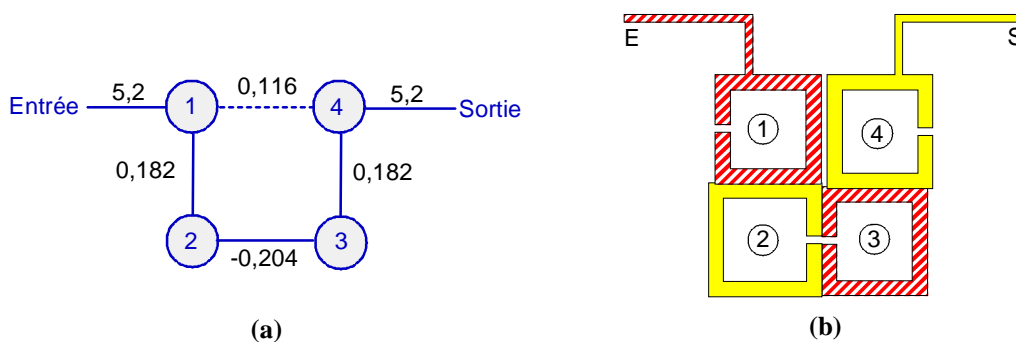


Figure III-21 : (a) Graphe de couplage du filtre d'ordre 4. (b) Filtre asymétrique.

En conservant les accès à un même niveau, les niveaux de couplages deviennent limités et cela conduit donc à une impossibilité de concevoir le filtre. Nous nous retrouvons alors face à un problème similaire à celui que nous avons en technologie microruban. Pour garder un couplage fort tout en ayant les accès au même niveau, une solution, plutôt restrictive, pourrait être de concevoir un filtre d'ordre impair. Une seconde solution serait de créer des chemins différents en effectuant des rotations de la matrice de couplage. En effet, l'utilisation de transformations orthogonales peut permettre

d'obtenir une solution réalisable mais qui risque de ne pas nous convenir en raison de son asymétrie [III.16], [III.39].

Ces solutions étant insatisfaisantes, nous nous tournons vers une solution basée sur la théorie des coupleurs ré-entrants [III.40]-[III.42]. Cette solution considère l'insertion de plots métalliques sur le niveau supérieur ou inférieur afin de renforcer le couplage.

III.3.1.2 Couplage avec plot métallique flottant

Le principe du couplage avec plot métallique flottant consiste à placer un conducteur, qui n'est fixé à aucun potentiel, au-dessous ou au-dessus de résonateurs couplés au travers d'une couche diélectrique intermédiaire (Figure III-22). Cette technique, empruntée au coupleur ré-entrant permet d'éviter les problèmes d'asymétrie, rencontrés précédemment, tout en exploitant l'approche multicouche pour augmenter le couplage entre les résonateurs. Les niveaux de couplage accessibles dépendent fortement des épaisseurs de la couche diélectrique d'isolement et du substrat. Ainsi, afin d'accéder à des valeurs de couplages élevées, il faut choisir un substrat et une couche diélectrique, respectivement de forte et de faible épaisseurs.

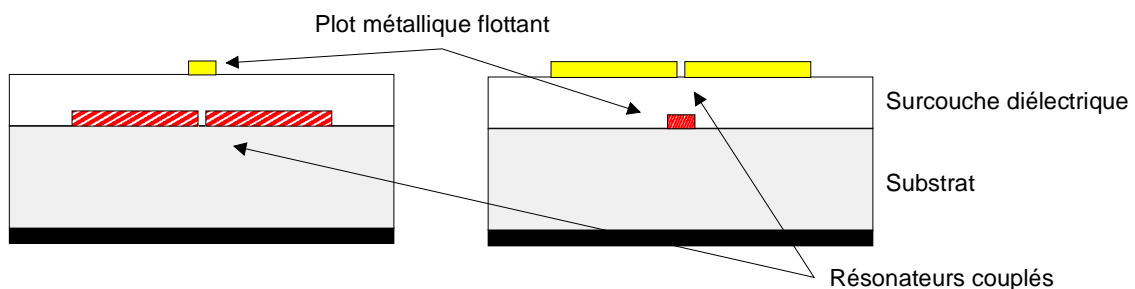


Figure III-22 : Structures avec plot métallique flottant.

Pour optimiser le placement et le dimensionnement des plots métalliques flottants, nous avons effectué une étude dans laquelle nous nous sommes intéressés aux cas des couplages de type électrique et magnétique pour lesquels il nous est nécessaire d'augmenter le couplage.

III.3.2 Etude des plots métalliques flottants

III.3.2.1 Couplage de type électrique avec plots métalliques flottants

Le meilleur moyen d'augmenter le niveau de ce couplage est de placer des plots métalliques flottants de part et d'autre des fentes des résonateurs. La Figure III-23a présente la structure où c , w et g sont les dimensions de la boucle carrée, et dx et dy sont les dimensions des plots. Des résultats de

simulation électromagnétique (HFSS) sont présentés à la Figure III-23b. Les fréquences de résonance des modes pairs et impairs sont facilement identifiables par les pics de résonance. Plus la surface des plots augmente, plus la séparation entre les pics de résonance est importante d'où une augmentation du couplage. Nous pouvons noter que la fréquence de résonance la plus élevée reste inchangée quelque soit la surface du plot (dans des limites raisonnables) ou le niveau de couplage. En effet, la fréquence de résonance la plus élevée reste fixe tant que la dimension des plots ne perturbe pas la fréquence de résonance du résonateur isolé. Cette situation est quand même différente de celle observée sans les plots, où les deux fréquences de résonance évoluent en fonction du niveau de couplage.

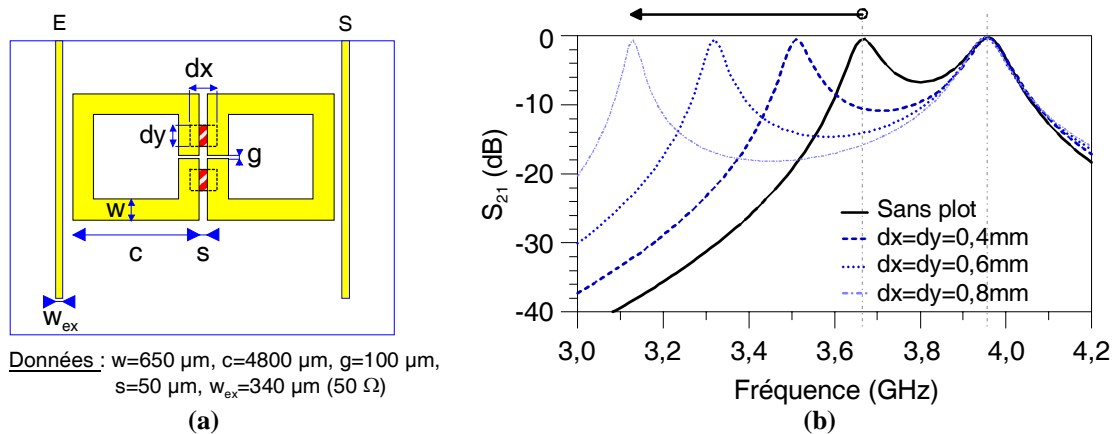


Figure III-23: Couplage de type électrique. (a) Vue de dessus avec les lignes d'accès. (b) Influence de l'emploi de plots métalliques flottants sur la réponse en transmission.

La Figure III-24 décrit l'évolution du coefficient de couplage électrique en fonction de la surface ($dx \times dy$) des plots métalliques flottants pour lesquels seules les formes carrées ($dx = dy$) et rectangulaires ($dx > dy$) ont été étudiées. Les résonateurs, distants de $s = 50 \mu\text{m}$ et de fréquence de résonance $f_0 = 3,8 \text{ GHz}$, sont situés sur le niveau supérieur de la surcouche diélectrique et les deux plots sur son niveau inférieur.

Le plot influe fortement sur le niveau de couplage mais également sur la fréquence moyenne des deux pics de résonance. En effet, alors que le couplage augmente avec l'accroissement de la surface des plots, la fréquence moyenne diminue.

Remarque : L'effet étant similaire, nous ne représentons pas le cas dual où les résonateurs sont situés sur le niveau inférieur de la surcouche diélectrique et les plots sur son niveau supérieur.

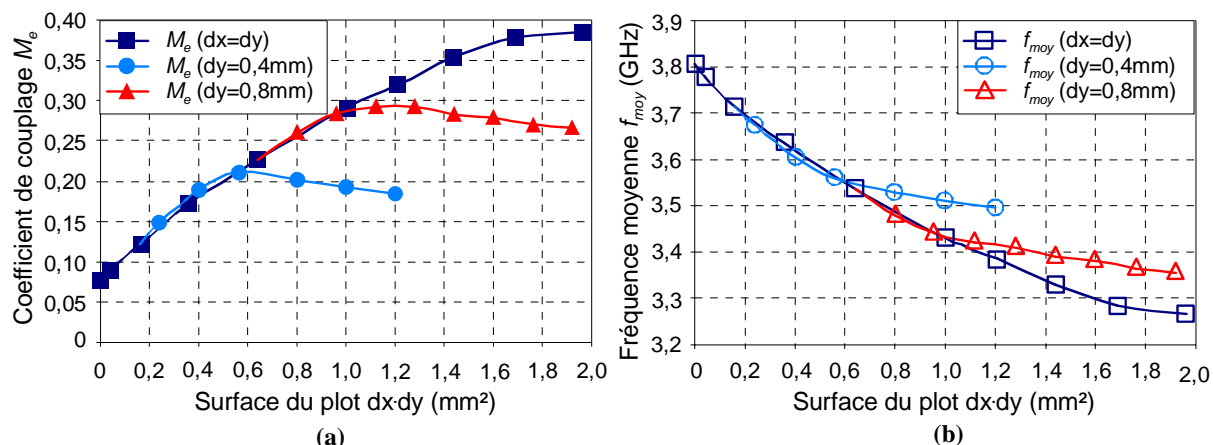


Figure III-24 : Evolution du couplage (a) et de la fréquence moyenne $\{f_{moy} = (f_c + f_m)/2\}$ (b) en fonction de la surface du plot métallique flottant ($dx \times dy$).

Le plot autorise une grande liberté au concepteur qui peut réaliser de différentes manières le coefficient de couplage souhaité en utilisant à la fois la distance entre les résonateurs et la dimension des plots. Un point important à toujours prendre en considération est que l'augmentation du couplage s'accompagne du déplacement d'une des fréquences et par conséquent de la fréquence moyenne des deux pics de résonance. En l'absence de plots métalliques flottants, la fréquence moyenne des deux pics de résonance est de l'ordre de la fréquence de résonance du résonateur seul. L'utilisation de plots métalliques flottants nécessite donc un réajustement de la fréquence de résonance des deux résonateurs (et donc sa longueur) de manière à ce que la fréquence moyenne de ces deux pics de résonance se situe au voisinage de la fréquence centrale du filtre.

Le phénomène d'augmentation du coefficient de couplage que nous observons en simulations électromagnétiques avec des plots métalliques flottants peut s'expliquer théoriquement à l'aide d'une analyse circuit. Dans le but d'extraire les coefficients de couplage des résonateurs avec des plots de couplage, nous proposons des schémas équivalents pour le couplage électrique dans un premier temps puis pour le couplage magnétique, dans un second temps.

Chaque résonateur, comme nous l'avons déjà vu dans le § III.2.3.3, peut être modélisé au voisinage de la résonance par un circuit LC (pertes supposées nulles) pour lequel la fréquence de résonance est définie par $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$. De même, les couplages inter-résonateurs peuvent être représentés d'un point de vue électrique.

En introduisant des plots, nous renforçons le couplage. Notre couplage électrique est capacitif et nous modélisons l'effet des plots en plaçant une capacité C_{mp} en parallèle au couplage entre les deux résonateurs. Nous obtenons alors le schéma de la Figure III-25.

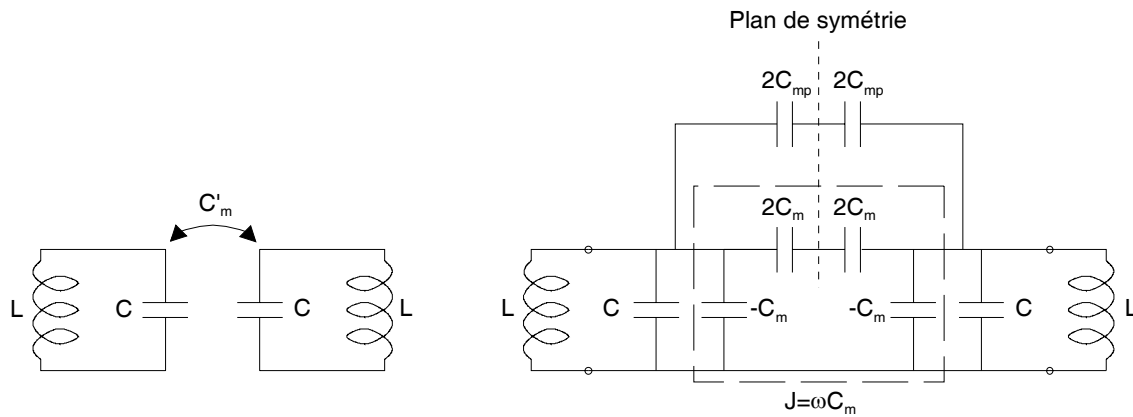


Figure III-25 : Schéma modifié du couplage électrique pour tenir compte du renforcement du couplage.

Les équations résultantes pour les fréquences des résonances (impaires et paires) et le coefficient de couplage sont alors les suivantes :

- Mode pair : $f_{mp} = f_m$ (III-19)

- Mode impair : $f_{ep} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m + 2C_{mp})}}$ (III-20)

d'où,

$$M_{Ep} = \frac{f_{mp}^2 - f_{ep}^2}{f_{mp}^2 + f_{ep}^2} = M_E \cdot \left(\frac{1 + \frac{C_{mp}}{C_m}}{1 + \frac{C_{mp}}{C}} \right) \quad \text{(III-21)}$$

Lorsque les valeurs de L , C et C_m ($C > C_m$) sont fixées, quelque soit la valeur de C_{mp} , la fréquence f_{mp} reste identique. En revanche, la fréquence f_{ep} a tendance à diminuer lorsque la capacité mutuelle C_{mp} augmente, conduisant à augmenter le couplage. Dans le cas contraire, lorsque C_{mp} diminue, son effet sur f_{ep} devient au fur et à mesure négligeable. Quand C_{mp} est nulle nous retrouvons le cas classique.

A partir du circuit de la Figure III-25 que nous alimentons par une source de tension sinusoïdale, nous effectuons deux simulations avec le logiciel ADS dans les cas où $C_{mp} = 0$ F (cas sans couplage supplémentaire) et $C_{mp} = 0,1$ F (cf. Figure III-26). Dans un souci de généralisation, les résonateurs isolés sont normalisés à une pulsation de résonance $\omega_0 = 1$ rad/s. Nous constatons le même effet qu'avec l'utilisation d'un plot métallique flottant. La fréquence f_{ep} diminue permettant ainsi d'augmenter le coefficient de couplage M de 0,1 à 0,182. De plus, la valeur moyenne des deux fréquences de résonances se déplace vers une fréquence plus basse, donc nous obtenons le même comportement que lors de la simulation électromagnétique ce qui confirme la validité du schéma équivalent établi. Ce dernier n'est valable que lorsque le couplage supplémentaire ne perturbe pas la fréquence de résonance du résonateur isolé.

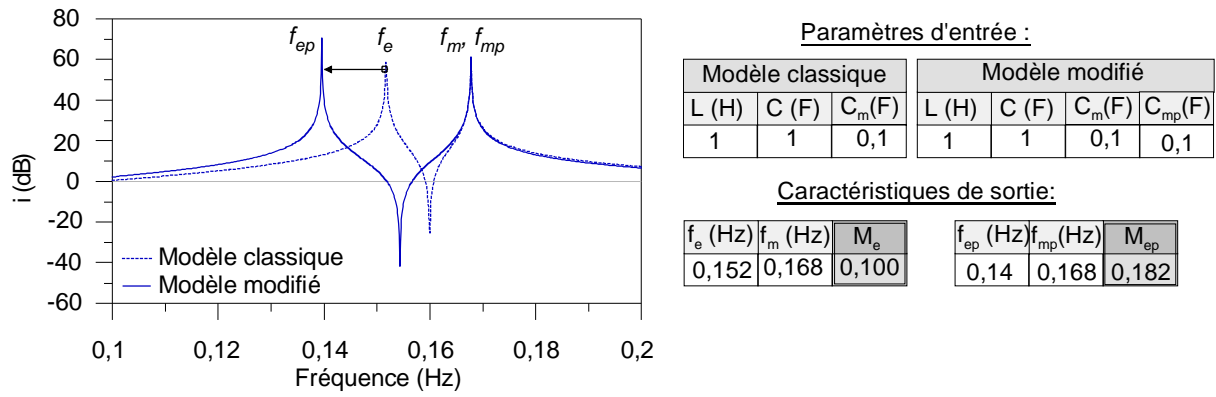


Figure III-26 : Influence du couplage supplémentaire sur le coefficient de couplage électrique.

III.3.2.2 Couplage de type magnétique avec plots métalliques flottants

A présent, intéressons-nous au cas du couplage de type magnétique (Figure III-27). Un seul plot métallique flottant suffit pour accroître le couplage et obtenir des résultats similaires au cas du couplage de type électrique.

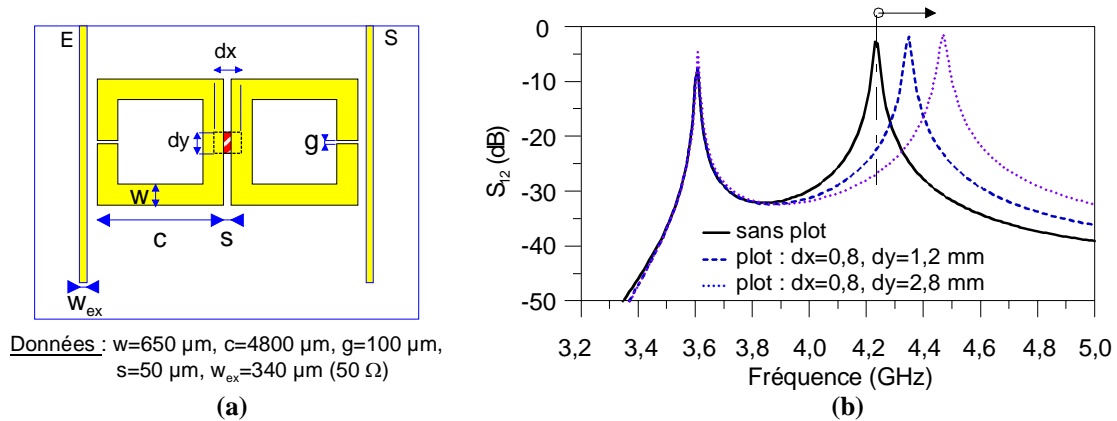


Figure III-27: Couplage de type magnétique. (a) Vue de dessus avec les lignes d'accès. (b) Influence de l'emploi de plot métallique flottant sur la réponse en transmission.

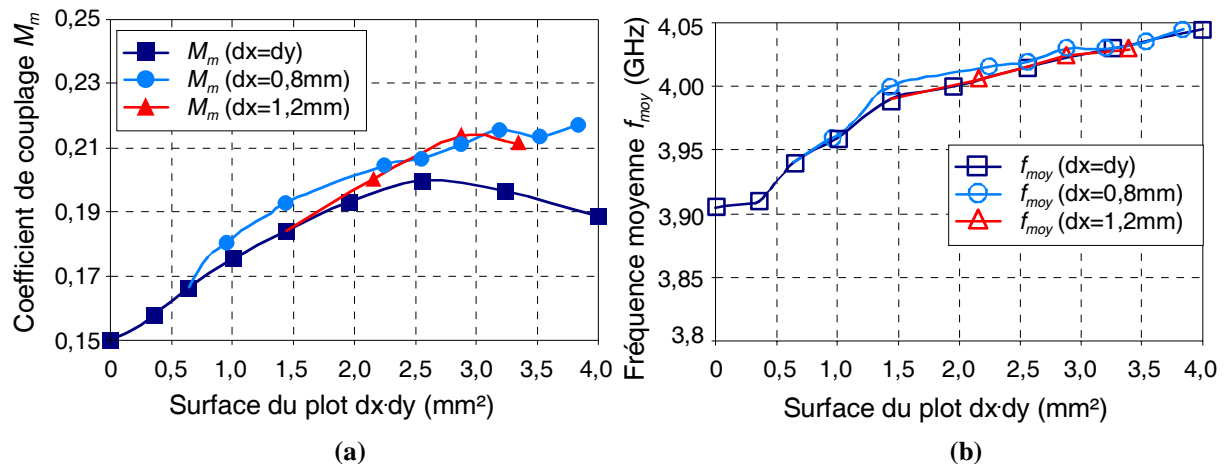


Figure III-28 : Evolution du couplage (a) et de la fréquence moyenne $\{f_{moy} = (f_e + f_m)/2\}$ (b) en fonction de la surface du plot métallique flottant ($dx \times dy$).

Différentes simulations électromagnétiques ont été effectuées afin d'évaluer l'influence des surfaces ($dx \times dy$) et des formes des rubans flottants sur le niveau du couplage magnétique (cf. Figure III-28). Les résonateurs sont situés sur le niveau supérieur de la surcouche diélectrique tandis que le plot métallique flottant est placé sur son niveau inférieur.

Comme dans le cas du couplage électrique, le plot flottant influe sur le niveau de couplage magnétique et la fréquence moyenne des deux pics de résonance. Mais, contrairement au cas précédent, la fréquence moyenne augmente ici au fur et à mesure que la surface du plot augmente. Toutefois, les niveaux de couplage obtenus sont moins significatifs. Ceci peut s'expliquer à travers l'étude d'un schéma équivalent de la même manière que nous avons procédé pour le couplage de type électrique. Pour renforcer le couplage magnétique qui est d'origine selfique, nous plaçons une self L_{mp} en parallèle au couplage entre les deux résonateurs ; nous aboutissons au schéma de la Figure III-29.

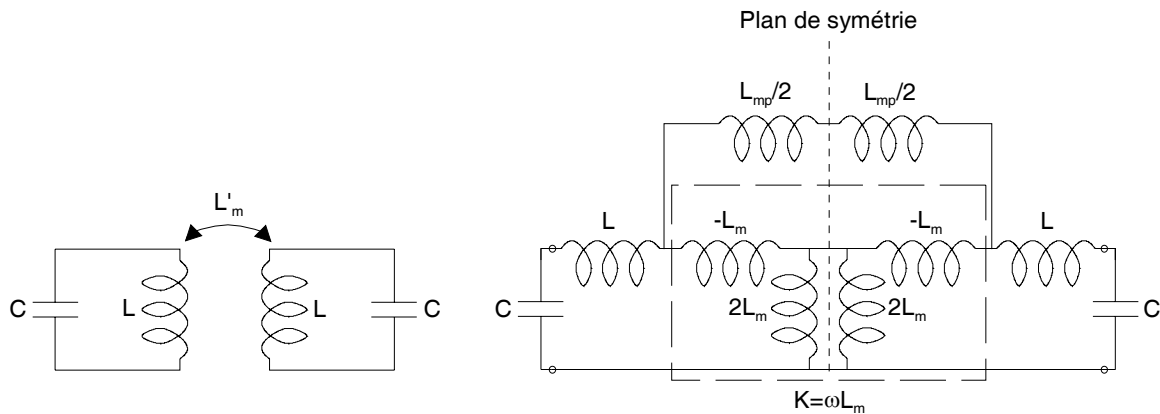


Figure III-29 : Schéma modifié du couplage magnétique pour tenir compte du renforcement du couplage.

L'analyse du circuit nous permet de déterminer les fréquences impaires f_{ep} et paires f_{mp}

$$f_{ep} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L - \frac{L_m L_{mp}}{L_{mp} - 2L_m})}} \text{ et } f_{mp} = f_m \quad (\text{III-22})$$

d'où,

$$M_{Mp} = \frac{f_{ep}^2 - f_{mp}^2}{f_{ep}^2 + f_{mp}^2} = M_M \cdot \left(\frac{\frac{L_{mp}}{L_m} - 1}{\frac{L_{mp}}{L_m} - \frac{L_m}{L} - 2} \right) \quad (\text{III-23})$$

Nous avons effectué les simulations de ce circuit avec le logiciel ADS pour différentes valeurs de selfs de couplage ($L_{mp} = 0$ H et $L_{mp} = 0,35$ H). Les résultats sont reportés dans les tableaux de la Figure III-30. L'introduction d'un couplage supplémentaire entraîne bien une augmentation du couplage global. Le comportement théorique est identique à celui observé lors des simulations électromagnétiques ce qui valide le schéma équivalent établi. En effet, quelque soit la valeur de la self L_{mp} , la fréquence f_{mp} reste identique tandis que la fréquence f_{ep} augmente avec L_{mp} .

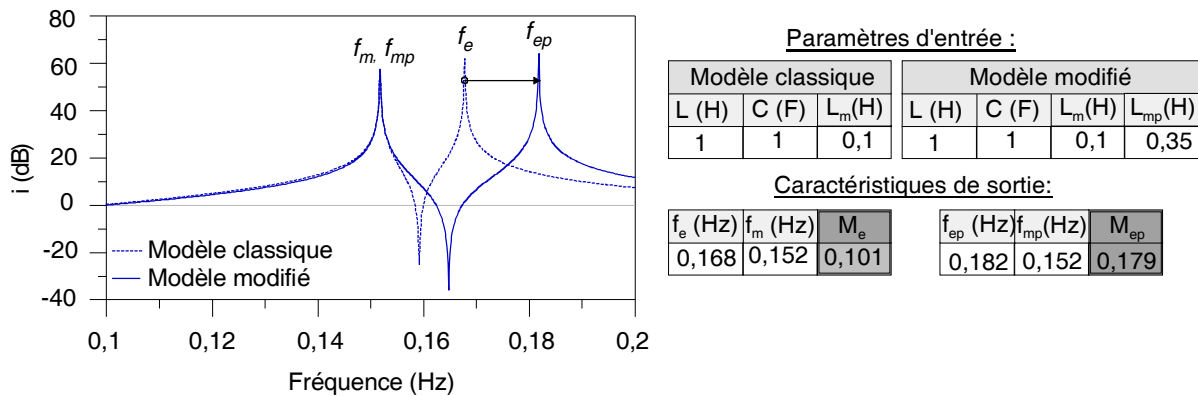


Figure III-30 : Influence du couplage supplémentaire sur le coefficient de couplage magnétique.

III.4 Réalisation et résultats expérimentaux

A présent que toute la théorie et la méthode de conception ont été décrites, nous allons présenter les filtres conçus et réalisés.

III.4.1 Application du principe des plots métalliques flottants sur des filtres d'ordre 2

Nous avons mis en oeuvre le principe des plots métalliques flottants (PMF) en réalisant des filtres simples d'ordre 2 dans les cas de couplages de type électrique et magnétique. Le but est de pouvoir comparer sur des exemples l'intérêt des plots, mais également de tester la précision du logiciel de simulation électromagnétique HFSS. La fréquence de résonance f_0 du résonateur isolé est de 4 GHz.

III.4.1.1 Réalisation d'un couplage électrique classique et avec plots métalliques flottants

Dans cet exemple, nous montrons la flexibilité permise par les plots métalliques flottants (PMF) pour réaliser un couplage fort. En effet, nous pouvons atteindre ce niveau de couplage de différentes manières en exploitant la distance inter-résonateur et la surface des plots. C'est pourquoi, nous avons choisi de débiter dans la configuration classique (sans PMF) avec un couplage faible M_{12} de 0,05. Ce couplage correspond à une distance inter-résonateur de l'ordre de 120 μm . Notre objectif est alors de réaliser un couplage M'_{12} de 0,15 avec des résonateurs distants de 120 μm . Une surface de PMF de 0,7 mm x 0,7 mm est alors nécessaire. Les masques finaux des filtres sont présentés à la Figure III-31. La position des lignes d'accès sur les résonateurs est différente entre les deux masques pour obtenir une adaptation correcte. Les accès sont de type microruban pour faciliter la connexion avec d'autres circuits, d'où le placement des lignes d'excitation et des résonateurs sur le premier

niveau conducteur (niveau inférieur) et les plots métalliques flottants (PMF) sur le second (niveau supérieur, cf. Figure III-17).

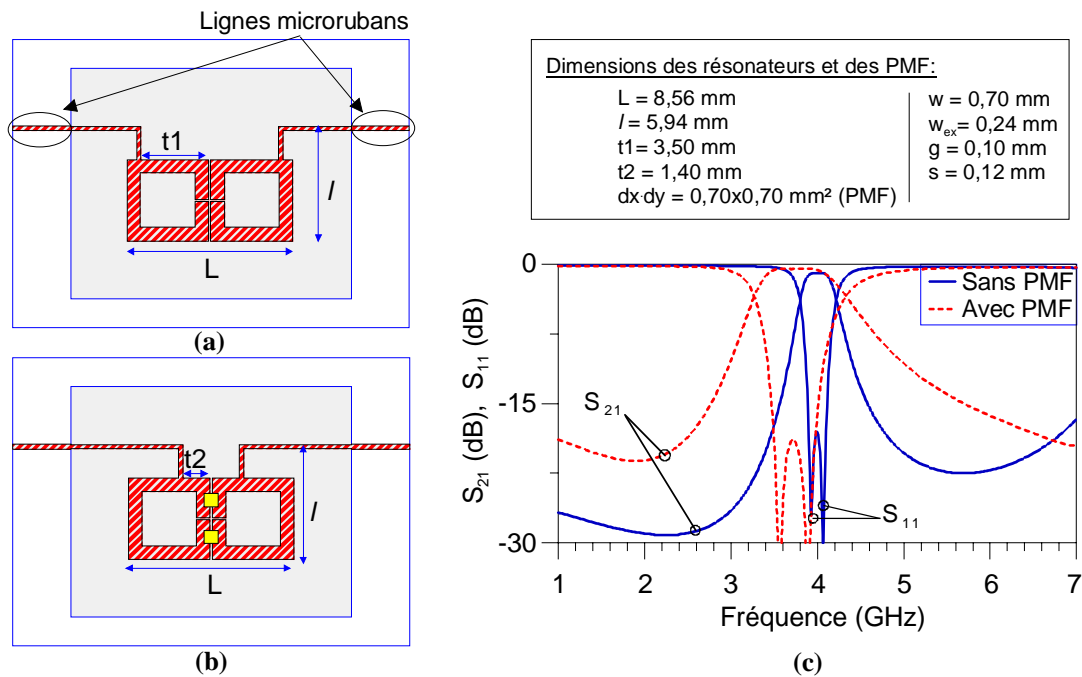


Figure III-31 : Masques de filtre d'ordre 2 avec couplage électrique. Configurations : (a) classique, (b) avec plot métallique flottant (PMF). (c) Réponses électromagnétiques.

Dans la configuration classique, le filtre est centré à 4 GHz avec une bande passante relative de 5,5 % à 15 dB d'adaptation (cf. Figure III-31c). Avec l'utilisation de PMF, la fréquence centrale devient 3,76 GHz et la bande passante relative 14,3 %. Nous constatons qu'avec l'emploi de PMF, la bande passante s'élargit vers les basses fréquences ce qui est en accord avec notre étude préliminaire.

Les mesures présentées à la Figure III-32 sont en relativement bon accord avec les simulations. Toutefois, la bande passante mesurée de la configuration avec PMF est nettement inférieure à celle prévue en théorie. Cet écart signifie que le couplage réel entre les deux résonateurs est plus faible que celui simulé. Face à ce constat, nous avons procédé à une série de contrôles (dimensionnels et technologiques). La vérification des dimensions géométriques du filtre au microscope binoculaire n'a révélé aucune anomalie. En revanche, l'étude profilométrique qui a consisté à mesurer l'épaisseur de la surcouche diélectrique a permis de constater une hauteur de dépôt de 38 μm au lieu de 30 μm . Le non-respect de cette hauteur de dépôt a eu pour conséquence de modifier la valeur du couplage (vers le bas) et donc la réponse du filtre. Ceci a été confirmé lorsque nous avons resimulé les deux configurations en modifiant l'épaisseur de la surcouche diélectrique à 38 μm . A noter que la configuration classique a été moins affectée que la configuration avec des PMF car l'incidence de l'épaisseur de surcouche sur le couplage est moindre.

Remarque : Cette erreur n'est pas liée au process de fabrication en lui-même mais à l'usure d'un élément matériel, en l'occurrence la raclette utilisée pour les dépôts.

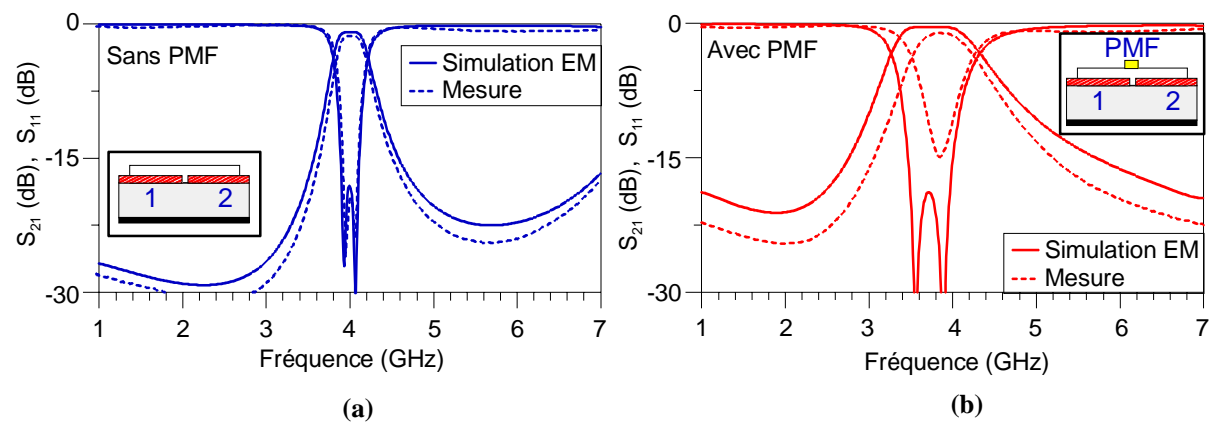


Figure III-32 : Réponses simulées et mesurées des filtres d'ordre 2. (a) Sans PMF. (b) Avec PMF.

III.4.1.2 Réalisation d'un couplage magnétique classique et avec plots métalliques flottants

Nous avons également appliqué le principe des plots métalliques flottants (PMF) sur un couplage de type magnétique. Contrairement au cas précédent où la présence de PMF permet d'augmenter très fortement le niveau du couplage, le couplage magnétique est moins sensible aux PMF. C'est pourquoi, nous avons choisi de séparer les résonateurs de $60 \mu\text{m}$ (soit un couplage M_{12} de 0,15 dans la configuration classique) et de réaliser un couplage M'_{12} de 0,2 (configuration avec PMF). La Figure III-33 présente les masques finaux des deux configurations de filtres d'ordre 2.

Dans la configuration de couplage classique, le filtre est centré à 4 GHz avec une bande passante relative de 8 % à 15 dB d'adaptation (cf. Figure III-33c). En revanche, en utilisant un PMF, la fréquence centrale du filtre est de 4,2 GHz pour une bande passante relative de 11,4 %. La présence du PMF élargit la bande passante vers les hautes fréquences ce qui est en corrélation avec notre étude préalable. En outre, les résultats de mesures présentés à la Figure III-34 sont en accord avec l'analyse électromagnétique. La configuration de couplage magnétique avec PMF est moins affectée par la mauvaise épaisseur de surcouche diélectrique que dans le cas précédent parce que le couplage apporté par le PMF est plus faible.

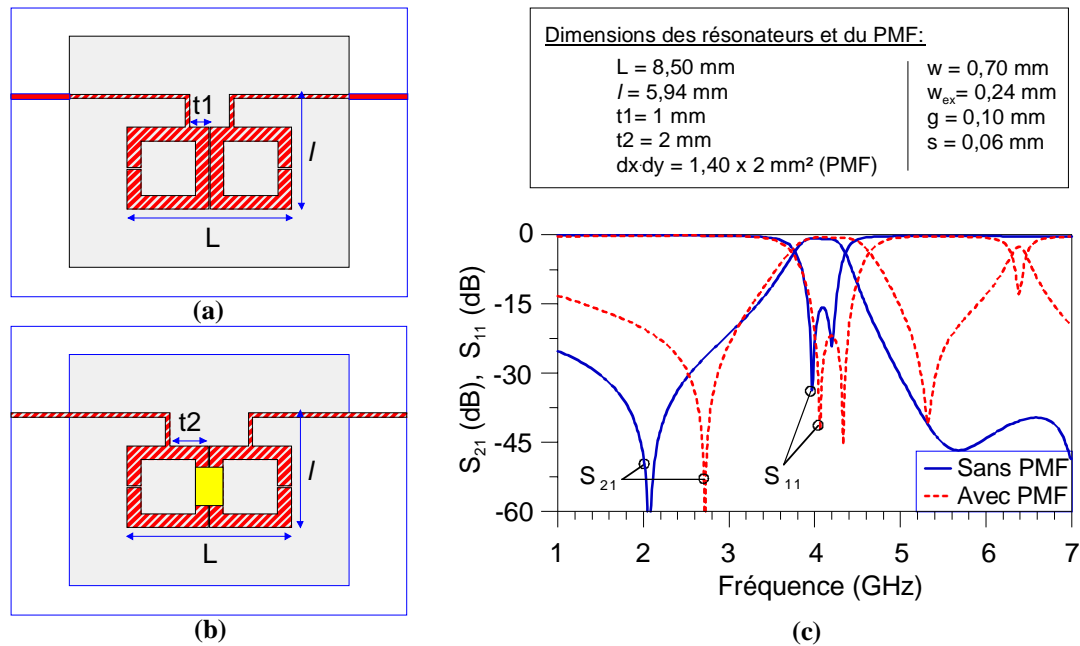


Figure III-33: Masques de filtre d'ordre 2 avec couplage magnétique. Configurations : (a) classique, (b) avec plot métallique flottant (PMF). (c) Réponses électromagnétiques.

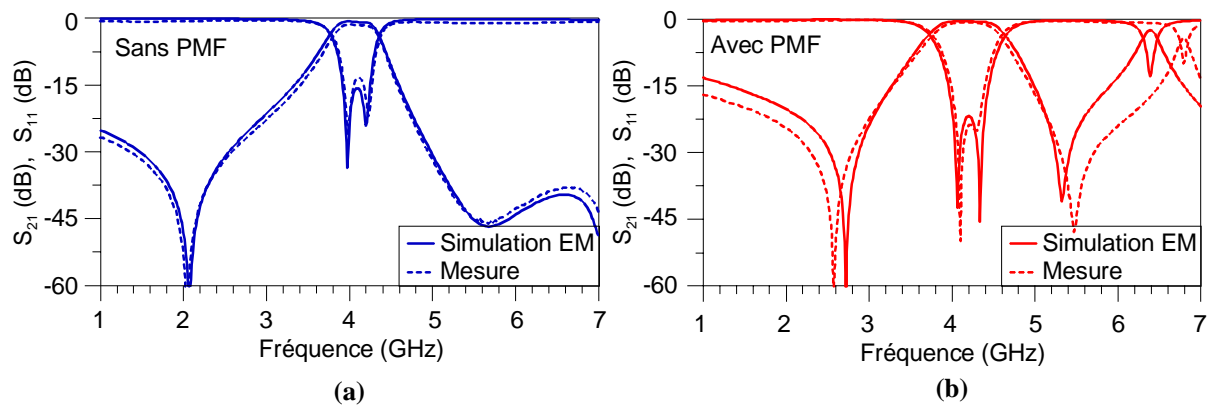


Figure III-34 : Réponses simulées et mesurés des filtres d'ordre 2. (a) Sans PMF. (b) Avec PMF.

III.4.2 Conception d'un filtre d'ordre 4 en bande C

Le filtre d'ordre 4, objet principal de l'étude de ce chapitre, s'appuie sur le principe des plots métalliques flottants (PMF) qui a été étudié au paragraphe précédent. Un couplage magnétique est réalisé entre les résonateurs n°1 et n°4. Ceux-ci sont placés sur le niveau conducteur 1 afin que les extrémités des lignes d'accès (50Ω) soient microruban pour la mesure. Ensuite, les résonateurs n°2 et n°3 sont placés sur le niveau conducteur 2 pour obtenir les valeurs de couplages, électrique et mixte, nécessaires. A partir des abaques des § III.3.1.1 et III.3.2.1, nous déterminons les distances inter-résonateurs. En raison de l'utilisation de PMF pour atteindre la valeur de couplage électrique entre les résonateurs n°2 et n°3, il faut réajuster leur fréquence de résonance.

Même si toutes dimensions sont connues, la structure nécessite un réglage car la matrice objectif est une matrice idéale. Les dimensions finales du filtre sont de 9,040 mm× 10,95 mm (cf. Figure III-35). Le décalage de positionnement entre les résonateurs n°1 et n°2 et, n°3 et n°4 a peu d'effet sur la valeur du couplage mixte. Nous avons également étudié l'influence des couplages croisés, non désirés mais imposés par la géométrie du filtre. Nous avons donc simulé le couplage entre les résonateurs n°1 et n°3 en enlevant les résonateurs n°2 et n°4 (le filtre est symétrique). En première approche, le couplage parasite M_{13} est négligeable comparé aux couplages M_{12} et M_{14} . Bien évidemment, avec les résonateurs en place, la valeur de M_{13} serait quelque peu différente.

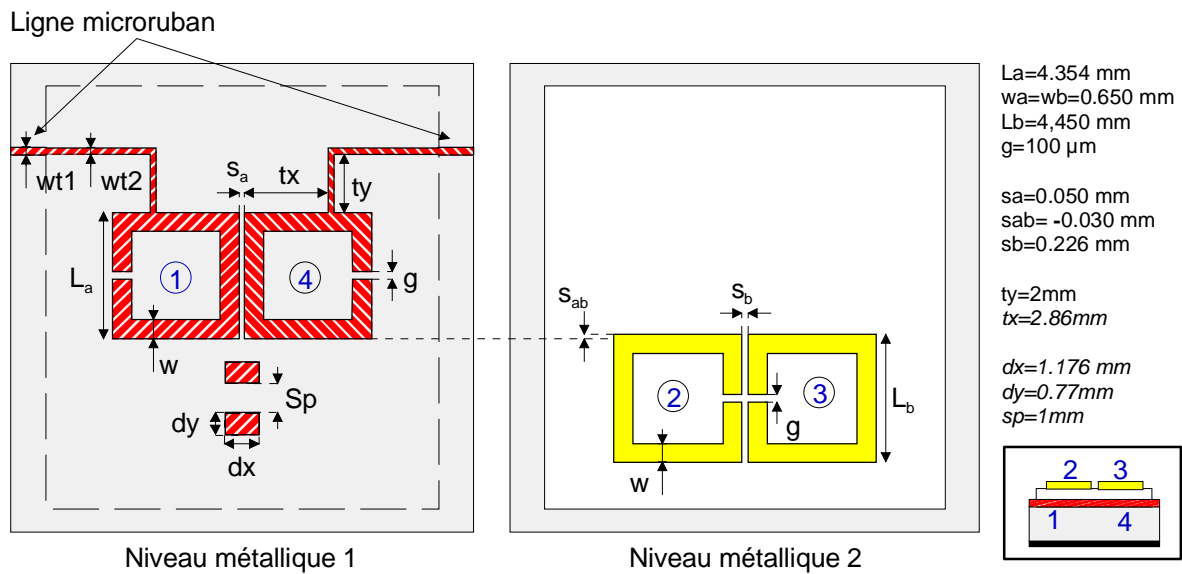


Figure III-35 : Masques des 2 niveaux de métallisation du filtre passe-bande d'ordre 4.

La Figure III-36 compare les réponses théorique (matrice de couplage) et électromagnétique (HFSS) du filtre d'ordre 4. Les pertes d'insertion simulées du filtre sont de l'ordre de 0,57 dB (adaptation est supérieure à 15 dB) et la platitude de 0,41 dB. En revanche, la réjection à f_{2OL} est insuffisante. Même si ce filtre ne satisfait pas les spécifications fixées du filtre en bande C, que nous avons longuement évoqué au chapitre II, nous avons quand même choisi de le réaliser.

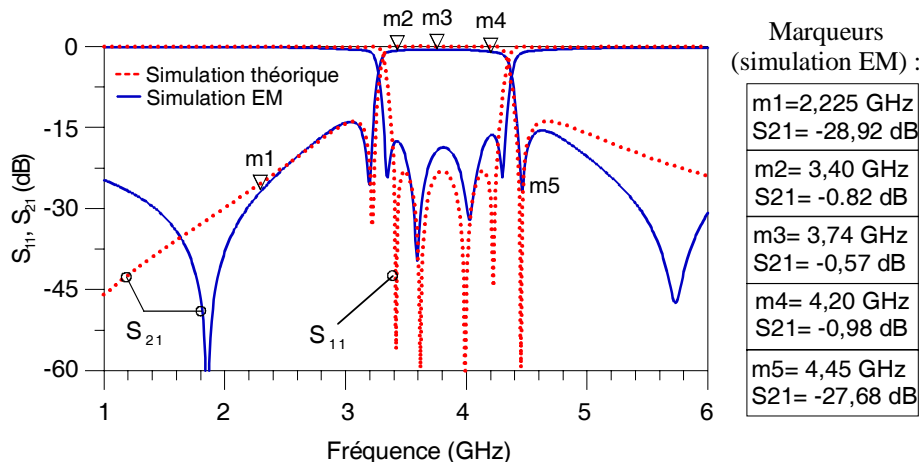


Figure III-36: Réponses théoriques et électromagnétiques du filtre d'ordre 4.

III.4.2.1 Résultats expérimentaux

La Figure III-37 présente la photographie du filtre réalisé au laboratoire et une comparaison entre les résultats de simulations électromagnétiques et de mesures. Ces mesures ont été effectuées sur une cellule de test wiltron. Le niveau de pertes mesuré est de l'ordre de 1,13 dB pour une adaptation supérieure à 12 dB. Nous pouvons observer que la bande passante mesurée est nettement inférieure à celle prévue en théorie. Comme pour le cas du filtre d'ordre 2, l'influence d'une erreur sur l'épaisseur de surcouche modifie de façon significative les performances du filtre.

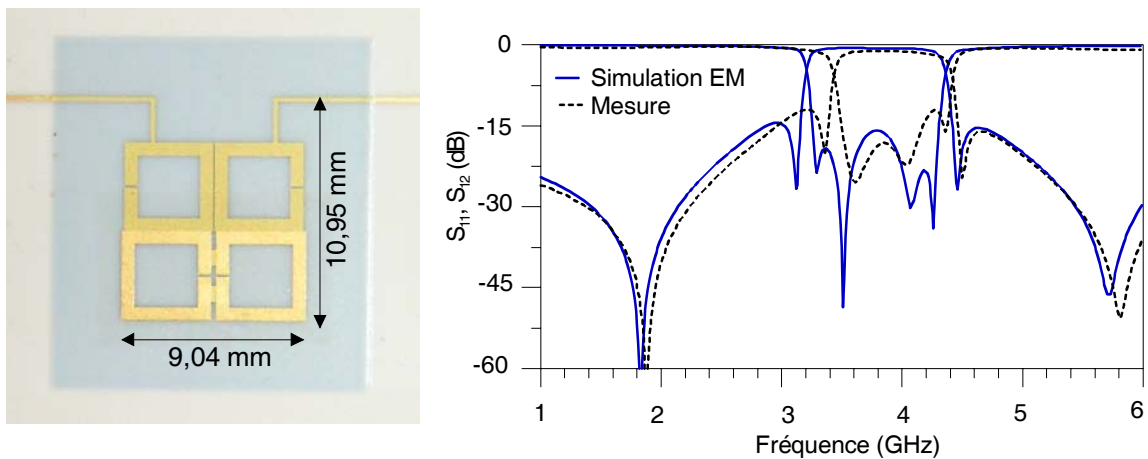


Figure III-37: Photographie et résultats expérimentaux du filtre passe-bande d'ordre 4.

La Figure III-38 présente les résultats simulés ($h_s = 30 \mu\text{m}$) et expérimentaux du filtre sur une plus large bande. Lors de notre étude, nous n'avons pas considéré les remontées parasites apparaissant dans la bande 2Tx. Néanmoins, pour les éliminer, une solution serait d'intégrer des structures coupe-bandes aux lignes d'accès du filtre (stubs en circuit ouvert, ligne à encoche ou *spur-line*).

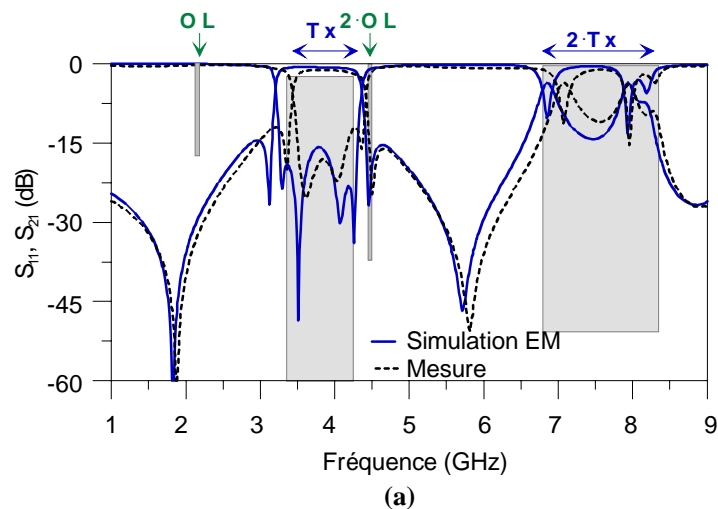


Figure III-38 : Résultats de simulation et de mesure du filtre d'ordre 4 sur une plus large bande.

Pour confirmer ce résultat, nous avons re-simulé la structure en modifiant l'épaisseur de la surcouche diélectrique à $h_s = 38 \mu\text{m}$. Sur la Figure III-39, nous constatons un meilleur accord pour la réponse en transmission entre la mesure et la nouvelle simulation. Cependant, On observe que l'on ne retrouve pas le niveau d'adaptation mesuré.

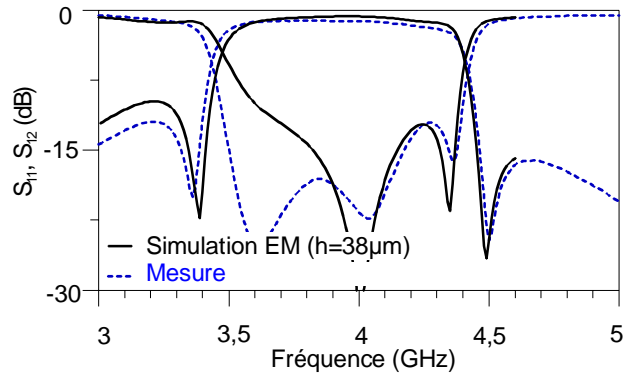


Figure III-39: Mesure et réponse simulée avec prise en compte d'une hauteur de surcouche diélectrique de $38 \mu\text{m}$.

Remarque : nous avons simulé ces structures avec Momentum mais les résultats obtenus sont moins précis que ceux de HFSS.

III.4.2.2 Influence de la hauteur de capot sur la réponse du filtre :

Les résultats des simulations électromagnétiques que nous avons présentés, concernaient le filtre dans un environnement libre, or le filtre est généralement enfermé dans un boîtier. Nous avons donc étudié l'influence de la hauteur du capot sur la réponse du dispositif (cf. Figure III-40).

Lorsque la hauteur du capot diminue, nous remarquons une légère modification en fréquence de la réponse du filtre. L'influence est toutefois minime même dans le cas critique où le capot est placé à une hauteur de 1 mm au dessus du circuit. Le confinement des champs dans les couches diélectriques fines est à l'origine de cet effet. Généralement, dans un récepteur en bande C, le capot est situé à une hauteur de l'ordre de quelques millimètres (typiquement 3 mm).

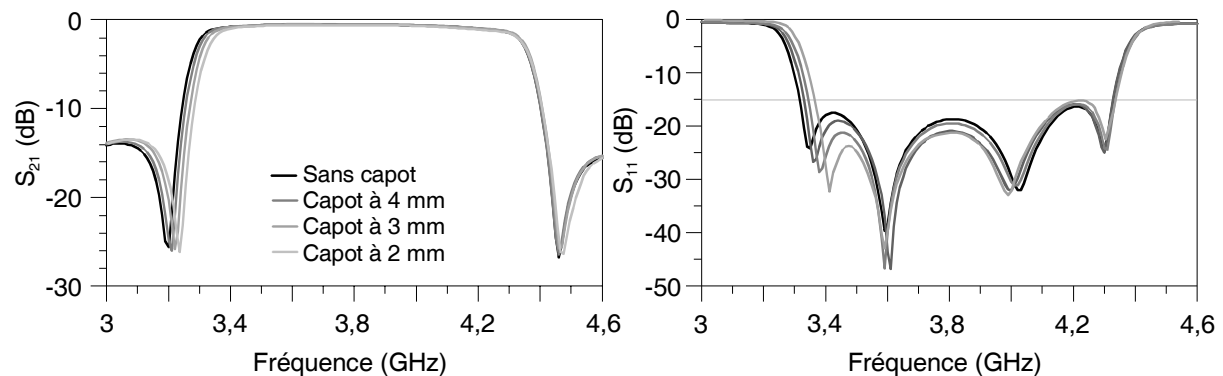


Figure III-40 : Influence de la hauteur de capot sur la réponse électromagnétique du filtre.

III.4.3 Conception de filtres d'ordre 3

Dans le but de souligner encore la souplesse de conception offerte par la technologie multicouche et de vérifier en pratique la maîtrise du processus de conception, nous avons réalisé trois filtres supplémentaires devant répondre à des spécifications que nous avons fixé nous-mêmes. Ces filtres d'ordre 3 sont centrés à 4 GHz et présentent une bande passante relative de 15 %.

III.4.3.1 Filtre d'ordre 3 avec zéro de transmission en basse fréquence

Pour ce premier filtre, nous avons choisi de placer un zéro de transmission à 3 GHz. A l'aide du logiciel FILCAV, nous obtenons la matrice de couplage passe-bas normalisée $[m_I]$ donnée au Tableau III-6.

$[m_I]$	1	2	3
1	-0.090	1,102	-0,339
2	1,102	0.279	-1,102
3	-0,339	-1,102	-0.090

Tableau III-6 : matrice de couplage idéale passe-bas ($r = 1,358$).

Dans cette matrice, les coefficients présents sur la diagonale principale sont non nuls. Ces coefficients ne représentent pas des couplages mais une désynchronisation des résonateurs par rapport au résonateur synchrone résonant à la fréquence f_0 . Afin d'obtenir la nouvelle fréquence de résonance f_{0i} du résonateur d'indice i , nous opérons la correction suivante :

$$f_{0i} = f_0 - m_{ii} \cdot \frac{\Delta f}{2} \quad (\text{III-24})$$

Cela nécessite donc d'ajuster les dimensions des résonateurs. Par ailleurs, la réponse du filtre étant asymétrique, le logiciel FILCAV a déterminé pour ce cas une matrice également asymétrique (par rapport à l'antidiagonale). Par conséquent, la structure physique est également dissymétrique ce qui augmente le nombre de paramètres de réglage et sa complexité. Toutefois, la matrice de couplage du réseau synthétisée n'est pas unique et le passage d'une matrice de couplage à une autre se fait par transformation orthogonale ou « rotations ». L'opération de rotation consiste à appliquer à une matrice initiale $[m_{(p)}]$ une transformation orthogonale. La matrice résultante $[m_{(p+1)}]$ a une forme différente, mais possède les mêmes valeurs propres. Comme, nous voulons obtenir ici une matrice symétrique par rapport à l'antidiagonale, nous appliquons une suite de transformation orthogonale :

$$[m_{(n+1)}] = [T_{(n)}] \cdot [m_{(n)}] \cdot [T_{(n)}]^{-1} \quad \text{pour } n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{III-25})$$

où $[m_{(n)}]$, $[m_{(n+1)}]$ et $[T_{(n)}]$ représentent respectivement la matrice de couplage avant la $n^{\text{ème}}$ transformation, la matrice de couplage après la $n^{\text{ème}}$ transformation et la $n^{\text{ème}}$ matrice de transformation.

Remarque : les matrices $m_{(n)}$ et $m_{(n+1)}$ sont toujours symétriques par rapport à la diagonale principale.

Dans l'équation (III-25), si l'élément (j, j) de $T_{(n)}$ est égal à -1 et les autres éléments sont égaux à une matrice diagonale unitaire, alors les éléments de la $j^{\text{ème}}$ ligne et de la $j^{\text{ème}}$ colonne de $m_{(n+1)}$ auront un signe opposé à ceux de $[m_{(p)}]$ (excepté (j, j)). En appliquant à la matrice de couplage $[m_1]$ du Tableau III-6 la transformation orthogonale T_1 du Tableau III-7a, nous obtenons donc la matrice $[m_2]$ du Tableau III-7b .

$[T_1]$	1	2	3
1	-1	0	0
2	0	1	0
3	0	0	1

(a)

$[m_2]$	1	2	3
1	-0.090	-1,102	0,339
2	-1,102	0.279	-1,102
3	0,339	-1,102	-0.090

(b)

Tableau III-7 : (a) Matrice de transformation. (b) Matrice de couplage après transformation.

En terme de réalisation, il n'est pas possible d'avoir deux couplages électriques sur le même résonateur, c'est à dire sur le résonateur n°2. C'est pourquoi, nous utilisons un couplage de type mixte, différent de celui rencontré précédemment. Le couplage positif entre les résonateurs n°1 et n°3 est magnétique. Ceux-ci sont placés sur le premier niveau conducteur tandis que le résonateur n 2 est sur le niveau supérieur de la surcouche diélectrique. Les valeurs des couplages dénormalisés passe-bande sont les suivants : $M_{12} = M_{23} = -0,148$, $M_{13} = 0,046$ et $Q_{ext} = 6,3$.

A la Figure III-41, nous présentons le masque final du filtre, dont les dimensions sont de 12,8 mm × 6 mm, et une comparaison entre les réponses électromagnétiques et expérimentales pour laquelle un bon accord en transmission est constaté. La désadaptation du filtre est attribuée à la mauvaise épaisseur de la surcouche diélectrique lors de la réalisation du filtre. Nous observons à partir des résultats théoriques et expérimentaux, deux zéros de transmission dans la bande atténuée inférieure.

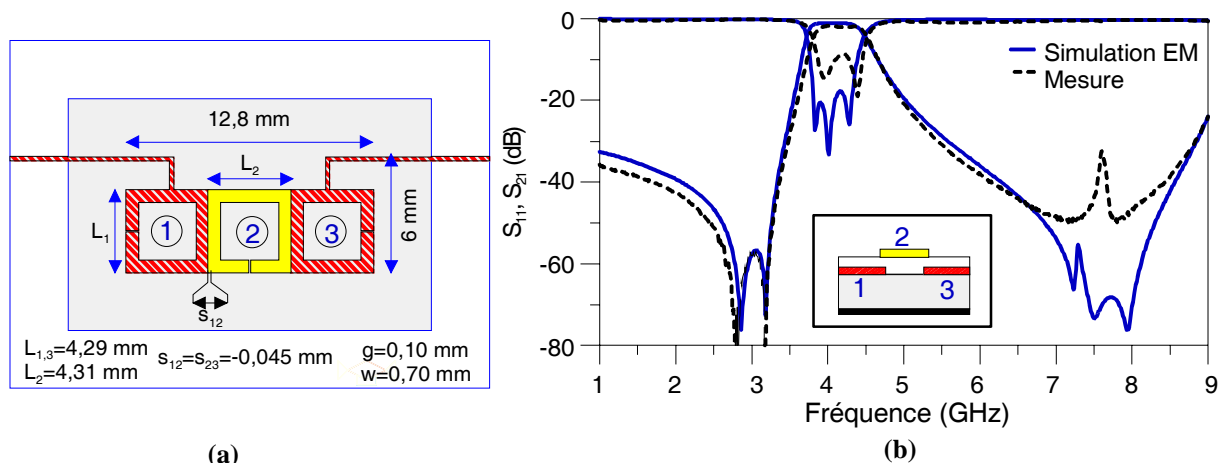


Figure III-41 : (a) Masque du filtre d'ordre 3 à ZT BF. (b) Réponses simulées et mesurées.

III.4.3.2 Filtre d'ordre 3 avec zéros de transmission HF

De manière similaire, nous avons cherché à obtenir un zéro de transmission dans la bande atténuée supérieure tout en conservant des niveaux de couplages similaires. A l'aide de FILCAV, nous obtenons la matrice $[m]$ du Tableau III-8 pour laquelle le zéro de transmission haute fréquence est situé à 5,4 GHz. La matrice étant parfaitement symétrique, aucune transformation orthogonale n'est nécessaire.

$[m]$	1	2	3
1	0,086	1,105	0,324
2	1,105	-0,297	1,105
3	0,324	1,105	0,086

Tableau III-8 : Matrice de couplage normalisée ($r=1,358$).

Les valeurs des couplages dénormalisés passe-bande sont les suivants : $M_{12} = M_{23} = 0,149$, $M_{13} = 0,044$ et $Q_{ext} = 6,3$. Afin de créer un couplage positif entre les résonateurs n°1 et 2, et n°2 et 3, nous retournons simplement le résonateur central (cf. Figure III-42). Sur cette figure, nous présentons également les réponses électromagnétiques et expérimentales. Lié à la mauvaise épaisseur de surcouche diélectrique, le filtre mesuré est désadapté et sa bande passante est plus étroite

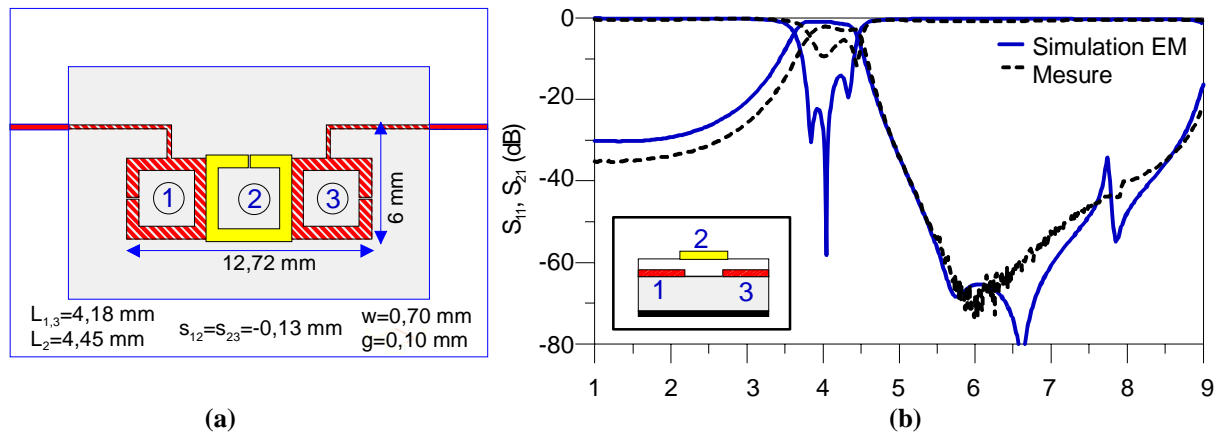


Figure III-42 : (a) Masque du filtre d'ordre 3 à ZT HF. (b) Réponses simulées et mesurées.

III.4.3.3 Filtre d'ordre 3 replié

Nous nous appuyons sur la matrice de couplage précédente (cf. Tableau III-8). A partir de la structure précédente, nous avons replié sur elles-mêmes les lignes de longueur électrique $\lambda_g/2$ afin de diminuer l'encombrement du résonateur, et par voie de conséquence celui du filtre (cf. Figure III-43a et Figure III-44). Une topologie de ce type permet de confiner à outrance les champs, l'énergie étant davantage concentrée sur le résonateur. Le couplage entre les résonateurs est donc plus faible. Il est

donc nécessaire de diminuer considérablement leur espacement pour réaliser des couplages forts : le filtre occupe alors un encombrement plus réduit (9 mm × 5 mm). Les réponses simulées et mesurées de ce filtre sont présentées à la Figure III-43b et montrent un accord satisfaisant.

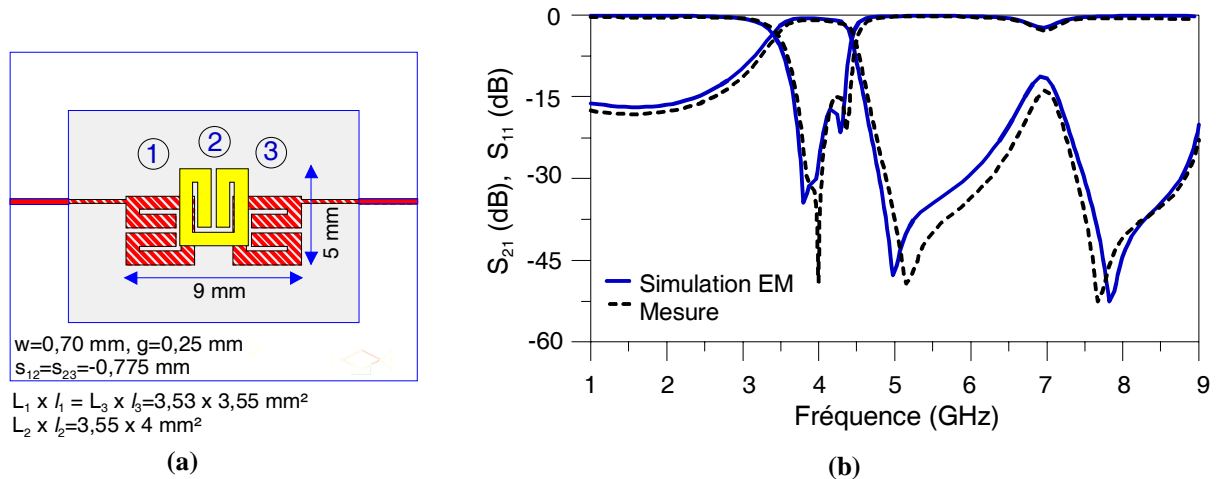


Figure III-43 : Filtre d'ordre 3 à résonateurs repliés. (a) Masque. (b) Simulation et mesure.

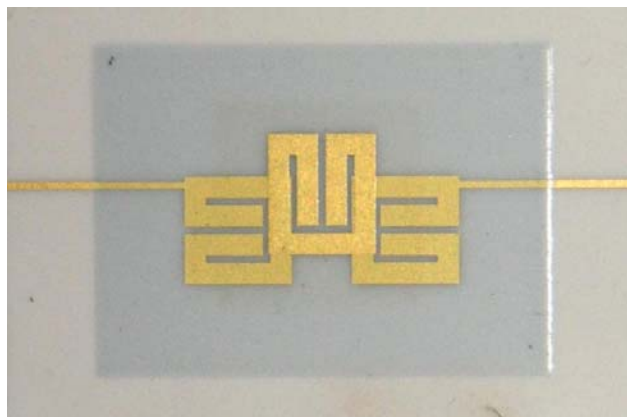


Figure III-44 : Photographie du filtre d'ordre 3 à résonateurs repliés.

III.5 Conclusion

La conception de filtres sélectif à lignes couplées à bandes passantes moyennes ou larges est délicate voire impossible dès lors que le concepteur désire les réaliser sur des technologies classiques. En effet, ces filtres requièrent de fortes valeurs de couplages qui sont limitées par les procédés de fabrication et notamment de gravure. Comme nous l'avons mis en évidence dans ce chapitre, une approche multicouche permet de maîtriser facilement des couplages forts et offrent de nombreux degrés de liberté lors de la conception. Nous avons réalisé et mesuré différents filtres qui nous ont permis de valider les méthodes de synthèse et de conception utilisées. La technologie multicouche

n'est certes pas la solution universelle, mais elle est une solution alternative intéressante aux technologies planaires beaucoup plus limitées quant à elles.

Pour atteindre des spécifications très critiques, il faut à la fois une technologie maîtrisée et des outils de simulation électromagnétique performants. Pour le premier point, nous avons pu constater que les mesures sont parfaitement reproductibles ce qui prouve la maîtrise du procédé technologique. Cependant, il faut accentuer la maîtrise des dimensions technologiques critiques et notamment des épaisseurs des couches diélectriques.

Dans ce chapitre et le précédent, nous avons exploré deux topologies concurrentes pour tenter d'approcher au mieux les spécifications électriques d'un filtre en bande C proposées par Alcatel Alenia Space et le CNES. Sans pour autant être totalement catégorique, il semble que la topologie DBR soit plus à même d'apporter la meilleure solution. En effet, par rapport à la topologie boucle ouverte, cette topologie particulière permet d'accentuer la réjection du filtre à la fréquence critique (*i.e.* f_{2OL}) tout en relâchant les performances ailleurs. C'est à ce prix et seulement à celui-ci que le gabarit de filtrage pourra être tenu. De plus, cette fréquence critique directement liée à la longueur des stubs HF associée peut donc être réglée a posteriori en ajoutant des plots de réglage à l'extrémité de ces stubs [III.43]. C'est un avantage important pour l'industriel de pouvoir ajuster finement une réponse dès lors qu'il utilise des matériaux dont les valeurs des caractéristiques sont sujettes à des fluctuations éventuelles.

Pour améliorer la réjection du filtre aux abords de la bande passante, nous avons utilisé les zéros de transmission pouvant être apportés soit par des stubs en parallèle (topologie DBR) ou soit par des couplages entre résonateurs non adjacents. Nous proposons dans le dernier chapitre de combiner ces deux topologies en mettant à profit des couplages fortuits, que l'on peut faire apparaître à partir de résonateurs DBR, tout en préservant l'aspect forte réjection inhérent à cette topologie particulière.

Bibliographie du chapitre III

- [III.1] **G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones**
"Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures",
Boston : Artech House, 1980.
- [III.2] **K. Jokela**
"Narrow-band stripline or microstrip filters with transmission zeros at real and imaginary frequencies"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, p.542-554,
juin 1980.
- [III.3] **S. J. Yao, R. R. Bonneti, A. E Williams**
"Generalized dual-plane multicoupled line filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.41, p.2182-2189,
décembre 1993.
- [III.4] **E.G. Cristal, S. Frankel**
"Hairpin-line and hybrid hairpin-line /half-wave parallel-coupled-line filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, p.719-728,
novembre 1972.
- [III.5] **J.S. Hong, 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, p.2099-2109,
décembre 1996.
- [III.6] **R. M. Kurzrok**
"General three-resonator filters in waveguide"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-14, p.46-47,
janvier 1966.
- [III.7] **R. M. Kurzrok**
"General four-resonator filters at microwave frequencies"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-14, p.295-296,
juin 1966.
- [III.8] **A.E. Atia, A.E. Williams**
"New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders"
Comsat Technical Review, vol. 1, n°1, p.21-43, 1971.
- [III.9] **A.E. Atia, A.E. Williams**
"Narrow-Bandpass Waveguide Filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, p.258-265,
avril 1972.
- [III.10] **A.E. Atia, A.E. Williams**
"Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis"
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-21, p.649-655, septembre 1984.

- [III.11] **I.H. Zabalawi**
"A generalized Chebyshev channelizing filter"
Circuit Theory and Applications, vol. 13, p.37-45, 1985.
- [III.12] **J.D. Rhodes**
"A lowpass prototype network for microwave linear phase filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-18, p.290-301, juin 1970.
- [III.13] **R. Levy**
"Filters with single transmission zeros at real or imaginary frequencies"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-24, p.172-181, avril 1976.
- [III.14] **R.J. Cameron**
"Fast generation of Chebyshev filter prototypes with asymmetrically prescribed transmission zeros"
ESA Journal, vol. 6, p. 83-95, 1982.
- [III.15] **R.J. Cameron**
"General prototype network synthesis methods for microwave filters"
ESA Journal, vol. 6, p.192-206, 1982.
- [III.16] **R.J. Cameron, J.D. Rhodes**
"Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-29, p.51-58, janvier 1981.
- [III.17] **C. Guichaoua**
"Synthèse et réalisations de filtres à cavités bimodes à réponse dissymétrique"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, janvier 1990.
- [III.18] **J. Battut**
"FILCAV, manuel utilisateur", Document CNES, octobre 1998.
- [III.19] **G.L. Matthaei, N.O. Fenzi, R.J. Forse, S.M. Rohlfing**
"Hairpin-comb filters for HTS and other narrow-band applications"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, p.1226-1231, août 1997.
- [III.20] **J.S. Hong, M.J. Lancaster**
"Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters",
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, p.2099-2109, janvier 1998.
- [III.21] **E. Rius, Y. Clavet, C. Quendo, A. Manchec, C. Person, J.F. Favennec, O. Bosh, P. Moroni, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"Comparison between Ku-band classical and cross-coupled microstrip hairpin filters"
Proc. 35th European Microwave Conference, Paris (France), vol.2, p. 935-938, octobre 2005.
- [III.22] **J.S. Hong, M.J. Lancaster**
"Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.45, p. 2358-2365, décembre 1997.

- [III.23] **F. Rouchaud, V. Madrangeas, M. Aubourg, P. Guillon, B. Theron, M. Maignan**
"New classes of microstrip resonators for HTS microwave filters application"
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p.1023-1026, juin 1998.
- [III.24] **M. Sagawa, K. Takahashi, M. Makimoto**
"Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MIC's"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, p.1991-1997, décembre 1989.
- [III.25] **J.T. Kuo, M.J. Maa, P.H. Lu**
"A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, p.94-95, mars 2000.
- [III.26] **H.R. Yi, S.K. Remillard, A. Abdelmonem**
"A novel ultra-compact resonator for superconducting thin-film filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, pp 2290-2296, décembre 2003.
- [III.27] **E.G. Cristal**
"Tapped-line coupled transmission lines with applications to interdigital and combline filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-23, pp1007-10012, décembre 1975.
- [III.28] **J.S. Wong**
"Microstrip Tapped-Line Filter Design"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-27, p.44-50, janvier 1979.
- [III.29] **S. Bila**
"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. Application aux dispositifs microondes"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Limoges, mai 1999.
- [III.30] **J.A. Curtis, S.J. Fiedzuszko**
"Multilayered planar filters based on aperture coupled, dual mode microstrip or stripline resonators"
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 1203-1206, juin 1992.
- [III.31] **S.J. Yao, R.R. Bonetti, A.E. Williams**
"Generalized dual-plane multicoupled line filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, p.2182-2189, décembre 1993.
- [III.32] **J.S. Hong, M.J. Lancaster**
"Aperture-coupled microstrip open-loop resonators and their applications to the design of novel microstrip bandpass filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, p. 1848-1855, septembre 1999.
- [III.33] **W. Schwab, W. Menzel**
"Compact bandpass filters with improved stop-band characteristics using planar multilayer structures",
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 1207-1210, juin 1992.

- [III.34] C. Person, A. Sheta, J.P. Coupez, S. Toutain**
"Design of high performance bandpass filters by using multilayer thick-film technology"
Proc. 24th European Microwave Conference, p. 466-471, Cannes (France), 1994.
- [III.35] W. Schwab, F. Boegelsack, W. Menzel**
"Multilayer suspended stripline and coplanar line filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.42, p.1403-1406, juillet 1994.
- [III.36] C.C. Cho, K.C. Gupta**
"Design methodology for multilayer coupled line filters"
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p.785-788, juin 1997.
- [III.37] H.C. Chang, C.C. Yeh, W.C. Ku, K.C. Tao**
"A multilayer bandpass filter integrated into RF module board"
IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 619-622, juin 1996.
- [III.38] C.F. Chen, T.Y. Huang, C.H. Tseng, R.B. Wu, T.S. Chen**
"A miniaturized multilayer quasi-elliptic bandpass filter with aperture-coupled microstrip resonators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, p.2688-2692, septembre 2005.
- [III.39] C.S. Ahn, J. Lee, Y.S. Kim**
"Design flexibility of an open-loop filter using similarity transformation of coupling matrix"
IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 15, p.262-264, avril 2005.
- [III.40] L. Carré**
"Technologie d'intégration 3D pour les dispositifs et les systèmes hyperfréquences : application aux coupleurs à large bande passante"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, avril 1999.
- [III.41] M. Nakajima, E. Yamashita**
"A quasi-TEM design method for 3 dB hybrid couplers using a semi-reentrant coupling section"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, p.1731-1733, novembre 1990.
- [III.42] S. Banba, H. Ogawa**
"Multilayer MMIC directional couplers using thin dielectric layers"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, p.1270-1275, juin 1995.
- [III.43] E. Rius, C. Quendo, Y. Clavet, A. Manchec, C. Person, J.F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"Dual-Behavior Resonator (DBR) C-band planar band-pass filter for a space application"
Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2006), Yokohama (Japan), décembre 2006.

CHAPITRE IV

**Exploitation des couplages de proximité
apparaissant dans les topologies de filtres à stubs**

IV.1 Introduction

Dans le chapitre III, la méthode s'appuyant sur une matrice de couplage a montré son efficacité pour concevoir des filtres à résonateurs couplés. Cette méthode largement éprouvée dans le cas des filtres en guides est suffisamment générale pour permettre d'appréhender tous les phénomènes apparaissant sur une structure de filtrage. Cette notion de matrice de couplage est très importante car elle définit à elle seule le filtre permettant de prendre en compte tous les couplages possibles (couplages d'entrée, de sortie et inter-résonateurs).

Dans le chapitre II, nous avons vu les avantages très intéressants qu'apporte la topologie DBR. Ses caractéristiques particulières, ses degrés de liberté et sa souplesse, lui permettent de répondre aisément à des spécifications électriques sévères. Toutefois, comme pour les autres topologies classiques de filtres à stubs, un phénomène n'est pas pris en compte dans la synthèse : il s'agit des couplages de proximité apparaissant de façon fortuite entre les résonateurs adjacents ou non adjacents. Ces couplages non pris en compte par les synthèses traditionnelles influent beaucoup sur la réponse électrique des structures, et peuvent être de surcroît de nouveaux paramètres de réglage.

Ce nouveau chapitre va donc être consacré à l'exploitation des phénomènes de couplage pour continuer à profiter des avantages des topologies DBR tout en essayant d'améliorer encore les performances. Cela nécessite de définir et de mettre en œuvre des techniques de synthèse adaptées pour maîtriser les phénomènes. A ce niveau, les techniques inspirées des synthèses de filtres à résonateurs couplés volumiques ou planaires qui sont basées sur l'utilisation de matrices de couplage semblent très intéressantes.

Néanmoins, le problème du DBR est plus complexe qu'il peut y paraître. Contrairement aux structures classiques, la réponse de la topologie DBR présente un nombre de zéros de transmission deux fois supérieur au nombre de pôles et les lignes de transmission ne se comportent pas comme des éléments localisés ce qui rend difficile son analyse par des méthodes classiques. Ainsi, les outils développés notamment par Xlim (à Limoges) et l'INRIA (Institut National de Recherche en Informatique et Automatique) ne peuvent donc pas fonctionner directement dans le cas de la topologie DBR [IV.1]-[IV.5].

Dans la première partie de ce chapitre, nous définissons une technique de synthèse pour la topologie DBR qui intègre les couplages après en avoir montré l'influence significative sur un exemple. La technique de synthèse consiste en une modélisation matricielle du comportement électrique du filtre. Nous présenterons également une méthode de conception.

Dans la seconde partie, nous mettons en œuvre cette méthode de conception pour réaliser trois filtres : deux filtres microrubans et un filtre multicouche. En effet, notre objectif concerne également le développement de topologies multi-niveaux permettant d'obtenir des structures ultra-compactes et pour lesquelles l'optimisation de couplages fortuits doit être maîtrisé avec des outils adaptés. Ce type

de structure doit ouvrir de nouvelles perspectives pour répondre aux besoins de miniaturisation et de performance accrus des dispositifs.

IV.2 Influence des couplages dans la topologie DBR

Pour illustrer l'influence que peut avoir le couplage sur la réponse d'un filtre DBR, nous présentons à la Figure IV-1 les résultats d'un travail réalisé en bande Ku, dans le cadre d'une étude effectuée par le LEST pour le compte de Alcatel Alenia Space [IV.1]. Deux versions de filtre passe-bande DBR d'ordre 4 ont été réalisées en technologie microruban sur un substrat d'alumine ($h_s = 254 \mu\text{m}$, $\epsilon_r = 9,9$). Dans la première version du filtre, les spécifications à atteindre sont respectées mais il s'avère que les zéros de transmission dans la bande atténuée sont moins marqués que sur la réponse circuit (non représentée). Il a été établi que cette différence provient de la présence de couplage parasite entre les stubs du filtre [IV.7]. Ce phénomène peut être mis en évidence en utilisant des modèles de lignes couplées dans le modèle circuit.

Après un examen de différentes configurations, la seconde version de filtre a été retenue. Elle repose sur une inversion des positions des stubs deux à deux, consistant à alterner des deux côtés du filtre des stubs basse fréquence (BF) et haute fréquence (HF). En favorisant les couplages de nature différente (stubs BF et HF), l'isolation entre les deux bandes de fréquence à séparer est améliorée. L'importance des phénomènes de couplage entre résonateurs adjacents étant établie, il reste à les exploiter dès la synthèse.

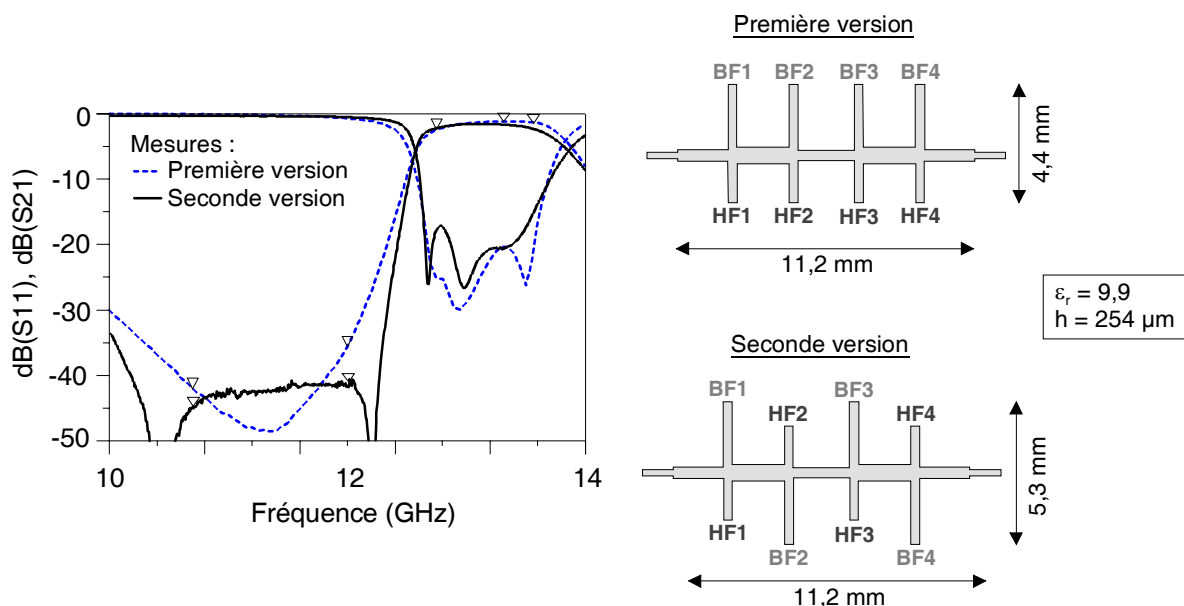


Figure IV-1 : Importance des phénomènes de couplage (substrat d'alumine).

Remarque : rappelons que dans le cadre de la conception des filtres DBR multicouches en bande C (cf. chapitre II), les couplages entre les différents stubs étaient limités par la faible épaisseur de diélectrique. Compte tenu de cette caractéristique, la capacité propre des stubs était très grande devant celle de la capacité de couplage, rendant ainsi le coefficient de couplage associé à deux stubs adjacents très faible. Ceci nous avait permis de rapprocher les stubs sans voir apparaître de phénomènes parasites (cf Figure II.37).

IV.3 Analyse matricielle du filtre DBR

L'influence des couplages dans la topologie DBR étant connue, il s'agit à présent de définir une technique de synthèse la plus complète possible pour concevoir des filtres DBR en y intégrant les couplages de proximité. Nous privilégions une méthode sous forme matricielle pour modéliser le comportement électrique du filtre et pour exploiter les couplages entre résonateurs, mais aussi plus finement entre les stubs qui le composent.

IV.3.1 Détermination de la matrice de répartition [S] du filtre

Un filtre peut être considéré comme un quadripôle électrique dont les bornes d'entrée sont alimentées par un générateur de courant I_g de conductance interne G_E , et dont les bornes de sorties sont chargées par une conductance G_S (cf. Figure IV-2a). Ce quadripôle, qui n'est rien d'autre qu'une « boîte noire », est généralement décrit dans le domaine des hyperfréquences par les paramètres de la matrice de répartition [S]. Cette matrice définit la manière dont l'énergie se répartit aux différents accès du quadripôle dont le graphe de fluence est donné à la Figure IV-2b.

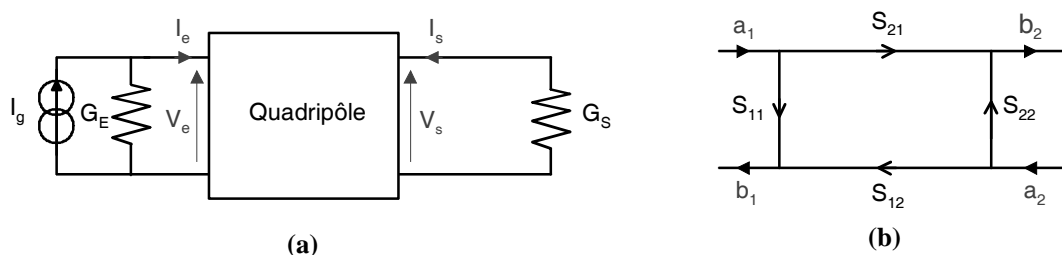


Figure IV-2 : (a) Quadripôle chargé sur ses conductances d'accès. (b) Paramètres [S].

La matrice [S] vérifie la relation (IV-1) dans laquelle les quantités a_1, a_2 sont les amplitudes complexes des ondes entrantes et les quantités b_1, b_2 celles des ondes sortantes :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-1})$$

Lorsque les concepts tension et courant ont un sens (cas des lignes T.E.M par exemple), un quadripôle peut être étudié à l'aide des courants et des tensions selon les conventions définies sur la Figure IV-2. Les relations (IV-2) et (IV-3) lient les amplitudes des ondes entrantes et sortantes aux courants (I_e, I_s) et aux tensions (V_e, V_s) situés aux accès du quadripôle :

$$2a_1/\sqrt{G_E} = V_e + I_e/G_E \quad \text{et} \quad 2a_2/\sqrt{G_S} = V_s + I_s/G_S \quad (\text{IV-2})$$

$$2b_1/\sqrt{G_E} = V_e - I_e/G_E \quad \text{et} \quad 2b_2/\sqrt{G_S} = V_s - I_s/G_S \quad (\text{IV-3})$$

Les expressions précédentes nous conduisent aux paramètres de la matrice [S] :

- Le paramètre S_{11} est le coefficient de réflexion de l'accès 1 lorsque l'accès 2 est fermé sur G_S :

$$S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} = \frac{V_e - I_e / G_E}{V_e + I_e / G_E} = -1 + 2G_E \frac{V_e}{I_g} \quad (\text{IV-4})$$

- Le paramètre S_{21} est le coefficient de transmission entre la source et la charge, aussi appelé fonction de transfert, nous avons :

$$S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} = \sqrt{\frac{G_S}{G_E}} \cdot \frac{(V_s - I_s / G_S)}{(V_e + I_e / G_E)} = 2\sqrt{G_E G_S} \cdot \frac{V_s}{I_g} \quad (\text{IV-5})$$

Les paramètres S_{12} et S_{22} sont interprétés de façon analogue. A présent que ses propriétés en réflexion et en transmission sont définies, le quadripôle est complètement caractérisé.

IV.3.2 Représentation quasi-équivalente du filtre DBR

Comme nous l'avons vu au chapitre II, un filtre passe-bande DBR à stub en circuit-ouvert est constitué par des résonateurs et des inverseurs d'admittance quart d'onde [IV.8]-[IV.9]. Il est défini par sa fréquence centrale (f_0), la largeur de bande relative (w), la position des zéros de transmission en bande basse et en bande haute (f_{zb}, f_{zh}) ainsi que l'ondulation dans la bande (A_m) et l'impédance caractéristique des lignes en entrée et en sortie du filtre (Z_0).

Les inverseurs d'admittance quart d'onde d'impédance $Z_{inv_{i,j}}$ peuvent être remplacés par des inverseurs d'admittance $J_{i,j}$ idéaux (indépendants de la fréquence) dans l'hypothèse de travail où la bande passante du filtre est étroite. Il est défini par :

$$J_{i,j} = Z_0 / Z_{inv_{i,j}} \quad (\text{IV-6})$$

Nous créons alors le réseau électrique de la Figure IV-3 dans lequel G_E et G_S sont respectivement les conductances d'entrée et de sortie. Les admittances caractéristiques y_{b_i} et y_{h_i} représentent respectivement les admittances ramenées en entrée des stubs basse et haute fréquences

(stubs BF et HF), de longueur $l_{s_{i,1}}$, $l_{s_{i,2}}$ et d'admittances caractéristiques normalisées $y_{s_{i,1}}$ et $y_{s_{i,2}}$ du résonateur DBR d'indice i :

$$y_{b_i} = j \cdot y_{s_{i,1}} \cdot \tan(2\pi \cdot f \cdot l_{s_{i,1}} / c_0) \quad (IV-7)$$

$$y_{h_i} = j \cdot y_{s_{i,2}} \cdot \tan(2\pi \cdot f \cdot l_{s_{i,2}} / c_0) \quad (IV-8)$$

L'admittance totale ramenée d'un résonateur DBR d'indice i , peut s'écrire :

$$y_{dbr_i} = y_{b_i} + y_{h_i} \quad (IV-9)$$

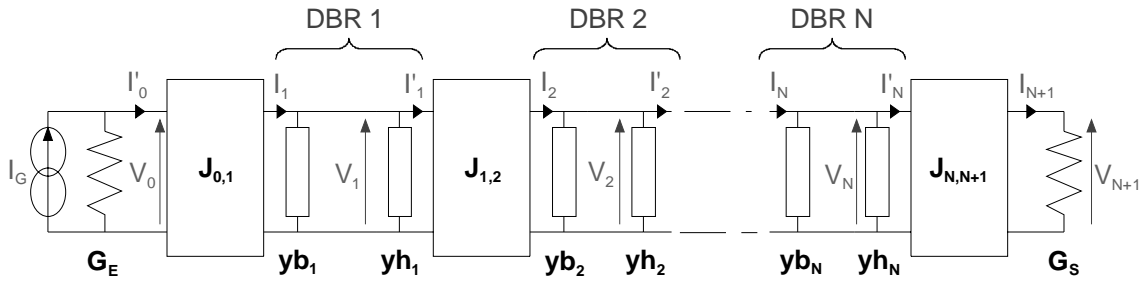


Figure IV-3 : Filtre DBR d'ordre N représenté sous forme de réseau.

A partir de ce réseau, nous pouvons déterminer les paramètres de la matrice de répartition [S] en écrivant dans un premier temps les équations nodales et en calculant ensuite les tensions d'entrée V_0 et de sortie V_{N+1} en fonction du courant d'entrée I_G .

Remarque 1 : dans un souci de simplification, les lignes de transmission sont situées dans l'air ($c_0 = 299\,792\,458$ m/s). D'autre part, les positions des admittances ramenées des résonateurs peuvent être interverties ($y_{b_i} \leftrightarrow y_{h_i}$).

IV.3.3 Détermination de la matrice nodale

Le réseau de la Figure IV-3 est entièrement défini par le système d'équations suivant (cf. Annexe C) :

$$\begin{bmatrix} I_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_E & j \cdot J_{01} & \cdots & 0 \\ j \cdot J_{01} & y_{dbr_1} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & y_{dbr_N} & j \cdot J_{N,N+1} \\ 0 & \cdots & j \cdot J_{N,N+1} & G_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ \vdots \\ V_{N+1} \end{bmatrix} \quad (IV-10)$$

L'expression (IV-10) peut également s'écrire sous la forme :

$$[I] = [\dot{Y}] \cdot [V] \quad \text{avec} \quad [\dot{Y}] = [G] + [Y_{dbr}] + j \cdot [J] \quad (IV-11)$$

où,

- $[I]$ est le vecteur courant de dimension $(N + 2)$ pour lequel $[I] = [I_g, 0, \dots, 0]^t$,
- $[V]$ est le vecteur tension de dimension $(N + 2)$ avec $[V] = [V_0, V_1, \dots, V_{N+1}]^t$,
- $[\dot{Y}]$ est la matrice nodale $(N + 2, N + 2)$. Elle est toujours symétrique par rapport à la diagonale principale.

Remarque : ne pas confondre la matrice nodale $[\dot{Y}]$ de dimension $(N + 2, N + 2)$ avec la matrice d'admittance $[Y]$ de dimension $(2, 2)$.

- $[G]$ est la matrice conductance $(N+2, N+2)$. C'est une matrice réelle dont tous les éléments sont nuls sauf : $G_{0,0} = G_E$ et $G_{N+1,N+1} = G_S$
- $[Y_{dbr}]$ est la matrice admittance nodale $(N+2, N+2)$. C'est une matrice qui contient ci les admittances ramenées des résonateurs DBR sur la diagonale principale.

$$Y_{dbr_{i,i}} = y_{dbr_i} \text{ pour } i = 1 \text{ à } N$$

- $[J]$ est la matrice inverseur d'admittance $(N+2, N+2)$. Cette matrice réelle et symétrique par rapport à la diagonale principale rend compte de tous les couplages « lignes » entre résonateurs, les autres éléments étant nuls. Ici, cette matrice est constituée de deux diagonales secondaires voisines de la diagonale principale. Seuls les termes $J_{i,i+1}$ ne sont pas nuls (pour $i = 0$ à $N+1$). On ne prend en compte que les couplages entre résonateurs adjacents.

Pour déterminer les paramètres S_{11} et S_{21} du réseau de la Figure IV-3 et ainsi calculer sa réponse en fréquence, il suffit de résoudre le système matriciel (IV-10) à l'aide des relations (IV-4) et (IV-5).

A ce stade, nous avons cherché à établir une matrice de couplage pour le filtre DBR du type de celle que nous avons utilisé au chapitre précédent. Pour des bandes passantes faibles, l'avantage de la matrice de couplage est qu'elle est indépendante de la fréquence. Avec un résonateur classique, modélisable par un schéma LC série ou parallèle, il est simple d'isoler les éléments dépendants de la fréquence [IV.10], 0. En revanche, pour le résonateur DBR, la difficulté réside dans son comportement particulier. En effet, à la fois la résonance et les zéros de transmission se trouvent sur la diagonale principale de la matrice nodale (IV-11). En outre, pour un résonateur DBR, nous avons deux dépendances en fréquences différentes (pour les stubs basse et haute fréquences) qui varient selon une tangente (cf. équations (IV-7) et (IV-8)). Cette donnée complique quelque peu la manipulation de la matrice nodale pour créer la matrice de couplage, qui est un « rapport » entre les inverseurs d'admittances et les résonateurs. Par ailleurs, nous avons déterminé, par analogie, un schéma équivalent d'un résonateur DBR en éléments localisés. Il est constitué de deux résonateurs LC série

shuntés. A ce jour, nous n'avons pas réussi à l'exploiter convenablement ; cependant cette piste se devait d'être explorée.

L'établissement d'une matrice de couplage n'est pas une fin en soi. Effectivement, ce qui nous importe principalement ici, c'est de disposer d'un outil nous permettant d'exploiter les couplages de proximité. La matrice nodale, qui contient de nombreuses informations, semble tout à fait appropriée. Il s'agit à présent de faire apparaître des couplages, dans la matrice nodale que nous avons établi précédemment, afin de les exploiter..

IV.3.4 Couplage inter-résonateur

Observons à présent, l'effet de l'insertion d'un couplage sur notre matrice nodale. A cet effet, nous considérons l'exemple d'un filtre d'ordre 3 dans lequel le résonateur DBR1 est couplé avec le résonateur DBR3. Le couplage est modélisé par un inverseur d'admittance idéal d'admittance caractéristique J_{CR13} (Figure IV-4).

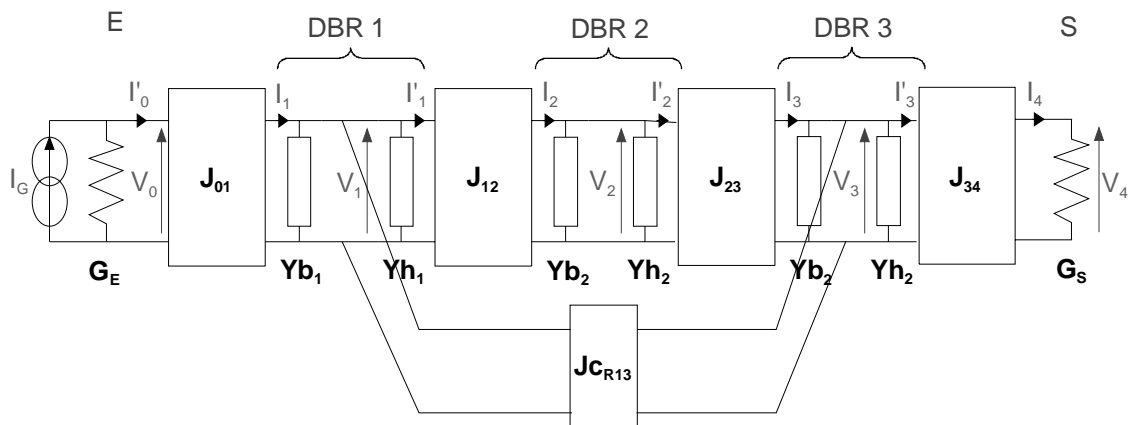


Figure IV-4 : Filtre DBR d'ordre 3 avec insertion d'un couplage inter-résonateur.

A partir du schéma précédent, nous obtenons la matrice nodale suivante du Tableau IV-1 dans laquelle le couplage J_{CR13} apparaît sur une diagonale secondaire à l'intersection entre la ligne du résonateur DBR1 et la colonne du résonateur DBR3. Le couplage opère de fait sur l'ensemble des stubs : BF1-BF3, BF1-HF3, HF1-BF3, HF1-HF3.

$[\dot{Y}]$		<i>E</i>	<i>DBR1</i>	<i>DBR2</i>	<i>DBR3</i>	<i>S</i>
		0	1	2	3	4
<i>E</i>	0	G_E	$j \cdot J_{01}$	0	0	0
<i>DBR1</i>	1	$j \cdot J_{01}$	y_{dbr1}	$j \cdot J_{12}$	$j \cdot J_{CR13}$	0
<i>DBR2</i>	2	0	$j \cdot J_{12}$	y_{dbr2}	$j \cdot J_{23}$	0
<i>DBR3</i>	3	0	$j \cdot J_{CR13}$	$j \cdot J_{23}$	y_{dbr3}	$j \cdot J_{34}$
<i>S</i>	4	0	0	0	$j \cdot J_{34}$	0

Tableau IV-1 : Matrice nodale du filtre d'ordre 3 avec un couplage entre les résonateurs 1 et 3.

A titre d'illustration, nous analysons sous forme matricielle un filtre DBR symétrique d'ordre 3 dans lequel les zéros de transmission basse fréquence sont confondus, ainsi que les zéros de transmission haute fréquence (cf. Tableau IV-2). Ce filtre est étudié dans les trois cas suivants : sans couplage ($J_{CR13} = 0$), avec un couplage positif entre les résonateurs n°1 et 3 ($J_{CR13} = 0,15$), puis avec un couplage négatif entre ces mêmes résonateurs ($J_{CR13} = -0,15$).

Remarque : la synthèse du filtre DBR est réalisée à partir de [IV.9] (cf. Annexe B).

Paramètres d'entrée		Paramètres de sortie	
Paramètres généraux	Résonateurs DBR n°1, 2, 3	Résonateurs DBR n°1, 2, 3	Inverseurs
$f_0 = 4$ GHz, $w = 10\%$ $A_m = 0,01$ dB $b = 16, Z_0 = 50$ Ω	$f_{zb} = 3,2$ GHz $f_{zh} = 4,8$ GHz	$Z_{Si,1} = 40,7$ Ω et $l_{Si,1} = 23,421$ mm $Z_{Si,2} = 62,9$ Ω et $l_{Si,2} = 15,614$ mm	$Z_{inv01} = Z_{inv34} = 31,3$ Ω $Z_{inv12} = Z_{inv23} = 24,4$ Ω $l_{inv} = 18,737$ mm

Tableau IV-2: Résultats de la synthèse DBR d'un filtre d'ordre 3.

A l'aide du Tableau IV-2 et des relations (IV-6) à (IV-10), nous obtenons la matrice nodale normalisée du filtre. Nous donnons son expression dans (IV-12), calculée à la fréquence centrale du filtre et pour un couplage J_{CR13} de -0,150.

$$\left[Y_{(f=f_0)} \right] = \begin{bmatrix} 1,000 & j \cdot 1,595 & 0 & 0 & 0 \\ j \cdot 1,595 & 0 & j \cdot 2,048 & -j \cdot 0,150 & 0 \\ 0 & j \cdot 2,048 & 0 & j \cdot 2,048 & 0 \\ 0 & -j \cdot 0,150 & j \cdot 2,048 & 0 & j \cdot 1,595 \\ 0 & 0 & 0 & j \cdot 1,595 & 1,000 \end{bmatrix} \quad (IV-12)$$

Afin de tracer la réponse en fréquence du filtre pour les différents cas de couplage, nous extrayons les paramètres de répartition [S] à partir de la matrice nodale en utilisant les relations (IV-4) et (IV-5). Ainsi, nous obtenons les courbes présentées à la Figure IV-5.

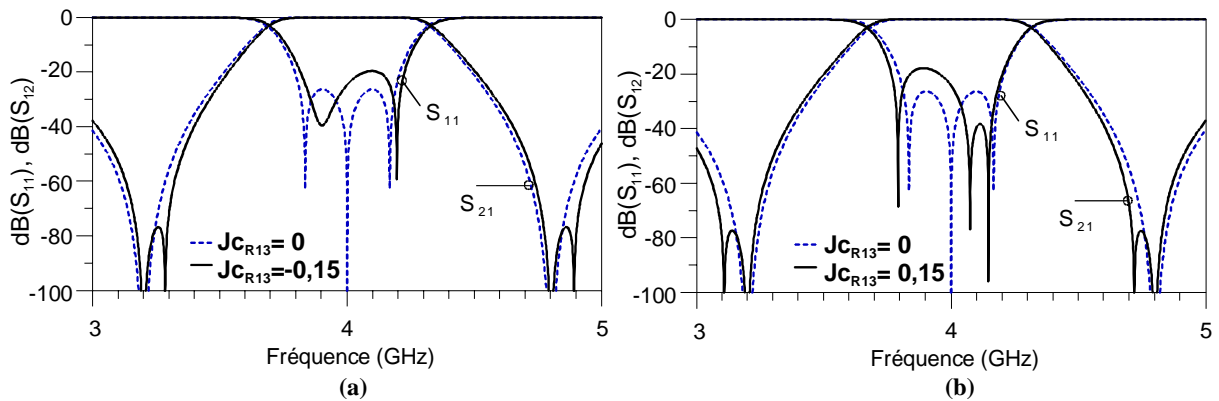


Figure IV-5 : Influence du couplage entre résonateurs non adjacents (n°1 et 3) d'un filtre DBR d'ordre 3.

Alors que les zéros de transmission du filtre initial ($J_{C_{R13}} = 0$) sont confondus, la présence d'un couplage entre les résonateurs n°1 et 3 fait apparaître un zéro de transmission supplémentaire dans les bandes atténuées inférieures et supérieures (ce zéro de transmission provient d'un décalage d'un des zéros du filtre DBR). En fonction du signe de ce couplage, ces zéros de transmission ont tendance à se diriger soit vers les « hautes » ou soit vers les « basses fréquences ».

Afin de mieux distinguer les phénomènes apparaissant dans la matrice nodale, nous avons cherché à l'agrandir ou plus exactement à l'éclater (cf Annexe C). Dans ce cadre, nous avons isolé les zéros de transmission basse et haute fréquence, présents sur la diagonale principale, en introduisant des nœuds supplémentaires. Nous représentons ainsi notre filtre DBR d'ordre N sous la forme d'une matrice d'ordre $2N$ ce qui est plus juste physiquement. Malheureusement, cette approche ne peut être utilisée dans le cas que nous traitons ci-après. En effet, lorsque des couplages inter-résonateurs sont intégrés, nous pouvons appliquer la formule du diviseur de courant ce qui n'est pas le cas lorsque les couplages sont localisés le long des stubs. Par conséquent, nous conservons notre formalisme plus conventionnel avec une matrice nodale compacte.

IV.3.5 Couplage inter-stub

Nous avons vu au paragraphe précédent l'influence des phénomènes de couplage entre résonateurs non adjacents, mais aussi du signe de ces couplages (positif ou négatif). Bien que dans le cas présenté, l'intérêt du couplage inter-résonateur soit peu significatif, son existence modifie tout de même la réponse. Dans la suite de ce chapitre, nous essayerons d'obtenir des réponses similaires en utilisant des couplages inter-stubs. Par ailleurs, si en théorie, il est plus facile de coupler les résonateurs DBR entre eux, en pratique, cela est beaucoup plus complexe du fait de la géométrie. Dans le cas planaire, le couplage de résonateurs « complets » est rigoureusement impossible compte tenu des inverseurs d'admittances par exemple.

Le problème des couplages dans le cas du DBR est sans doute plus compliqué qu'il n'y paraît, mais aussi intéressant dans le sens où ces couplages ne concernent pas simplement les résonateurs mais plutôt les stubs qui les constituent. A ce niveau, de nouveaux degrés de liberté apparaissent, et par conséquent la nécessité d'affiner la représentation des différents mécanismes de couplages possibles. L'augmentation du degré de finesse dans la représentation est étroitement liée à la technologie envisagée. Dans ce qui suit, nous allons approfondir l'étude.

Considérons le cas général de deux stubs d'admittances caractéristiques y_i et y_j , de longueurs respectives l_i et l_j entre lesquels nous plaçons un couplage modélisé par un inverseur d'admittance $J_{C_{i,j}}$. Ce dernier est placé à la distance αl_i et βl_j de l'entrée des stubs. Cette structure est représentée à la Figure IV-6a. La terminaison des stubs est en circuit-ouvert.

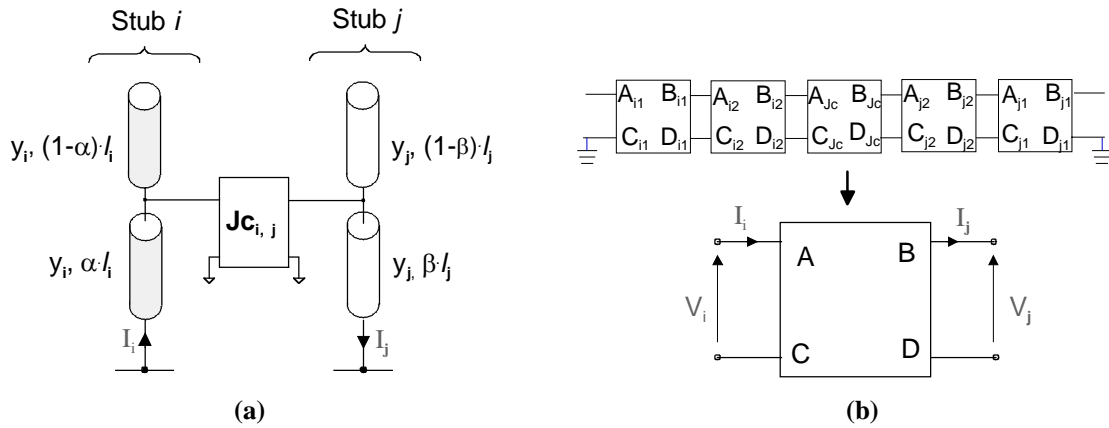


Figure IV-6: (a) Schéma d'un couplage inter-stub localisé le long des stubs. (b) Sa matrice chaîne.

Afin de déterminer la matrice nodale d'un filtre présentant des couplages inter-stubs localisés ponctuellement le long du stub, nous devons connaître les courants et les tensions d'entrée et de sortie. Nous calculons donc la matrice chaîne de la structure de la Figure IV-6a pour relier les courants et tensions en entrée et en sortie. La matrice chaîne de la Figure IV-6b est définie par :

$$\begin{bmatrix} V_i \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_j \\ I_j \end{bmatrix} \quad (\text{IV-13})$$

Pour déterminer la matrice ABCD, il suffit de considérer chaque élément du schéma par sa matrice chaîne et de cascader l'ensemble (cf. Annexe C). Nous obtenons alors les relations suivantes :

$$I_i = ye_i \cdot V_i + Je_i \cdot V_j \quad (\text{IV-14})$$

$$I_j = Je_j \cdot V_i + ye_j \cdot V_j \quad (\text{IV-15})$$

Les paramètres ye_i et ye_j dans (IV-15) et (IV-16) sont des admittances vues respectivement des stubs i et j . Ces termes seront localisés sur la diagonale principale de la matrice nodale du filtre. Les admittances Je_i et Je_j , vues respectivement des stubs i et j , seront quant à elles situées sur les diagonales secondaires.

Si nous posons pour les stubs i et j :

$$\theta_i = \theta_{i,1} + \theta_{i,2} \quad (\text{IV-16})$$

$$\theta_j = \theta_{j,1} + \theta_{j,2} \quad (\text{IV-17})$$

avec, respectivement :

$$\theta_{i,1} = 2\pi \cdot f \cdot \alpha \cdot l_i / c_0 \quad \text{et} \quad \theta_{i,2} = 2\pi \cdot f \cdot (1-\alpha) \cdot l_i / c_0 \quad (\text{IV-18})$$

$$\theta_{j,1} = 2\pi \cdot f \cdot \beta \cdot l_j / c_0 \quad \text{et} \quad \theta_{j,2} = 2\pi \cdot f \cdot (1-\beta) \cdot l_j / c_0 \quad (\text{IV-19})$$

où α et β sont des coefficients qui permettent de déplacer le couplage le long des stubs.

Nous avons alors :

$$ye_i = j \cdot y_i \left(\frac{Jc_{i,j}^2 \cos(\theta_{i,1}) \cos(\theta_{i,2}) \sin(\theta_{j,1}) \cos(\theta_{j,2}) + y_i y_j \sin(\theta_i) \cos(\theta_j)}{-Jc_{i,j}^2 \sin(\theta_{i,1}) \cos(\theta_{i,2}) \sin(\theta_{j,1}) \cos(\theta_{j,2}) + y_i y_j \cos(\theta_i) \cos(\theta_j)} \right) \quad (IV-20)$$

et

$$Je_i = \frac{j \cdot y_i y_j Jc_{i,j} \cdot \cos(\theta_{i,2}) \cos(\theta_{j,2})}{\left(-Jc_{i,j}^2 \sin(\theta_{i,1}) \cos(\theta_{i,2}) \sin(\theta_{j,1}) \cos(\theta_{j,2}) + y_i y_j \cos(\theta_i) \cos(\theta_j) \right)} \quad (IV-21)$$

De même, nous avons :

$$ye_j = -y_j \cdot \left(\frac{ye_i}{y_i} \right) \quad (IV-22)$$

$$Je_j = -Je_i \quad (IV-23)$$

Remarque 1 : le détail du calcul est présenté dans l'annexe C.

Remarque 2 : Nous pouvons vérifier qu'en fixant $Jc_{i,j} = 0$, nous obtenons bien l'admittance d'un stub CO ramenée en entrée (cf. (IV-7) et (IV-8)).

Maintenant, reprenons l'exemple du filtre d'ordre 3 étudié au § IV.3.4. Nous choisissons de décomposer le couplage Jc_{R13} , utilisé précédemment, en deux couplages distincts Jc_{b13} et Jc_{h13} répartis respectivement de manière ponctuelle sur les stubs BF (BF1-BF3) et HF (HF1-HF3) tel qu'il est illustré à la Figure IV-7.

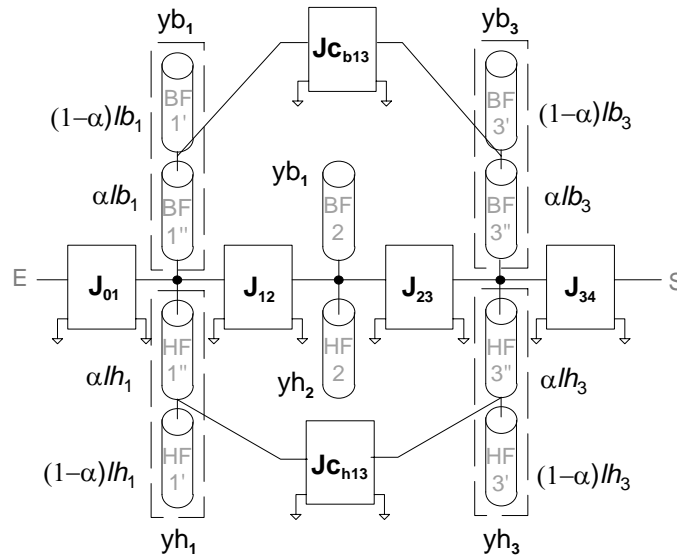


Figure IV-7 : Filtre d'ordre 3 avec couplage entre les stubs BF1-BF3 et HF1-HF3.

La matrice nodale du filtre de cette configuration est décrite dans le Tableau IV-3. Comme pour le couplage inter-résonateur, les couplages inter-stubs sont localisés aux intersections des lignes et colonnes des stubs des résonateurs concernés par le couplage à la différence près que les couplages inter-stubs modifient aussi la diagonale principale. Nous distinguons les principales modifications apportées par les couplages entre les stubs BF de celles entre les stubs HF.

Le couplage modifie l'admittance placée sur la diagonale principale contrairement au couplage inter-résonateur. En effet, nous avons sur la diagonale principale les y_{eb} et y_{eh} qui sont fonction de :

$$\begin{aligned} y_{eb_1} &= f(y_{b_1}, y_{b_3}, \alpha \cdot l_{b_1}, \alpha \cdot l_{b_3}, J_{c_{b13}}) \\ y_{eb_3} &= f(y_{b_3}, y_{b_1}, \alpha \cdot l_{b_1}, \alpha \cdot l_{b_3}, J_{c_{b13}}) \\ y_{eh_1} &= f(y_{h_1}, y_{h_3}, \alpha \cdot l_{h_1}, \alpha \cdot l_{h_3}, J_{c_{h13}}) \\ y_{eh_3} &= f(y_{h_3}, y_{h_1}, \alpha \cdot l_{h_1}, \alpha \cdot l_{h_3}, J_{c_{h13}}) \end{aligned}$$

et aux intersections DBR1-DBR3 :

$$\begin{aligned} J_{eb_1} &= f(y_{b_1}, y_{b_3}, \alpha \cdot l_{b_1}, \alpha \cdot l_{b_3}, J_{c_{b13}}) \\ J_{eb_3} &= f(y_{b_3}, y_{b_1}, \alpha \cdot l_{b_1}, \alpha \cdot l_{b_3}, J_{c_{b13}}) \\ J_{eh_1} &= f(y_{h_1}, y_{h_3}, \alpha \cdot l_{h_1}, \alpha \cdot l_{h_3}, J_{c_{h13}}) \\ J_{eh_3} &= f(y_{h_3}, y_{h_1}, \alpha \cdot l_{h_1}, \alpha \cdot l_{h_3}, J_{c_{h13}}) \end{aligned}$$

Remarque : la lettre ajoutée aux expressions de y_e et J_e permet de distinguer les couplages entre stubs basses fréquences (d'où y_{eb} et J_{eb}) des couplages entre stubs hautes fréquences (d'où y_{eh} et J_{eh}).

$[\dot{Y}]$		E	$DBR1$	$DBR2$	$DBR3$	S
		0	1	2	3	4
E	0	G_E	$j \cdot J_{01}$	0	0	0
$DBR1$	1	$j \cdot J_{01}$	$y_{eb_1} + y_{eh_1}$	$j \cdot J_{12}$	$j \cdot (J_{eb_1} + J_{eh_3})$	0
$DBR2$	2	0	$j \cdot J_{12}$	y_{dbr_2}	$j \cdot J_{23}$	0
$DBR3$	3	0	$j \cdot (J_{eb_3} + J_{eh_1})$	$j \cdot J_{23}$	$y_{eb_3} + y_{eh_3}$	$j \cdot J_{34}$
S	4	0	0	0	$j \cdot J_{34}$	G_S

Tableau IV-3 : Matrice nodale du filtre d'ordre 3 avec couplages inter-stubs BF1-BF3 et HF1-HF3.

Dans la Figure IV-8, nous comparons la simulation d'un couplage inter-résonateur négatif $J_{c_{R13}}$ avec des couplages négatifs inter-stubs ($J_{c_{b13}}$ et $J_{c_{h13}}$) localisés à différents endroits des stubs. En fonction de la position de ces couplages fixée par les coefficients α et β , nous avons déterminé les valeurs de $J_{c_{b13}}$ et $J_{c_{h13}}$ qui permettent de s'approcher de la réponse du filtre calculée avec un couplage inter-résonateur $J_{c_{R13}}$ de -0,15.

Les résultats obtenus montrent que le couplage inter-résonateur peut être réparti et localisé dans les stubs. Plus nous nous éloignons de la base du stub (pour laquelle $\alpha = \beta = 0$), plus les valeurs des couplages nécessaires pour s'approcher de la réponse du filtre avec un couplage inter-résonateur diminuent. Nous pouvons également constater qu'un couplage plus fort est nécessaire au niveau des stubs BF qu'au niveau des stubs HF.

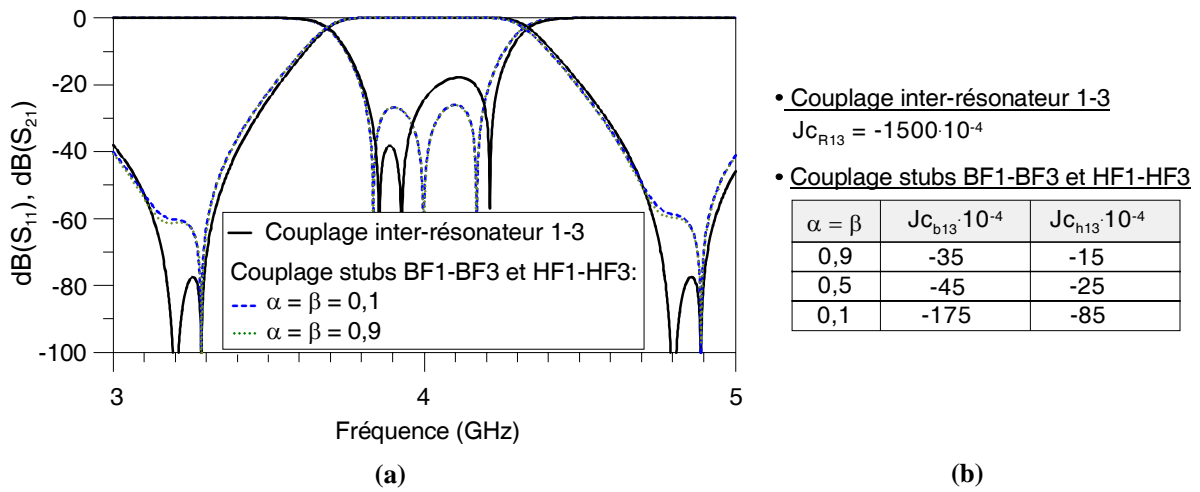


Figure IV-8 : (a) Couplage inter-résonateur négatif entre le résonateur 1 et 3, et couplage ponctuel entre les stubs BF1-BF3 et HF1-HF3. (b) Intensité du couplage en fonction de la position.

De manière similaire, nous avons simulé un couplage inter-résonateur positif ($J_{C_{R13}} = 0,15$) avec des couplages positifs inter-stubs ($J_{C_{b13}}$ et $J_{C_{h13}}$) localisés à différents endroits des stubs. Les résultats (cf. Figure IV-9) sont équivalents au cas précédent.

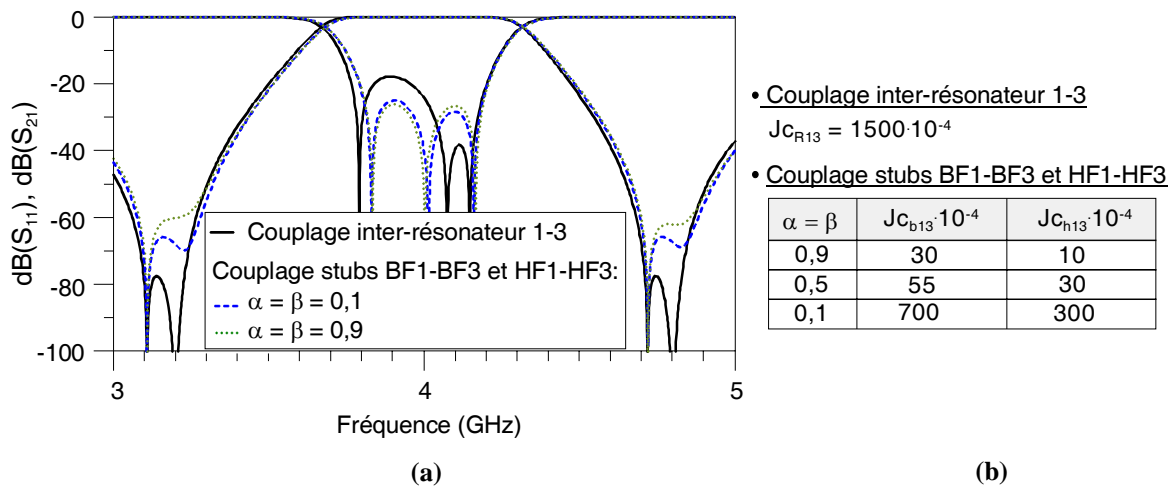


Figure IV-9 : (a) Couplage inter-résonateur positif entre le résonateur 1 et 3, et couplage ponctuel entre les stubs BF1-BF3 et HF1-HF3. (b) Intensité du couplage en fonction de la position.

Dans cette partie, nous nous sommes uniquement intéressés aux couplages entre stubs de même nature. Un travail identique a été effectué sur des couplages croisés (HF, BF) et donne des résultats quasi-similaires. Nous présentons ci-après comment réaliser ces couplages.

IV.3.6 Réalisation physique des couplages positifs et négatifs

L'inverseur d'admittance idéal dont nous nous servons pour représenter un couplage (entre résonateurs ou entre stubs) est un artifice de calcul pour déterminer la matrice nodale et estimer à la fois l'intensité et le signe de ce couplage. L'étape suivante consiste à concevoir physiquement le filtre en associant à un couplage positif ou négatif un couplage de type « lignes couplées ». Si nous nous référons aux travaux de Hong et Lancaster sur les résonateurs couplés en boucles ouvertes, ils montrent que pour réaliser un couplage positif entre deux résonateurs demi-ondes en boucle ouverte, il faut typiquement que celui-ci soit de type magnétique (cf Figure IV-10). Similairement, un couplage de type électrique correspond à un couplage négatif [IV.12].

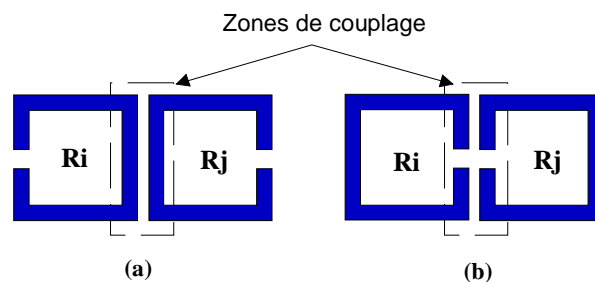


Figure IV-10 : Résonateurs couplés demi-ondes. (a) Couplage magnétique (+). (b) Couplage électrique (-).

Etant donné que la longueur totale d'un résonateur DBR est quasi demi-onde, nous obtenons par analogie les configurations de couplage de la Figure IV-11 [IV.13][IV.14].

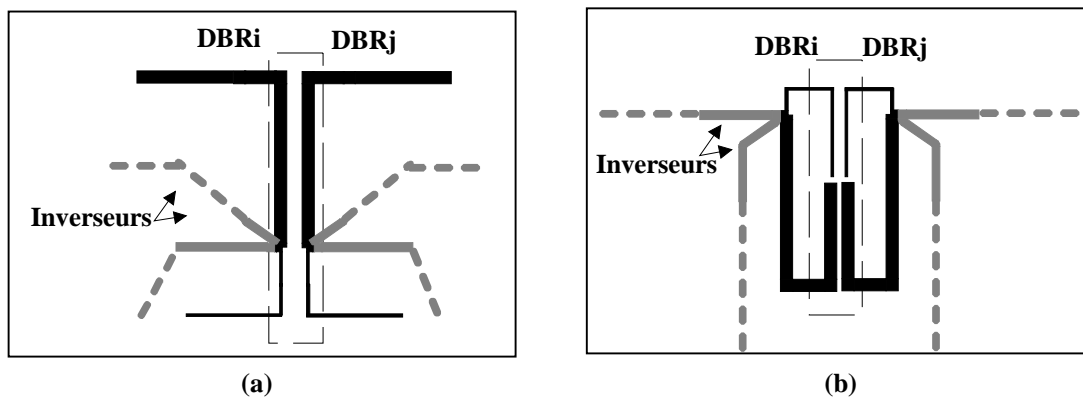


Figure IV-11 : Résonateurs DBR couplés : (a) Couplage positif. (b) Couplage négatif.

Notons que dans le cas du DBR, nous ne créons pas véritablement de couplages inter-résonateurs, mais plutôt des couplages inter-stubs. Ceci est dû à la présence des inverseurs d'admittances qui assurent les couplages directs. Nous pouvons donc considérer séparément les stubs d'un résonateur DBR. Le champ électrique est maximum aux extrémités des stubs en circuit-ouvert (les stubs basse et haute fréquences sont quasi quart d'onde), tandis que le champ magnétique est maximum à leur base. Par conséquent, un couplage négatif (couplage électrique) est créé lorsque les

stubs de résonateurs différents sont couplés au niveau de leurs extrémités. De manière similaire, le couplage positif (couplage magnétique) est créé lorsque les stubs de résonateurs différents sont couplés au niveau de leur base. La Figure IV-12 présente des exemples de configurations qui permettent de réaliser ces couplages inter-stubs positif ou négatif. Ces couplages peuvent être réalisés soit entre stubs de même nature (BF-BF, HF-HF) ou soit entre stubs de nature différente (BF-HF). Par ailleurs, les différentes configurations où les stubs sont parallèles ou têtes bèches n'a pas d'influence.

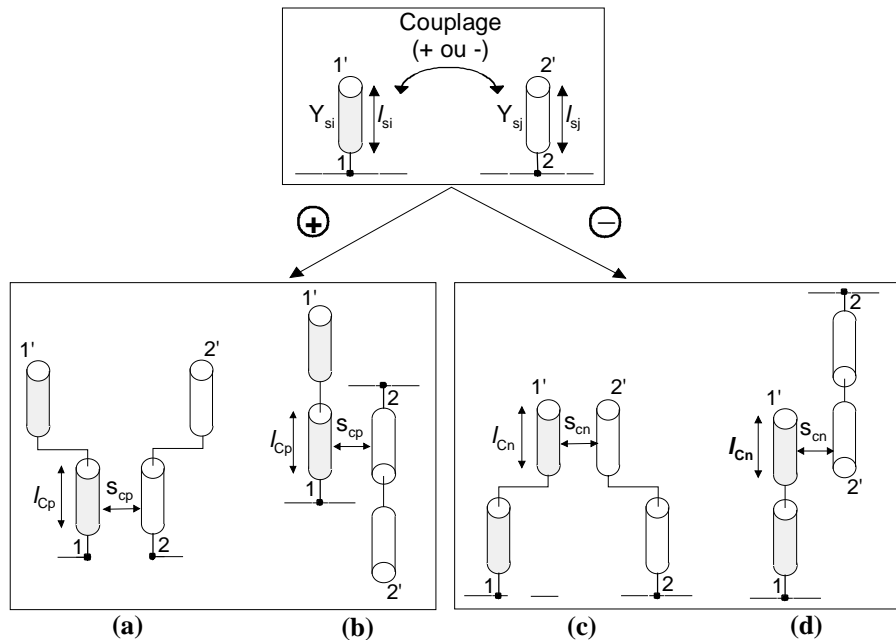


Figure IV-12 : Exemples de réalisation pratique de couplages inter-stubs. (a) et (b) Couplage positif. (c) et (d) Couplage négatif.

IV.4 Présentation de la méthode de conception de filtres DBR à couplages croisés

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté une analyse matricielle d'un filtre DBR sous forme de réseau. Le résultat de cette analyse est la matrice nodale. Cette matrice permet de modéliser le comportement électrique du filtre mais également de prendre en compte les phénomènes de couplages de proximité. Une telle étude n'a de sens que si elle est validée par une réalisation, et nous avons donc voulu mener la démarche jusqu'au bout. Nous présentons dans cette partie, les différentes phases menant à l'élaboration de filtres DBR à couplages croisés.

IV.4.1 Synthèse et analyse électrique d'un réseau DBR

Après avoir choisi l'ordre du filtre, les données du gabarit (f_0 , w , f_{zb} , f_{zh} , etc.) sont introduites dans les équations de synthèse du DBR [IV.8], [IV.9]. Nous obtenons ainsi les paramètres électriques (longueurs et impédances caractéristiques) de la structure. La matrice nodale peut alors être calculée ainsi que la réponse électrique (cf. Figure IV-13). Si les performances du filtre ne répondent pas aux spécifications, on décide soit de modifier les données du gabarit ou soit d'intégrer des couplages de proximité. Dans ce cas, c'est au concepteur de choisir les couplages qu'il considère comme intéressant. Cette étape nécessite donc un peu d'expérience. Généralement, les couplages inter-stubs de nature différente (BF-HF) sont les plus intéressants à étudier [IV.15].

Lorsque le choix des couplages de proximité est fait, une nouvelle matrice nodale est déterminée et sa réponse en fréquence peut être comparée aux spécifications souhaitées.

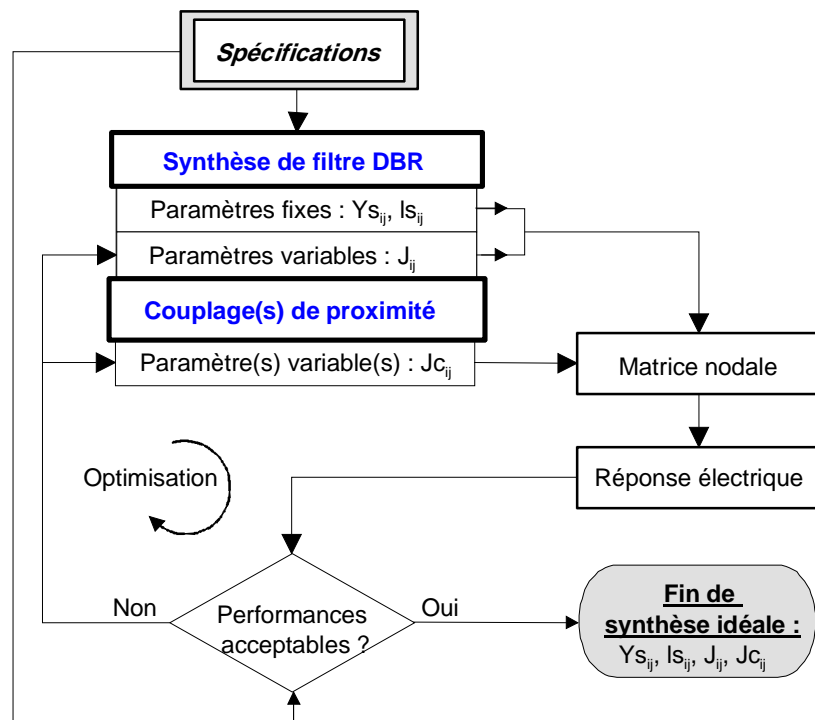


Figure IV-13 : Procédure d'analyse du réseau DBR avec boucle d'optimisation.

Compte tenu que la matrice nodale d'un filtre DBR est généralisable à l'ordre N , la première phase d'analyse est programmée à l'aide du logiciel Matlab. Ceci nous permet de déterminer les paramètres de la synthèse DBR, la matrice nodale et les paramètres $[S]$. Nous avons également travaillé dans l'environnement du logiciel ADS en créant des fichiers de programmation en langage AEL (Application Extension Language) qui est un langage interprété comme le langage Matlab [IV.16]. L'avantage est de pouvoir faire appel à ces fichiers à partir de la fenêtre circuit d'ADS. Toutefois, la programmation en AEL est difficile en raison du manque de flexibilité du

langage et de l'absence de débogueur. Il est bien entendu possible de s'affranchir du calcul de la matrice nodale en éditant tout simplement des schémas circuits idéaux dans ADS. Toutefois, en fonction de l'ordre du filtre et du nombre de couplages de proximité choisis, ce travail peut vite s'avérer fastidieux.

IV.4.2 Optimisation du réseau DBR

Afin d'atteindre les performances souhaitées, il nous faut déterminer la géométrie retenue (quels couplages sont à privilégier) et les valeurs des couplages. Après avoir déterminé de façon empirique (il existe quand même un certain nombre de données dans la littérature) la configuration de couplage la plus intéressante, selon les spécifications à atteindre, une optimisation de variables par une méthode classique est lancée (méthode du gradient avec critère des moindres carrés).

Les paramètres qui concernent les caractéristiques des stubs sont fixes (longueurs et impédance caractéristiques) tandis que celles des inverseurs d'admittances et des couplages sont des paramètres de liberté. Ces derniers sont les paramètres intéressants à faire varier. La phase d'optimisation s'arrête lorsque la réponse électrique se trouve dans le gabarit imposé par le cahier des charges.

La suite de la conception est classique (détermination des dimensions physiques, simulation circuit puis simulation électromagnétique).

IV.4.3 Description mathématique simplifiée du couplage

Afin de limiter le nombre de variables pour les optimisations, nous choisissons de traiter uniquement le cas où l'inverseur d'admittance (couplage) se trouve en bout de stub ($\alpha = \beta = 1$). A partir des expressions (IV-20) à (IV-23), nous obtenons, pour deux stubs i et j couplés par un inverseur d'admittance $Jc_{i,j}$, les équations suivantes :

$$ye_i = j \cdot y_i \left(\frac{Jc_{i,j}^2 \cos(\theta_{i,1}) \sin(\theta_{j,1}) + y_i y_j \sin(\theta_{i,1}) \cos(\theta_{j,1})}{-Jc_{i,j}^2 \sin(\theta_{i,1}) \sin(\theta_{j,1}) + y_i y_j \cos(\theta_{i,1}) \cos(\theta_{j,1})} \right) \quad (IV-24)$$

$$Je_i = \frac{j \cdot y_i y_j Jc_{i,j}}{\left(-Jc_{i,j}^2 \sin(\theta_{i,1}) \sin(\theta_{j,1}) + y_i y_j \cos(\theta_{i,1}) \cos(\theta_{j,1}) \right)} \quad (IV-25)$$

$$ye_j = -y_j \cdot \left(\frac{ye_i}{y_i} \right) \quad (IV-26)$$

$$Je_j = -Je_i \quad (IV-27)$$

Afin de mettre en application cette représentation simplifiée du couplage, nous prenons l'exemple d'un filtre d'ordre 3, dans lequel nous couplons les stubs BF1 et BF3.

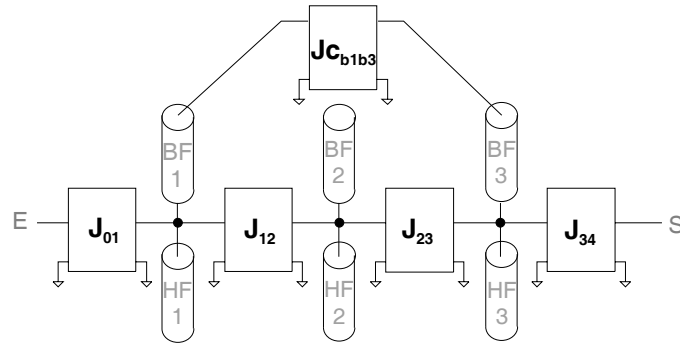


Figure IV-14 : Filtre DBR d'ordre 3 avec couplage « simplifié ».

Nous obtenons la matrice nodale du Tableau IV-4 dans lequel les termes en caractères gras caractérisent soit une modification d'un paramètre (sur la diagonale principale) soit l'insertion d'un couplage (sur la diagonale secondaire).

$[\dot{Y}]$		<i>E</i>	<i>DBR1</i>	<i>DBR2</i>	<i>DBR3</i>	<i>S</i>
		0	1	2	3	4
<i>E</i>	0	G_E	$j \cdot J_{01}$	0	0	0
<i>DBR1</i>	1	$j \cdot J_{01}$	$y_{eb1} + y_{h1}$	$j \cdot J_{12}$	$j \cdot J_{eb13}$	0
<i>DBR2</i>	2	0	$j \cdot J_{12}$	y_{dbr2}	$j \cdot J_{23}$	0
<i>DBR3</i>	3	0	$j \cdot J_{eb13}$	$j \cdot J_{23}$	$y_{eb3} + y_{h3}$	$j \cdot J_{34}$
<i>S</i>	4	0	0	0	$j \cdot J_{34}$	G_S

Tableau IV-4 : Matrice nodale d'un filtre DBR d'ordre 3 avec couplage entre le stub BF1 et BF3.

IV.5 Mise en application de la méthode

La méthode de conception décrite précédemment est appliquée à la conception de divers filtres DBR à couplages croisés. Ces filtres répondent à des spécifications arbitraires fixées de telle sorte qu'elles ne puissent pas être atteintes à partir de la synthèse classique d'un filtre DBR, sur une technologie de type microruban. A des fins de clarté, nous présentons uniquement les résultats de l'optimisation.

IV.5.1 Filtre DBR symétrique d'ordre 4 avec création d'un couplage unique

IV.5.1.1 Présentation

Les caractéristiques de ce premier filtre sont une fréquence centrale égale à 4 GHz et une bande passante relative de 10%. La réponse du filtre doit présenter un zéro de transmission à 4,45 GHz. Le filtre utilisé est un filtre DBR symétrique d'ordre 4 à stubs en circuit-ouvert. Ces

spécifications sont relativement proches de celles du filtre en bande C étudié dans les chapitres II et III.

A partir des paramètres d'entrée de la synthèse DBR, nous déterminons les impédances et longueurs des différents stubs et inverseurs (Tableau IV-5). Pour atteindre la réjection à 4,45 GHz, nous constatons que les impédances caractéristiques des résonateurs n°1 et 4 ne sont pas réalisables en technologie microruban sur un substrat classique (stubs BF et HF de 206,6 et 260 Ω). Contrairement à la réponse technologique apportée à ce problème dans le chapitre II, l'objectif est ici de déterminer les couplages à apporter au filtre qui permettront de satisfaire les spécifications requises.

Paramètres d'entrée de la synthèse DBR		
Paramètres généraux d'entrée	Résonateur DBR n°1 et 4	Résonateur DBR n°2 et 3
$f_0 = 4$ GHz $w = 10\%$ $A_m = 0,01$ dB $b = 11, Z_0 = 50$ Ω	$f_{zbi} = 3,55$ GHz $f_{zhi} = 4,45$ GHz	$f_{zbi} = 3$ GHz $f_{zhi} = 5$ GHz
Paramètres de sortie		
Inverseurs d'admittance	Résonateur DBR n°1 et 4	Résonateur DBR n°2 et 3
$Z_{c01} = Z_{c45} = 40,2$ Ω $Z_{c12} = Z_{i34} = 42,0$ Ω $Z_{i23} = 57,2$ Ω $l_i = 18,737$ mm	$Z_{Si,1} = 206,6$ Ω $Z_{Si,2} = 260,0$ Ω $l_{Si,1} = 21,100$ mm $l_{Si,2} = 16,850$ mm	$Z_{Si,1} = 35,9$ Ω $Z_{Si,2} = 63,7$ Ω $l_{Si,1} = 24,983$ mm $l_{Si,2} = 14,990$ mm

Tableau IV-5 : Résultats de la synthèse du filtre DBR d'ordre 4.

Tout d'abord, nous modifions les positions des zéros de transmission des stubs concernés pour que le filtre soit réalisable technologiquement. En fait, nous interdisons toutes les impédances en dehors d'une gamme comprise entre 35 et 65 Ω . Le but est de minimiser au maximum les discontinuités. Pour simplifier le problème, nous avons choisi des résonateurs identiques, c'est-à-dire que les zéros de transmission sont tous positionnés à la même fréquence. Nous obtenons alors les paramètres suivants :

Paramètres d'entrée		Paramètres de sortie	
Paramètres généraux	Résonateurs DBR n°1, 2, 3 et 4	Résonateurs DBR n°1, 2, 3 et 4	Inverseurs
$f_0 = 4$ GHz, $w = 10\%$ $A_m = 0,01$ dB $b = 11, Z_0 = 50$ Ω	$f_{zb} = 3$ GHz $f_{zh} = 5$ GHz	$Z_{Si,1} = 35,9$ Ω et $l_{Si,1} = 24,983$ mm $Z_{Si,2} = 63,7$ Ω et $l_{Si,2} = 14,990$ mm	$Z_{inv01} = Z_{inv45} = 40,2$ Ω $Z_{inv12} = Z_{inv34} = 42,0$ Ω $Z_{inv23} = 57,2$ Ω $l_{inv} = 18,737$ mm

Tableau IV-6: Paramètres d'entrée et de sortie de la synthèse du filtre DBR d'ordre 4.

A la Figure IV-15, nous présentons la comparaison entre la réponse électrique du filtre non réalisable technologiquement mais qui respecte le gabarit et celle du filtre sur lequel nous allons travailler. Ces réponses ont été obtenues à l'aide de la matrice nodale.

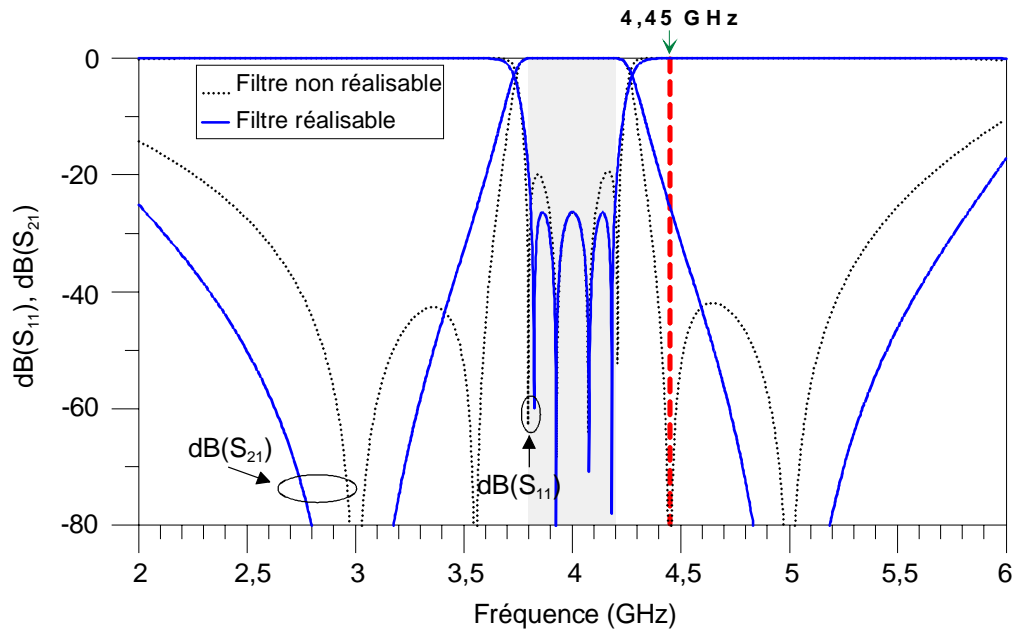


Figure IV-15: Simulations théoriques (matrice nodale) de filtres DBR d'ordre 4.

IV.5.1.2 Analyse

Pour limiter le nombre de configurations de couplage possibles, nous avons éliminé les couplages entre stubs de résonateurs adjacents. Il reste alors seize cas possibles parmi lesquels certains sont difficilement réalisables. Une représentation synthétique des configurations de couplage est présentée au Tableau IV-7. Après examen de différents cas, nous avons traité celui où un seul couplage est créé. Il s'agit d'un couplage entre les stubs HF1 et BF4. Les couplages entre stubs de nature différente (HF-BF) sont très souvent privilégiés aux couplages de même nature (BF-BF, HF-HF) en raison de leur capacité à modifier nettement la réponse électrique.

Après optimisation, nous obtenons les résultats normalisés suivants :

- Couplage : $J_{c_{hb4}} = 0,015$,
- Inverseurs d'admittance : $J_{01} = J_{45} = 1,16$, $J_{12} = J_{34} = 1,07$, $J_{23} = 0,875$ (admittances réalisables).

	BF1	HF1	BF2	HF2	BF3	HF3	BF4	HF4
BF1					0	0	0	0
HF1					0	0	0,015	0
BF2					0	0	0	0
HF2					0	0	0	0
BF3	0	0	0	0				
HF3	0	0	0	0				
BF4	0	0,015	0	0				
HF4	0	0	0	0				

Tableau IV-7 : Configurations de couplages pour un filtre d'ordre 4.

Le couplage J_{Ch1b4} est positif ce qui signifie qu'il sera réalisé au niveau de la base des stubs HF1 et BF4. A la Figure IV-16, nous montrons la réponse électrique associée à ce couplage. Il est intéressant de noter la similitude avec la réponse du filtre non réalisable. Cet exemple montre qu'il est possible d'atteindre des réponses semblables en substituant à un filtre DBR irréalisable technologiquement, un filtre DBR réalisable moyennant l'ajout de couplage.

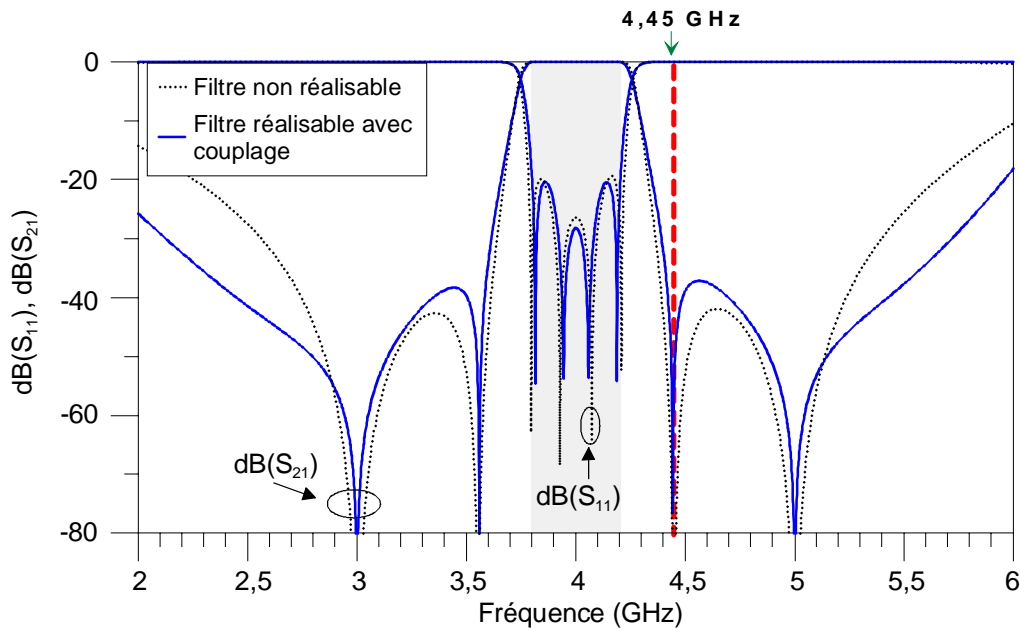


Figure IV-16 : Simulation théorique (matrice nodale) du filtre DBR d'ordre 4 avec $J_{c_{h1b4}}$.

IV.5.1.3 Résultats

Nous réalisons ce filtre DBR d'ordre 4 en technologie microruban sur un substrat d'alumine ($\epsilon_r = 9,9$, $h = 254 \mu\text{m}$). Le masque du filtre est représenté à la Figure IV-17. Il est replié en forme de U afin de pouvoir coupler les stubs (HF1 et BF4). Une longueur L_{bh} et une fente S_{bh} , respectivement de 1 mm et de 0,56 mm sont nécessaires pour réaliser le couplage positif entre le stub haute fréquence du résonateur DBR1 et le stub basse fréquence du résonateur DBR4. Certains stubs sont courbés dans le but de limiter l'encombrement.

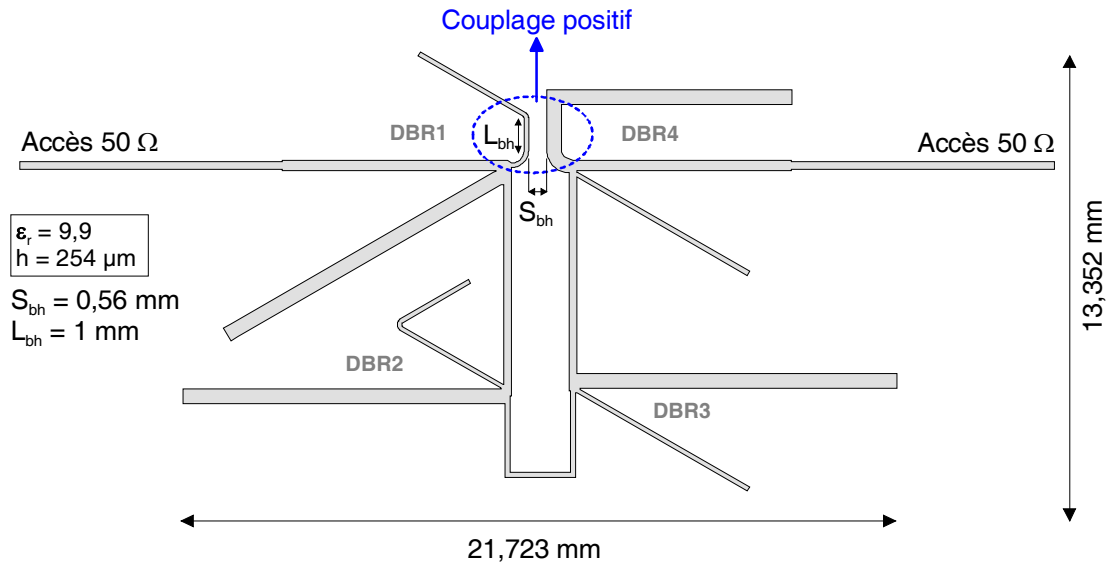


Figure IV-17 : Masque du filtre d'ordre 4 avec couplage positif.

La Figure IV-18 compare les réponses théoriques et électromagnétiques de ce filtre. Les résultats de simulation électromagnétique du filtre réalisés avec Momentum sont en accord avec l'objectif que nous avons fixé. De plus, les réponses électromagnétiques prennent en compte les pertes diélectriques et métalliques. Dans la bande atténuée inférieure, nous pouvons constater que le zéro de transmission du filtre final est décalé par rapport à la théorie et que les remontées parasites apparaissent plus rapidement. Sur ce point, nous avons étudié l'influence de la dépendance en fréquence des inverseurs d'admittances (cf. Annexe C). A des fins de simplification, nous avons choisi un inverseur d'admittance idéal.

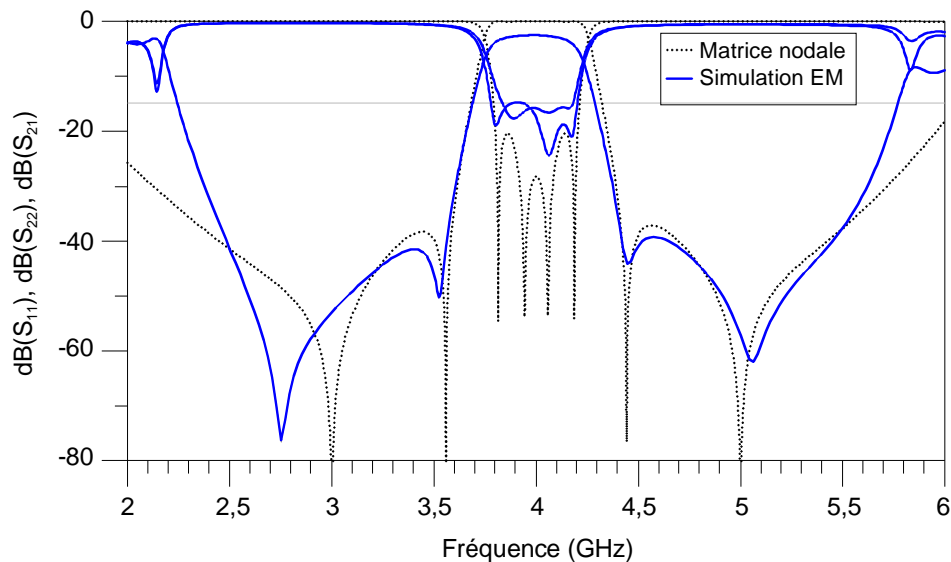


Figure IV-18 : Simulations théoriques (matrice nodale) et électromagnétiques (Momentum) du filtre d'ordre 4 avec couplage positif.

La mesure présente un excellent accord avec la simulation électromagnétique (Figure IV-19). Ce résultat nous permet de valider la démarche de conception. Ces résultats mettent aussi en évidence l'excellente précision du simulateur électromagnétique Momentum pour des structures planaires microrubans. Les pertes d'insertion sont d'environ 2,5 dB.

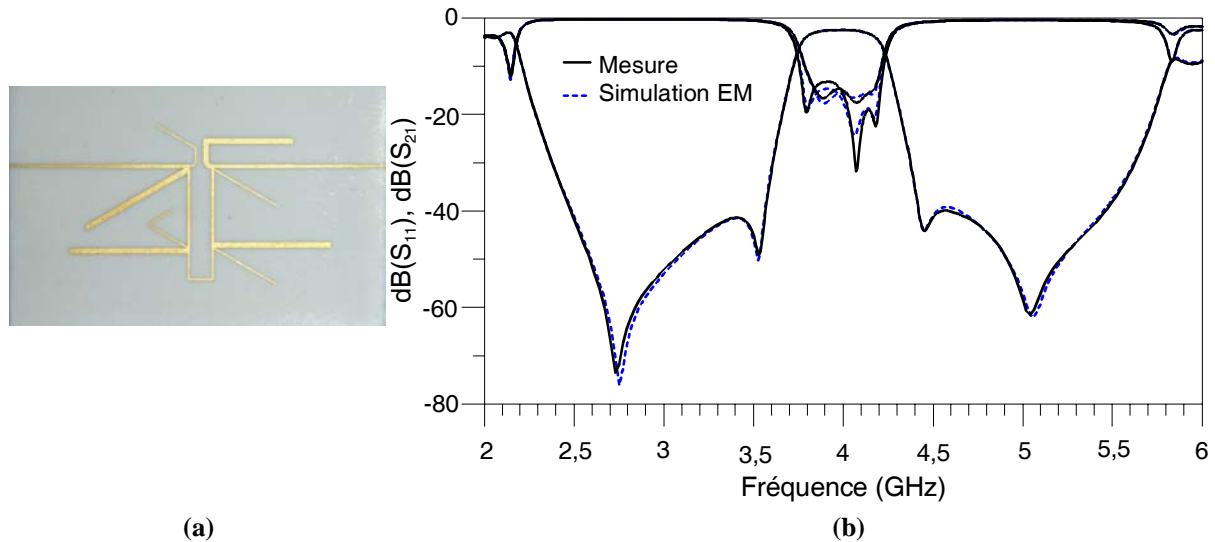


Figure IV-19 : Validation expérimentale du filtre DBR d'ordre 4 avec couplage (+).

IV.5.2 Filtre DBR symétrique d'ordre 3 avec création de deux couplages de signe opposé

IV.5.2.1 Présentation

Dans ce nouvel exemple, nous nous sommes intéressés à un filtre d'ordre 3 dont les caractéristiques sont une fréquence centrale égale à 4 GHz et une bande passante relative de 10 %. La réponse du filtre doit présenter un zéro de transmission à 4,5 GHz. Le filtre utilisé est un filtre DBR symétrique d'ordre 3 à stubs en circuit-ouvert. A partir des spécifications du gabarit, nous obtenons les paramètres électriques du Tableau IV-8. On peut noter une impédance de 145 Ω difficilement réalisable. C'est pourquoi, nous modifions la position des zéros de transmission pour que les impédances caractéristiques des stubs se retrouvent dans une plage réalisable (cf. Tableau IV-9).

Paramètres d'entrée		Paramètres de sortie	
Paramètres généraux	Résonateurs DBR n°1, 2, 3 et 4	Résonateurs DBR n°1, 2, 3	Inverseurs
$f_0 = 4 \text{ GHz}$, $w = 10\%$ $A_m = 0,01\text{dB}$ $b = 16, Z_0 = 50 \Omega$	$f_{zb} = 3,5 \text{ GHz}$ $f_{zh} = 4,5 \text{ GHz}$	$Z_{s_{i,1}} = 112,5 \Omega$ et $l_{s_{i,1}} = 21,414 \text{ mm}$ $Z_{s_{i,2}} = 145,6 \Omega$ et $l_{s_{i,2}} = 16,655 \text{ mm}$	$Z_{inv_{01}} = Z_{inv_{34}} = 31,3 \Omega$ $Z_{inv_{12}} = Z_{inv_{23}} = 24,4 \Omega$ $l_{inv} = 18,737 \text{ mm}$

Tableau IV-8: Paramètres de la synthèse du filtre DBR d'ordre 3 (cas non réalisable).

Paramètres d'entrée		Paramètres de sortie	
Paramètres généraux	Résonateurs DBR n°1, 2, 3	Résonateurs DBR n°1, 2, 3	Inverseurs d'admittance
$f_0 = 4 \text{ GHz}$ $w = 10\%$ $A_m = 0,01\text{dB}$ $b = 16, Z_0 = 50 \Omega$	$f_{zb} = 3,2 \text{ GHz}$ $f_{zh} = 4,8 \text{ GHz}$	$Z_{S_{i,1}} = 40,7 \Omega$ et $l_{S_{i,1}} = 23,421 \text{ mm}$ $Z_{S_{i,2}} = 62,9 \Omega$ et $l_{S_{i,2}} = 15,614 \text{ mm}$	$Z_{i01} = Z_{i34} = 31,3 \Omega$ $Z_{i12} = Z_{i23} = 24,4 \Omega$ $l_i = 18,737 \text{ mm}$

Tableau IV-9: Paramètres de la synthèse du filtre d'ordre 3 (cas réalisable).

La Figure IV-20 permet de comparer l'écart entre les réponses des filtres réalisable et non réalisable.

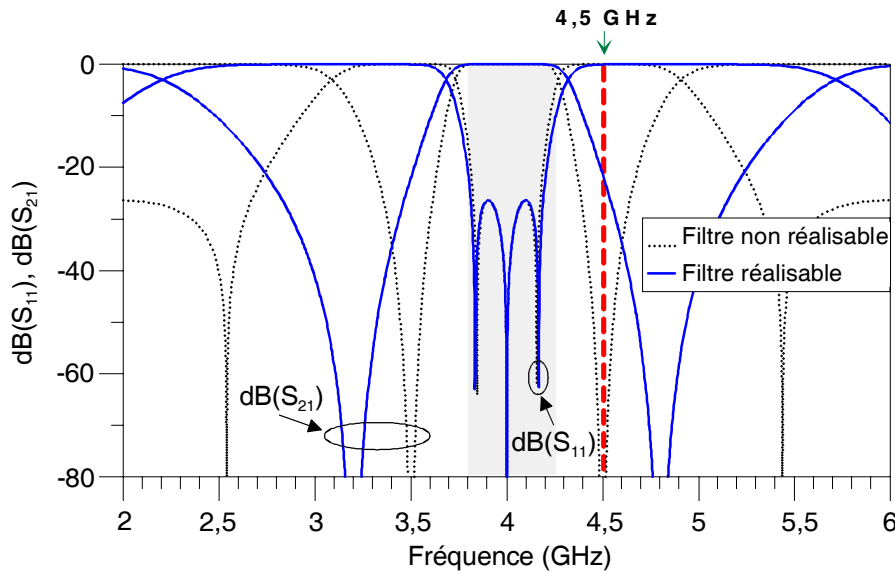


Figure IV-20: Simulations théoriques (matrice nodale) de filtres DBR d'ordre 3.

IV.5.2.2 Analyse

Dans l'exemple précédent où nous présentions un filtre d'ordre 4, des stubs de nature différente étaient couplés. De manière générale, ces configurations de couplage (stub basse fréquence et haute fréquence) sont les plus favorables et intéressantes à étudier. Dans le Tableau IV-10, nous avons, pour notre filtre d'ordre 3, deux solutions équivalentes avec des couplages entre stubs non adjacents de nature différente. Le premier cas consiste en un seul couplage entre BF1 et HF3 (ou entre HF1 et BF3), tandis que le second privilégie plutôt un couplage d'intensité plus faible qui est divisé en deux (BF1-HF3 et HF1-BF3) rendant ainsi le filtre géométriquement symétrique.

	BF1	HF1	BF2	HF2	BF3	HF3	BF1	HF1	BF2	HF2	BF3	HF3
BF1					0	-0,044					0	-0,022
HF1					0	0					-0,022	0
BF2												
HF2												
BF3	0	0					0	-0,022				
HF3	-0,044	0					-0,022	0				

(a)

(b)

Tableau IV-10 : Configurations de couplages pour un filtre DBR d'ordre3. (a) Couplage unique. (b) Duo de couplage.

Remarque : nous pouvons constater que le nombre maximal de configurations de couplage pour un filtre DBR d'ordre 3 est de quatre (à comparer aux seize possibles pour le filtre DBR d'ordre 4).

A la Figure IV-21, nous comparons la réponse électrique de ces deux solutions (réponse identique) à celle du filtre non réalisable. Le couplage de signe négatif permet uniquement de modifier la bande atténuée supérieure et d'obtenir la réjection voulue à 4,5 GHz. La fréquence du zéro de transmission basse fréquence reste identique (3,2 GHz). Pour un filtre d'ordre trois, le couplage entre stubs non adjacents de nature différente n'agit que sur une des bandes atténuées. Si nous avions voulu avoir une réjection plus forte uniquement dans la bande atténuée inférieure, le signe du couplage aurait été positif.

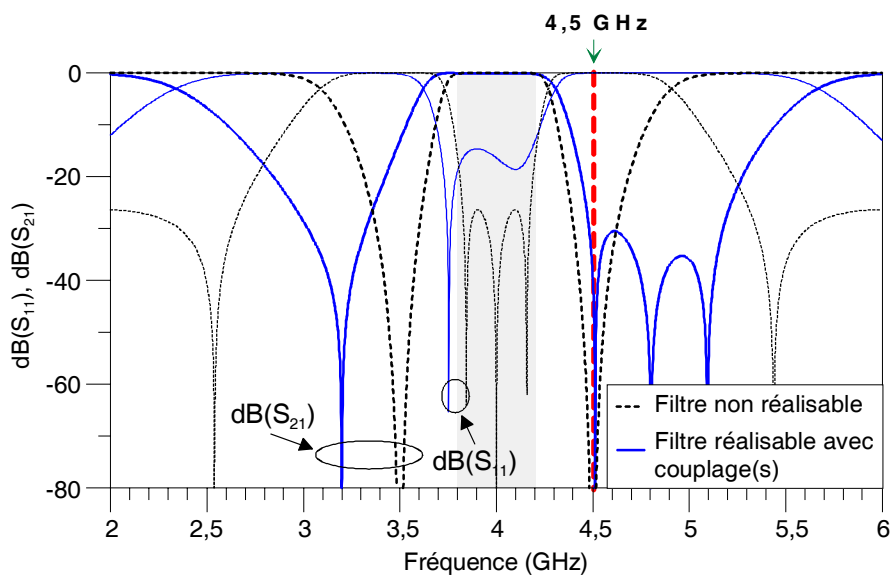


Figure IV-21 : Simulations théoriques (matrice nodale) de filtres DBR d'ordre 3.

Ces deux solutions répondent à notre cahier des charges. Néanmoins, il ne faut pas négliger les autres couplages comme en atteste un autre résultat obtenu pour ce filtre d'ordre 3. En effet, la nouvelle solution qui est présentée dans le Tableau IV-11 exploite des couplages entre stubs non adjacents de même nature. Dans le premier cas (Tableau IV-11a), nous avons un couplage positif entre les stubs HF1 et HF3 et un couplage supplémentaire de signe négatif entre les stubs BF1 et BF3 dans le second cas (Tableau IV-11b).

	BF1	HF1	BF2	HF2	BF3	HF3
BF1					0	0
HF1					0	0,0075
BF2						
HF2						
BF3	0	0				
HF3	0	0,0075				

(a)

	BF1	HF1	BF2	HF2	BF3	HF3
BF1					-0,015	0
HF1					0	0,0075
BF2						
HF2						
BF3	-0,015	0				
HF3	0	0,0075				

(b)

Tableau IV-11 : Configurations de couplages d'un filtre DBR d'ordre 3. (a) filtre à réponse asymétrique. (b) filtre à réponse symétrique.

Après optimisation des différents paramètres, nous obtenons les résultats normalisés suivants :

- Couplages : $J_{c_{h1h3}} = 0,0075$, $J_{c_{b1b3}} = -0,015$,
- Inverseurs d'admittance : $J_{01} = J_{34} = 1,595$, $J_{12} = J_{23} = 2,045$.

La Figure IV-22 illustre l'influence des couplages du Tableau IV-11 à partir de la comparaison de trois courbes. La courbe de référence correspond au filtre DBR réalisable mais sans couplage. Nous présentons ensuite le couplage négatif entre les stubs BF1 et BF3 qui permet d'améliorer la réjection dans la bande atténuée inférieure, puis le couplage positif entre les stubs HF1 et HF3 qui le permet dans la bande atténuée supérieure. Ce dernier cas suffit pour répondre à nos spécifications ; toutefois, nous optons pour la configuration du Tableau IV-11b qui offre une complexité digne d'intérêt dans la mesure où deux types de couplage (couplage positif et négatif) sont utilisés dans la même structure.

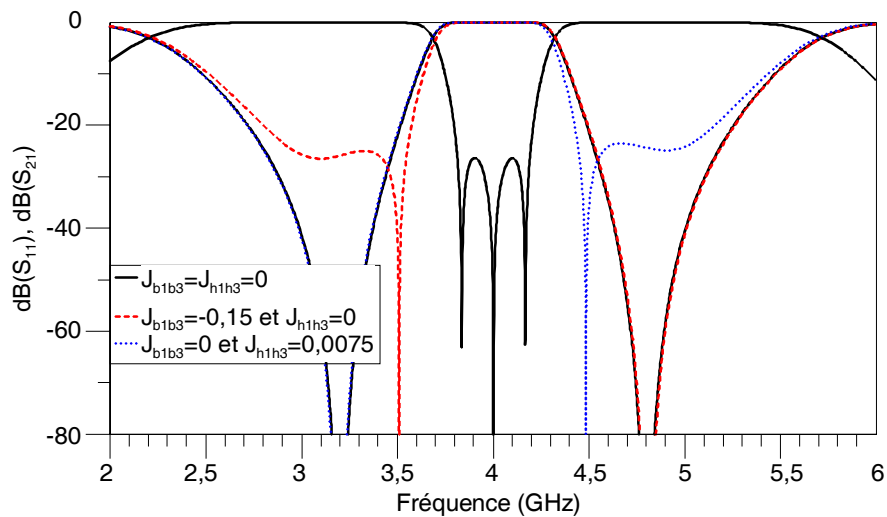


Figure IV-22: Influence des couplages entre stubs non adjacents de même nature (filtre DBR d'ordre 3).

La Figure IV-23 compare la réponse du filtre non réalisable technologiquement avec celle du filtre réalisable au moyen de l'utilisation de couplages supplémentaires (BF1-BF3, HF1-HF3).

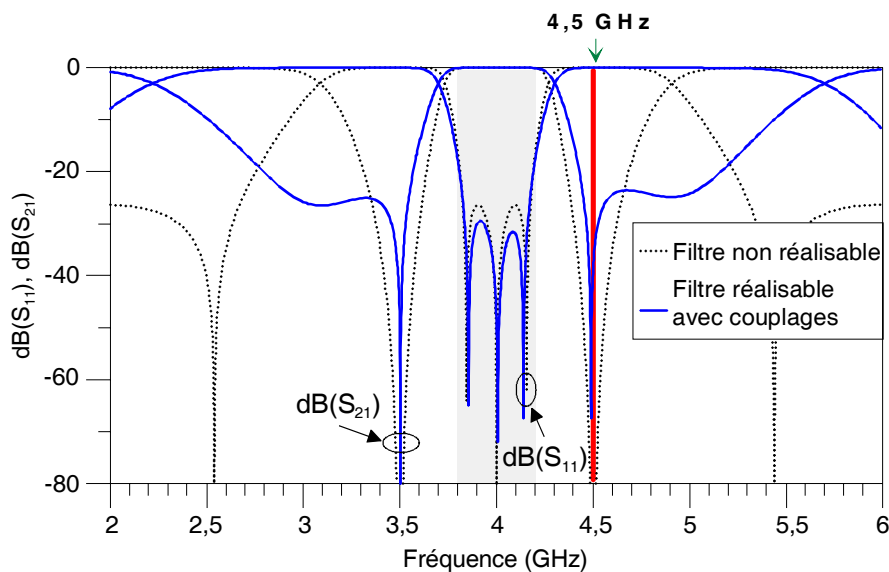


Figure IV-23 : Simulations théoriques (matrice nodale) de filtres DBR d'ordre 3.

IV.5.2.3 Résultats

La dernière étape de la conception est illustrée dans la Figure IV-24 par le masque du filtre final gravé sur un substrat d'alumine ($\epsilon_r = 9,9$, $h = 254 \mu\text{m}$). Nous pouvons distinguer le couplage électrique (couplage négatif) et le couplage magnétique (couplage positif). Les stubs haute fréquence des résonateurs DBR1 et DBR3 sont pliés afin d'éviter d'interagir avec les stubs basse fréquence. De plus, nous supposons que la proximité des parties hautes des stubs haute fréquence a peu d'influence.

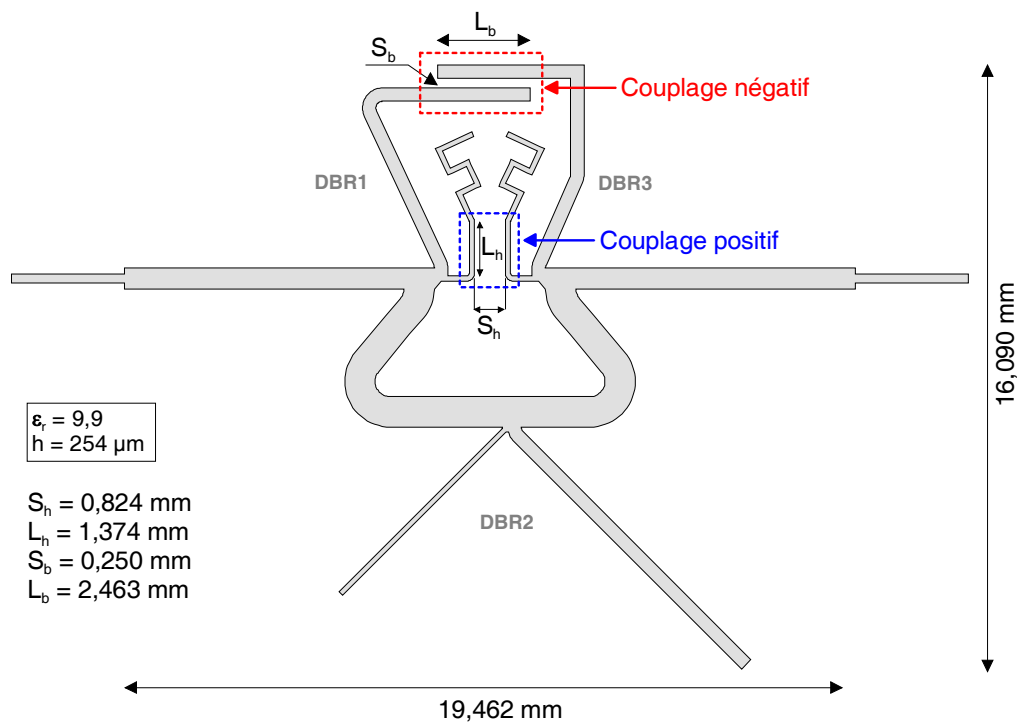


Figure IV-24: Masque du filtre passe-bande DBR d'ordre 3.

La Figure IV-25 présente le résultat de la simulation électromagnétique du filtre DBR d'ordre 3 obtenu à l'aide de Momentum. Nous n'avons pas recherché un réglage plus fin du filtre car, rappelons le, il s'agit d'une étude prospective de faisabilité sans réels impératifs de résultats concernant le gabarit. Du fait de l'asymétrie de la structure, la réflexion en entrée (S_{11}) et en sortie (S_{22}) est légèrement différente.

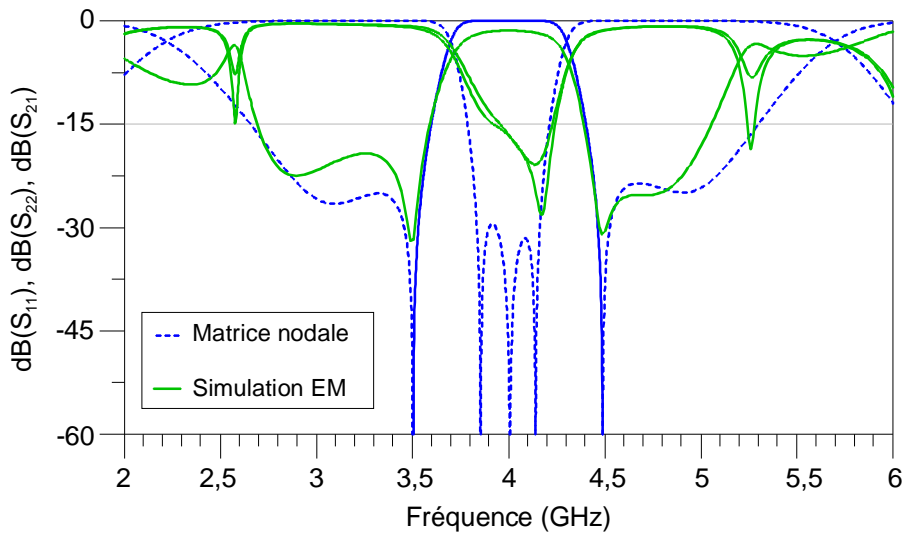


Figure IV-25 : Simulations théoriques (matrice nodale) et électromagnétiques (Momentum) du filtre d'ordre 3 avec couplage positif et négatif.

Ce filtre a été réalisé et mesuré (Figure IV-26). Malgré un léger décalage en fréquence lié aux dispersions systématiques de l'alumine, les réponses expérimentales et électromagnétiques présentent un bon accord. Le niveau de pertes d'insertion est de 1,2 dB.

Remarque : ce filtre a été réalisé sur une plaquette différente de celle du filtre DBR microruban d'ordre 4 du §IV.5.1.3). Ceci explique peut-être la différence d'accord (simulation EM – mesures) entre les exemples.

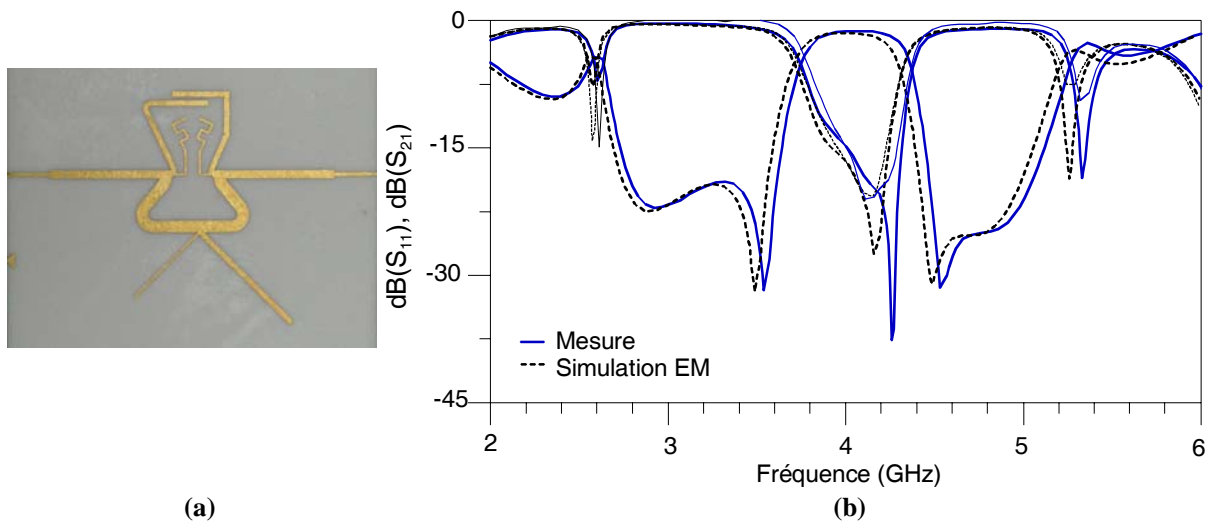


Figure IV-26 : (a) Photographie du filtre DBR d'ordre 3 avec couplages (+) et (-). (b) Validation expérimentale.

IV.5.3 Filtre DBR d'ordre 4 multiniveau 3D

IV.5.3.1 Présentation

Afin d'ouvrir de nouvelles perspectives pour répondre aux besoins de miniaturisation et de performance accrus des dispositifs, nous nous intéressons aux filtres multiniveau 3D. Contrairement au chapitre III où la liaison entre les niveaux conducteurs se faisait par couplage électromagnétique, il s'agit de la réaliser ici par l'intermédiaire de trous métallisés. Dans ce cadre, nous utilisons à nouveau la technologie multicouche développée au LEST dont les principaux avantages vis-à-vis de la technologie microruban sont :

- Niveaux de couplage et d'impédance (gammes étendues)
- Souplesse : la troisième dimension apporte des degrés de liberté supplémentaires dans la conception et permet d'accéder à des géométries interdites dans des versions purement planaires.

Nous avons choisi de développer un filtre d'ordre 4 fonctionnant sur deux niveaux métalliques différents. Nous reprenons dans le tableau ci-dessous les paramètres de la synthèse du § IV.5.1.

Paramètres d'entrée		Paramètres de sortie	
Paramètres généraux	Résonateurs DBR n°1, 2, 3 et 4	Résonateurs DBR n°1, 2, 3 et 4	Inverseurs
$f_0 = 4 \text{ GHz}$, $w = 10\%$ $A_m = 0,01 \text{ dB}$ $b = 11, Z_0 = 50 \Omega$	$f_{zb} = 3 \text{ GHz}$ $f_{zh} = 5 \text{ GHz}$	$Z_{S_{i,1}} = 35,9 \Omega$ et $l_{S_{i,1}} = 24,983 \text{ mm}$ $Z_{S_{i,2}} = 63,7 \Omega$ et $l_{S_{i,2}} = 14,990 \text{ mm}$	$Z_{inv_{01}} = Z_{inv_{45}} = 40,2 \Omega$ $Z_{inv_{12}} = Z_{inv_{34}} = 42,0 \Omega$ $Z_{inv_{23}} = 57,2 \Omega$ $l_{inv} = 18,737 \text{ mm}$

Tableau IV-12 : Paramètres d'entrée et de sortie de la synthèse d'un filtre DBR d'ordre 4.

IV.5.3.2 Analyse

Plutôt que de réaliser un seul couplage entre des stubs situés aux extrémités comme nous l'avons fait dans le premier exemple (cf. § IV.5.1), nous optons ici pour la combinaison présentée dans le Tableau IV-13 qui consiste à en réaliser deux (couplage entre les stubs BF1 et HF3 mais aussi entre les stubs HF2 et BF4).

Nous choisissons les valeurs suivantes (la réponse électrique associée est présentée à la Figure IV-30) :

- Couplage : $J_{C_{b1h3}} = 0,012, J_{C_{h2b4}} = 0,012,$
- Inverseurs d'admittance : $J_{01} = J_{45} = 1,22, J_{12} = J_{34} = 1,17, J_{23} = 1,405.$

Ce cas est difficile à traiter en technologie planaire microruban. A titre d'illustration, la Figure IV-27a décrit le filtre microruban de départ et la Figure IV-27b un retournement envisageable. A partir de cet exemple, nous pouvons imaginer les difficultés dès lors que nous avons à traiter des couplages multiples.

	BF1	HF1	BF2	HF2	BF3	HF3	BF4	HF4
BF1					0	0,012	0	0
HF1					0	0	0	0
BF2					0	0	0	0
HF2					0	0	0,012	0
BF3	0	0	0	0				
HF3	0,012	0	0	0				
BF4	0	0	0	0,012				
HF4	0	0	0	0				

Tableau IV-13 : Configurations de couplages d'un filtre DBR d'ordre 4.

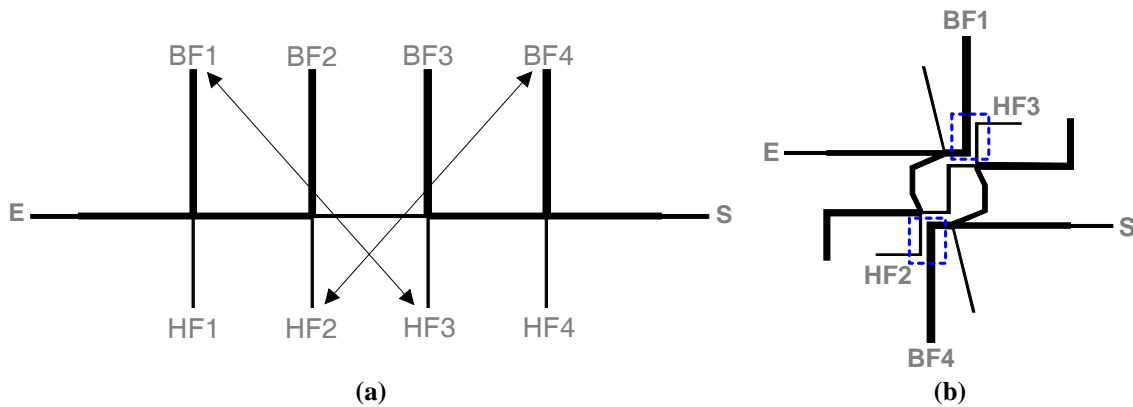


Figure IV-27 : (a) Filtre de départ en technologie microruban. (b) Configuration possible du cas étudié.

La structure 3D que nous imaginons utilise des couplages entre stubs non adjacents séparés par une couche diélectrique. Elle a pour but de mettre en évidence l'apport de la technologie multicouche par rapport à la technologie microruban.

Nous décidons d'implémenter le filtre sur un substrat d'alumine ($\epsilon_r = 9,9$, $h = 254 \mu\text{m}$) sur laquelle nous déposons un premier niveau de métallisation, puis en utilisant une surcouche diélectrique mince ($\epsilon_r = 4,3$, $h = 30 \mu\text{m}$) qui accueillera le second niveau de métallisation. La conception du filtre débute avec la détermination des dimensions physiques du filtre pour les deux niveaux de métallisation. Afin d'avoir des accès microrubans, les résonateurs situés aux extrémités (DBR1 et DBR4) sont placés sur le substrat d'alumine (niveau métallique 1). Les résonateurs DBR2 et DBR3 sont donc placés sur le niveau supérieur. Nous utilisons la bibliothèque multicouche du logiciel circuit ADS en première approche, pour effectuer un dimensionnement grossier de la structure. Malgré quelques inconvénients que nous avons déjà évoqués précédemment, cette bibliothèque est d'une très grande utilité, notamment pour générer le masque.

Compte tenu du fait que cette structure est constituée d'un empilement de couches et ne présente pas de discontinuité de masse comme dans le chapitre II, nous avons effectué les simulations électromagnétiques uniquement à l'aide du logiciel Momentum. En effet, lorsque la structure est appropriée aux approximations mises en jeu dans le calcul effectué par Momentum, le gain en temps de modélisation, de réglage et de simulation est non négligeable vis-à-vis de HFSS.

IV.5.3.3 Résultats

Le masque final du filtre DBR d'ordre 4 multiniveau est présenté à la Figure IV-29. Les stubs ont été pliés pour limiter l'encombrement de l'ensemble. Toutefois, nos efforts dans le compactage de la structure sont vains car nous avons évité toute prise de risque dans la réalisation de notre première structure 3D. En effet, afin de prévenir tout problème qui pourrait survenir lors du dépôt de la surcouche diélectrique, nous avons prévu une marge importante d'environ 3 mm entre la limite de cette surcouche et le premier stub. En outre, la longueur des accès microrubans 50 Ω est également de 3 mm pour tenir compte des spécificités de la cellule de mesure. Toutes ces précautions ont pour conséquence d'accroître de façon significative les dimensions de la structure.

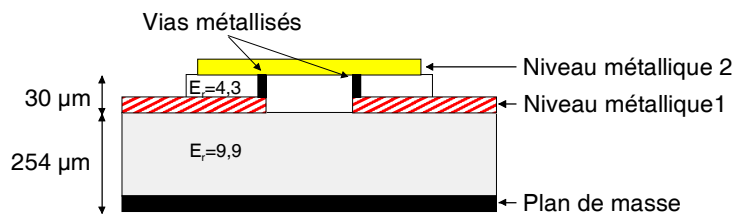


Figure IV-28 : Structure multicouche.

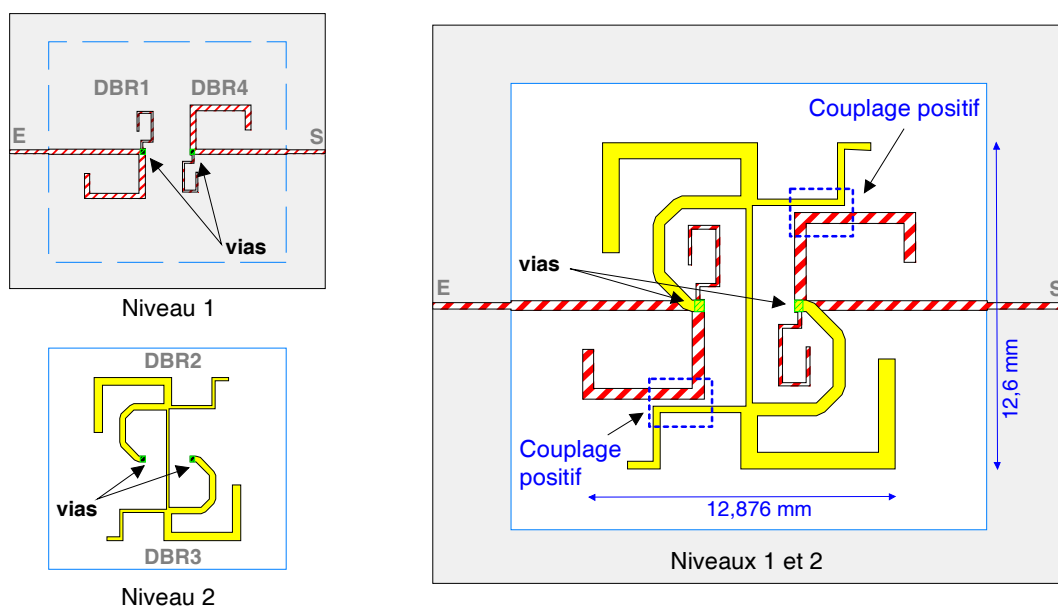


Figure IV-29 : Filtre passe-bande DBR multicouche d'ordre 4.

Lors du réglage du filtre, nous avons veillé à respecter la largeur de la bande passante et les abords proches de cette bande. Nous pouvons quand même constater un écart important entre la réponse théorique et la réponse électromagnétique (Figure IV-30) dans la bande atténuée supérieure. Ceci peut s'expliquer par les ajustements géométriques opérés lors du réglage sur les deux couches, mais nous attribuons plutôt la différence au couplage positif qui n'est pas créé à la base des stubs mais légèrement décalé. Cette translation de la position du couplage a été choisie par commodité pour éviter de plier l'inverseur central et donc de retrouver l'inverseur entre les résonateurs DBR1 et DBR2 et celui entre DBR3 et DBR4 au-dessus de stubs hautes fréquences (des résonateurs DBR1 et DBR4). Cela pourrait modifier la répartition des champs électromagnétiques et dégrader la réponse du filtre. Dans la configuration choisie, nous n'avons pas étudié en détail l'influence de la proximité des stubs hautes fréquences (du niveau métallique 1) et des inverseurs d'admittances (du niveau métallique 2).

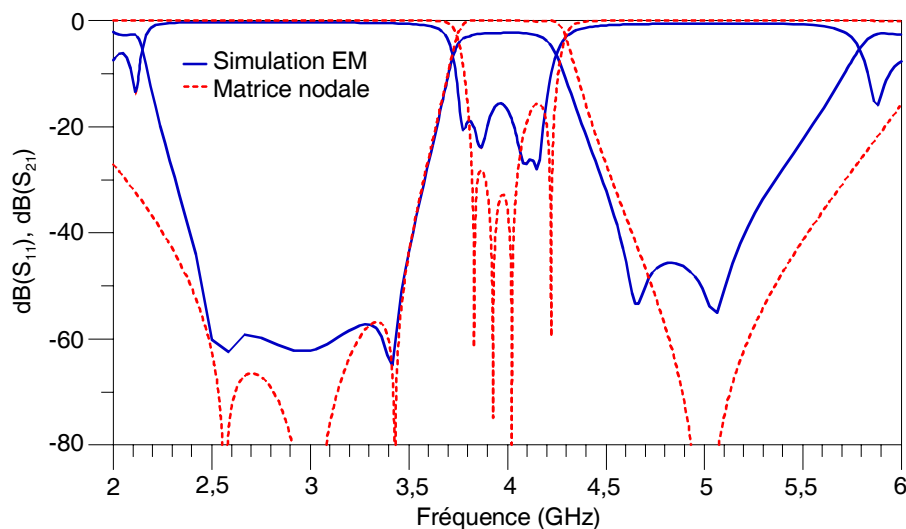


Figure IV-30: Simulations électromagnétique et théorique.

Le filtre a été réalisé et les résultats obtenus lors des mesures sont en très bon accord avec la simulation électromagnétique ce qui permet de valider la méthode de conception (cf. Figure IV-31). Les pertes d'insertion sont de 2,3 dB et on peut noter une légère désadaptation (13,6 dB) que nous pouvons sans doute attribuer à une mauvaise prise en compte des trous métallisés. Comparé à une structure équivalente en planaire (de type microruban, par exemple), le gain de taille permis par la structure multicouche est de l'ordre de 2. En revanche, la structure planaire offre de meilleures performances en termes de pertes et de platitude. La comparaison est difficile car elle dépend aussi des spécifications, du nombre de couches et de vias métallisés utilisés...

Compte tenu de la précision de la simulation électromagnétique et de la maîtrise du procédé technologique, ce résultat est très encourageant et prometteur dans la perspective de développement de structures multi-niveaux de type 3D.

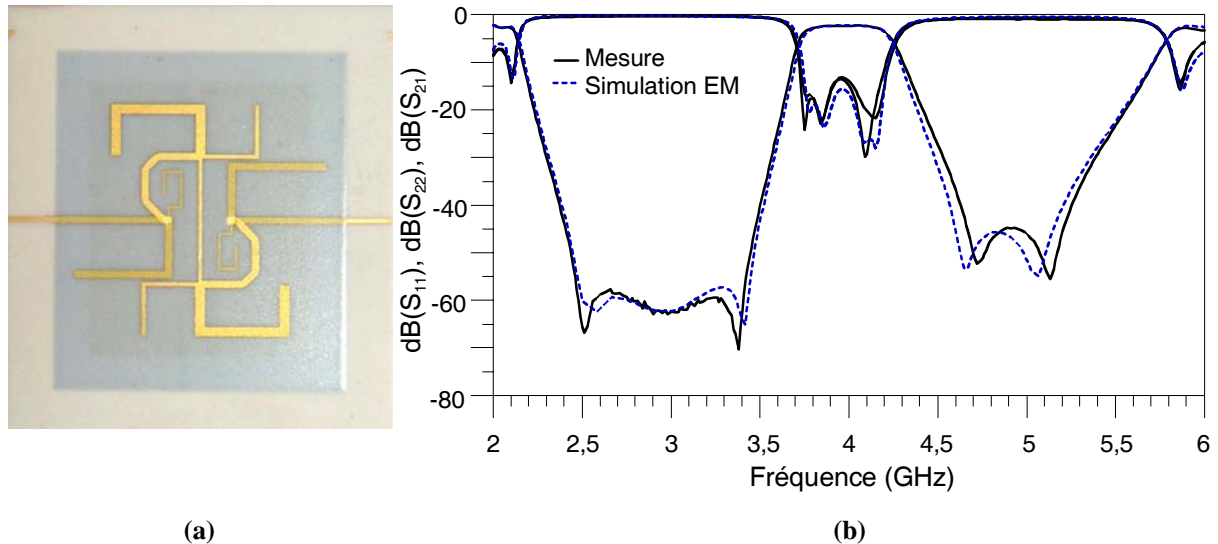


Figure IV-31 : (a) Photographie du filtre d'ordre 4. (b) Simulations et mesures du filtre DBR d'ordre 4.

IV.6 Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre comment, à l'aide de méthodes de conception adaptées, on peut concevoir des structures de filtrage performantes à partir de topologie planaire à stubs et plus particulièrement DBR.

Tout d'abord, nous avons présenté une méthode de conception permettant de prendre en compte dès la synthèse les couplages dans un filtre passe-bande DBR. Pour nous aider dans notre tâche, nous avons mis en œuvre un outil mathématique qui s'inspire des techniques basées sur l'exploitation des matrices de couplages. Toutefois, celles-ci ne peuvent pas être appliquées directement à la topologie DBR qui n'est pas conventionnelle. La grande difficulté pour nous réside dans la définition d'une technique de synthèse intégrant les couplages qui soit réellement exploitable et la plus complète possible. Les problèmes dans la représentation matricielle proviennent principalement de la dépendance en fréquence des résonateurs (caractérisés par des zéros de transmission et une fréquence de résonance). Par exemple, l'ajout d'un seul couplage de proximité entre deux stubs modifie plusieurs éléments de la matrice.

L'objectif suivant était d'étudier et de concevoir des solutions favorisant les couplages les plus intéressants parmi toutes les configurations possibles de filtre DBR. Les résultats obtenus ont permis de valider notre approche matricielle ainsi que la démarche de conception. Lorsque les filtres sont d'ordre très réduit, il est possible de s'affranchir de l'utilisation de la méthode matricielle et d'utiliser les modèles circuits d'ADS. Toutefois, lorsque la complexité va en s'accroissant (augmentation de l'ordre du filtre et du nombre de couplage), un outil spécifique est indispensable au concepteur afin de l'aider lors de la phase de réglage. L'avantage de l'analyse matricielle est qu'elle est programmable et généralisable. Le nombre de configurations possibles étant important, il faut orienter l'outil vers celles

qui semblent les plus appropriées, car il n'est pas imaginable de toutes les tester. En outre, il peut exister plusieurs solutions pouvant répondre à un même cahier des charges ce qui complique la tâche, sans oublier la phase critique qui concerne l'optimisation. Sur ce point précis, il faut choisir une méthode d'optimisation efficace et fixer les bons objectifs à atteindre afin de converger rapidement vers une solution. Néanmoins, dès lors que tous ces problèmes seront maîtrisés, toutes les possibilités offertes par la topologie DBR apparaîtront comme autant de degrés de liberté.

Un autre objectif était l'exploitation conjointe des topologies DBR et de l'outil de synthèse matriciel en contexte multicouche. Le développement de topologies multiniveaux permet d'apporter de nouveaux degrés de liberté dans la conception par rapport à des technologies classiques 2D et peut permettre de répondre aux besoins accrus de miniaturisation et de performance des dispositifs. Les résultats obtenus sont encourageants et prometteurs en termes de maîtrise de la conception et de la fabrication. Ce type de structure peut ouvrir de nouvelles opportunités dans la conception de dispositifs passifs.

Nous avons axé ici notre outil sur une analyse analytique qui convient parfaitement d'un point de vue électrique, même si nous ne prenons pas en compte les différents phénomènes que sont la dépendance en fréquence des couplages, la multiplication des couplages fortuits possibles (pas uniquement entre stubs) et l'influence de discontinuités. Leur représentation sous forme simple n'est pas aisée. Cet outil n'est donc qu'une brique de départ dans l'aide à la conception de filtre avec utilisation de couplages additionnels. Pour compléter l'éventail de ces outils, la prochaine étape serait de disposer d'un outil d'analyse permettant d'extraire la matrice réelle à partir de la réponse électromagnétique. Nous pourrions alors comparer par rapport aux couplages objectifs de départ et ainsi procéder aux corrections nécessaires afin d'atteindre la réponse cible. Ce type d'outil existe (développé à Xlim et à l'INRIA) mais ne permet pas de traiter le filtre DBR. Une perspective serait d'adapter ce type d'outil au cas du DBR. Tout le travail que nous avons mené sur la mise en œuvre d'une matrice la plus représentative de nos topologies va dans ce sens.

Enfin, nous nous sommes particulièrement intéressés dans ce travail aux filtres DBR utilisant des couplages croisés permettant d'apporter des zéros de transmission sur l'axe imaginaire de la constellation¹ pour améliorer principalement la réjection. Mais les couplages croisés peuvent être également employés pour obtenir une meilleure platitude dans la bande passante et un temps de propagation de groupe (TPG) le plus plat possible [IV.13][IV.14]. Des travaux menés en ce sens au LEST dans le cadre de la thèse de A. Manchec permettent d'obtenir des résultats très intéressants [IV.13], [IV.10].

¹ **Constellation** : représentation graphique de la position des zéros du numérateur (zéros de transmission) et du dénominateur (zéros de réflexion ou pôles) de la fonction de transfert du filtre (cf. chapitre I). Les zéros de transmission peuvent se trouver soit sur l'axe imaginaire (zéros de transmission fréquentiel) ou soit en dehors (pour améliorer le TPG)

Bibliographie du chapitre IV

- [IV.1] **L. Baratchart, J. Grimm, J. Leblond, M. Olivi, F. Seyfert et F. Wielonsky**
"Identification d'un filtre hyperfréquences par approximation dans le domaine complexe"
<http://www.inria.fr/rrrt/rt-0219.html>
- [IV.2] **F. Seyfert, J.P. Marmorat, L. Baratchart, S. Bila, J. Sombrin**
"Extraction of coupling parameters for microwave filters: determination of a stable rational model from scattering data"
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Philadelphia (USA), p.25-28, juin 2003.
- [IV.3] **Dedale-HF (Matlab toolbox dedicated to the "equivalent" network synthesis for microwave filters)**
<http://www-sop.inria.fr/apics/Dedale/WebPages/index.html>
- [IV.4] **Presto-HF (Matlab toolbox dedicated to the identification problem of lowpass coupling parameters of bandpass microwave filters)**
http://www-sop.inria.fr/apics/personnel/Fabien.Seyfert/Presto_web_page/presto_pres.html
- [IV.5] **S. Bila**
"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. Application aux dispositifs microondes"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Limoges, mai 1999.
- [IV.6] **E. Rius**
"Etude de filtres planaires dans les domaines centimétriques et millimétriques. Contribution à l'amélioration de leurs performances"
Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Bretagne Occidentale, décembre 2003.
- [IV.7] **C. Quendo**
"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies associées"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, novembre 2001.
- [IV.8] **C. Quendo, E. Rius, C. Person**
"Narrow bandpass filters using Dual-Behavior Resonators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, p. 734-743, mars 2003.
- [IV.9] **C. Quendo, E. Rius, C. Person**
"Narrow bandpass filters using Dual Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-length stubs"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, p.1034-1044, mars 2004.
- [IV.10] **C. Guichaoua**
"Synthèse et réalisations de filtres à cavités bimodes à réponse dissymétrique"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, janvier 1990.

- [IV.11] A.E. Atia, A.E. Williams**
"Narrow-Bandpass Waveguide Filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-20, p.258-265, avril 1972.
- [IV.12] J.S. Hong, 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, p. 2099-2109, décembre 1996.
- [IV.13] A. Manchec, Y. Clavet, C. Quendo, E. Rius, J.F. Favennec, C. Person**
"Cross-Coupled Microstrip Dual Behavior Resonator (DBR) Filter"
36th European Microwave Conference, Manchester (UK), p. 556-559, octobre 2006
- [IV.14] A. Manchec**
"Définition de nouvelles solutions de filtrage en technologie plaquée"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, soutenance prévue en 2006.
- [IV.15] G. Prigent**
"Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique"
Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 2002.
- [IV.16] Application Extension Language (AEL)**
<http://eesof.tm.agilent.com/docs/adsdoc2004A/ael/index.html>

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Conclusion générale et perspectives

Le premier objectif de ce travail devait consister à montrer les capacités et les avantages d'une technologie multicouche pour la réalisation de structures passives destinées à des applications spatiales. Les potentialités recherchées, et chères à l'industrie spatiale sont bien entendu la réduction de taille à outrance. Ce point critique constitue encore aujourd'hui un enjeu majeur au niveau des fonctions passives. Par exemple, dans le secteur spatial, 55 à 65 %¹ de la surface des équipements (en bande C) est occupée par les dispositifs passifs tels que les filtres, les coupleurs, etc. Il est alors aisé de voir la potentialité énorme des technologies multicouches, multitechnologies, 3D, lorsqu'elles seront parfaitement maîtrisées.

Nous avons montré, au travers de structures spécifiques, de quelles manières l'utilisation de structures de propagation 2,5D et 3D permet d'apporter des solutions attractives, notamment en termes d'accès à des gammes d'impédances caractéristiques et de couplages élargies. Ces solutions reposant parfois sur l'utilisation simultanée de différentes structures de propagation au sein d'un même circuit, permettent de lever un grand nombre de verrous technologiques. Ceci permet finalement de concevoir simplement, à l'aide de méthodes de synthèse adaptées, des dispositifs passifs performants tels que des filtres passe-bande par exemple.

Par ailleurs, nous avons montré que les structures de base peuvent être modélisées correctement à l'aide des outils de simulations électromagnétiques. En revanche, lorsque ces structures sont plus complexes, c'est à dire avec des discontinuités importantes et des facteurs d'échelle élevés, le manque d'efficacité des outils peut être un frein à leur développement lorsque de plus les spécifications à satisfaire sont très tendues. Pour pallier ce problème, une solution alternative est préconisée. Elle s'appuie sur une méthode hybride combinant des méthodes de simulation électromagnétiques 2,5D et 3D, par le biais d'une analyse circuit sous forme de boîtes noires. Les progrès constants des moyens tant au niveau des logiciels et des matériels poussent cependant à l'optimisme. Dans un avenir proche, les problèmes actuels seront sans doute résolus et les simulateurs 3D permettront de profiter pleinement des avantages indéniables des technologies 3D.

D'un point de vue technologique, la maîtrise du procédé de fabrication (qualité de l'or et contrôle des épaisseurs et des dépôts) et la reproductibilité des circuits assurent une garantie de fiabilité nécessaire à la conception des dispositifs. En outre, les matériaux utilisés (l'or pour les conducteurs et des matériaux diélectriques non organiques) permettent d'envisager une qualification spatiale. De plus, il est aussi envisageable de travailler sur d'autres supports que l'alumine.

¹ Dans un macrohybride, 30 à 40% (estimation) est utilisé pour les aspects de polarisation des actifs RF (polarisation et transit de ces polarisations vers le MMIC). Le reste de la surface est occupé par les actifs RF (MMIC) et les passifs RF. En ce qui concerne les éléments RF, les MMIC ne représentent qu'une part infime de la surface. On peut donc en déduire que les passifs RF (filtres, coupleurs, transit 50 Ω , atténuateurs, etc.) représentent de 55 à 65% de l'hybride.

Le second objectif de ce travail concernait l'exploitation des couplages de proximité apparaissant dans les topologies de filtres plaqués à base de stubs, et plus particulièrement DBR, dans le dessein de concevoir des structures de filtrage plus performantes. La topologie DBR présente de nombreux avantages, néanmoins sa représentation matricielle sous une forme à la fois complète et exploitable est difficile, eu égard à la dépendance en fréquence des résonateurs (caractérisés par des zéros de transmission et une fréquence de résonance). Inspirés des techniques basées sur l'exploitation des matrices de couplages, nous nous sommes appliqués à poser les bases d'une méthode matricielle intégrant les couplages dès la synthèse.

Afin de valider notre approche matricielle ainsi que notre démarche de conception, nous avons étudié et réalisé des filtres DBR favorisant des couplages inter-résonateurs intéressants parmi les nombreuses configurations possibles. Pour converger rapidement vers une solution, il faut choisir une méthode d'optimisation efficace et fixer les bons objectifs à atteindre.

Enfin, l'objectif final était de faire converger ces deux études. Nous y parvenons lorsque nous exploitons conjointement des topologies DBR et l'outil de synthèse matriciel en contexte multicouche. Le développement de topologies multiniveaux permet d'apporter de nouveaux degrés de liberté dans la conception par rapport à des technologies classiques 2D et peut permettre de répondre aux besoins accrus de miniaturisation et de performance des dispositifs. Les résultats obtenus sont encourageants et prometteurs en termes de maîtrise de la conception et de la fabrication. Ce type de structure peut ouvrir de nouvelles opportunités dans la conception de dispositifs passifs.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses. Elles concernent principalement la montée en fréquence en bande Ku mais aussi Ka, et la conception de bloc ultra-compact multifonction.

Compte tenu de l'intérêt actuel pour la bande Ka, il peut être intéressant d'évaluer la faisabilité de filtres multicouches 2,5D pour des applications en haute fréquence. Si la montée en fréquence s'avère favorable en termes de dimensions, les difficultés se reportent sur une maîtrise croisée des performances électriques et des dimensions physiques. Sur ce dernier point, il faudra prendre en compte les contraintes technologiques sur les substrats, sur la résolution au niveau des motifs et sur la maîtrise des interconnexions avec les éléments actifs et les éléments rayonnants.

D'autre part, les composants sont généralement conçus de manière séparée, or nous pouvons imaginer de développer à l'aide de la technologie multicouche, des composants multifonctions sous forme de bloc ultra-compact. Ceux-ci regrouperaient, par exemple, les filtres et les coupleurs. De plus, un emplacement serait préparé et optimisé afin de reporter des éléments actifs (avec une adaptation des circuits entre eux qui ne se ferait pas systématiquement sur 50 Ω).

ANNEXES

Annexe A	La technologie multicouche développée au LEST.....	169
Annexe B	Formules de synthèse d'un filtre passe-bande DBR.....	174
Annexe C	Matrice nodale du filtre DBR.....	175

Annexe A La technologie multicouche développée au LEST

SOMMAIRE :

A.1 Description de la filière « couches épaisses » multicouches.....	169
A.2 Conception d'un kit de calibration TRL de 1,5 à 40 GHz (cf. chapitre II).....	172
Bibliographie de l'annexe A	173

A.1 Description de la filière « couches épaisses » multicouches

En fonction des besoins du concepteur, deux méthodologies de réalisation de circuits « couches épaisses » peuvent être adoptées : la sérigraphie et la sérigravure [A.1]-[A.3].

A.1.1 Sérigraphie directe

La sérigraphie consiste à imprimer un motif sur un substrat diélectrique. Ce motif est délimité par les fenêtres d'un pochoir réalisé sur un écran (tamis constitué de fils d'acier). La pression exercée par une raclette sur cet écran conduit ce dernier à toucher le substrat permettant ainsi de déposer l'encre (cf. Figure A-1). On distingue différents types d'encres utilisées en sérigraphie : conductrice (or, argent), diélectriques (de différentes permittivités) ou résistives. Lorsque l'encre est déposée, une étape de cuisson puis de séchage est nécessaire afin d'assurer l'évaporation des solvants contenus dans les encres, et la polymérisation du dépôt. Cette démarche peut être répétée autant de fois qu'il y a de niveaux demandés. En outre, la résolution dépend directement de la granulométrie des encres utilisées et des dimensions des mailles des écrans.

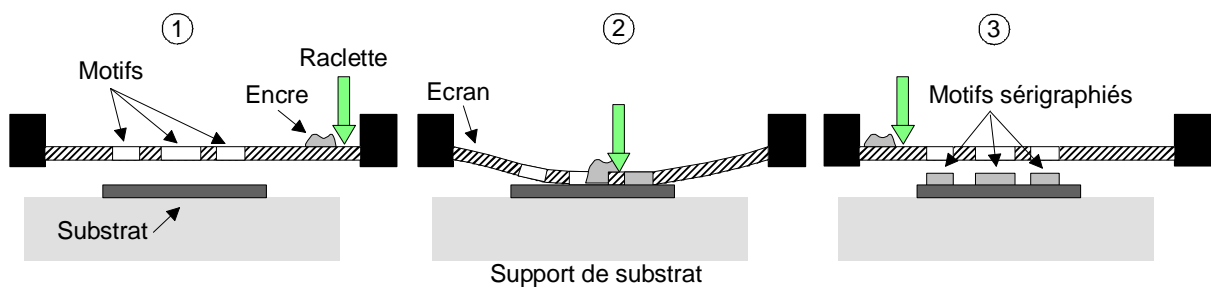


Figure A-1 : Réalisation d'un dépôt par sérigraphie.

A.1.2 Sérigravure

Compte tenu que le procédé précédemment décrit est généralement employé pour des circuits dont les motifs de base ne requièrent pas une résolution très fine (gamme de fréquences basses), une alternative a été mise en place. Il s'agit du procédé de sérigravure qui combine une opération de sérigraphie globale (dépôts d'une couche diélectrique ou conductrice) et une opération de photolithographie classique afin de permettre une plus grande précision dans les motifs. Toutefois, cette technique nécessite des moyens de photolithographie importants (aligneur de masque, insolateur, machines d'enduction et de gravure). En ce qui concerne, la phase dite de « photogravure », elle peut différer suivant le type d'encres employées. Il existe des encres à haute résolution (granulométrie fine, application de la procédure « enduction de résine – révélation – gravure ») mais aussi des encres photo-imageables (c'est-à-dire contenant des composés photosensibles). Ces dernières permettent d'alléger le processus en supprimant la phase d'enduction de résine photosensible.

Remarque : Le contrôle de l'épaisseur déposée est effectué lors du dépôt par sérigraphie. La résolution sur les motifs dépend quant à elle de la précision de gravure et de masquage.

Le graphe de la Figure A-2 récapitule les différentes étapes nécessaires à la réalisation de circuits par sérigraphie et sérigravure.

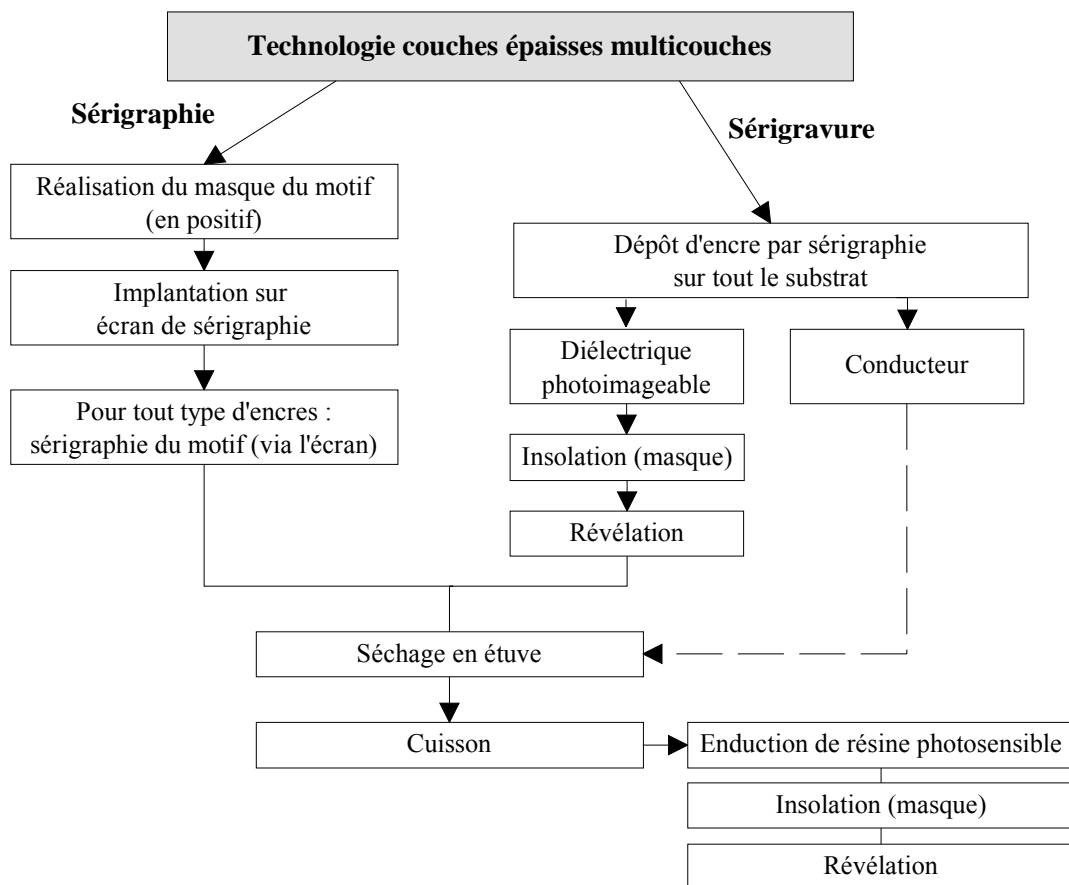


Figure A-2 : Etapes technologiques des filières couches épaisses.

Au Tableau A-1, nous présentons les caractéristiques « constructeur » des substrats en céramiques utilisables et au Tableau A-2, les principales caractéristiques dimensionnelles, mécaniques et électriques des matériaux disponibles en technologie couches épaisses.

Fournisseur	Kyocera		Coors		NTK
Référence	HA96	A476	A493	A493	HA96
Contenance Alumine	99,6 %	96 %	96 %	99,6 %	96 %
Permittivité relative (1 MHz)	9,9 ± 0,2	9,5 ± 0,1	9,5	9,9 ± 0,1	9,6
Tanδ (1 MHz)	0,0001	0,0002	0,0004	0,0004	0,0003
Résistivité mΩ/mm ² (25°C)	> 10 ¹⁴	> 10 ¹⁴	> 10 ¹⁴	> 10 ¹⁴	> 10 ¹⁵

Tableau A-1 : Caractéristiques « constructeurs » des céramiques utilisées.

	Sérigraphie directe		Sérigraphie + photolithographie	
<i>Encres conductrices OR</i>				
Fournisseur	TANAKA	ESL	TANAKA	ESL
Référence	TR 1202	8881 B	TR 1202	8881 B
Résistivité mΩ/mm ²	4,5	2 à 4	4,5	2 à 4
Épaisseur après cuisson	3 μm ± 0.5 μm	8 μm ± 1 μm	3 μm ± 0.5 μm	8 μm ± 1 μm
Résolution ligne/fente	100 μm ± 10 μm	80 μm ± 10 μm	20 μm ± 1 μm	20 μm ± 2 μm
<i>Encres diélectriques</i>				
Fournisseur	ESL	ESL	DuPont	
Référence	4905 D	4911	6050 D	
Permittivité (1 MHz)	7-10	4-4.5	7-9	
Tanδ (1 KHz)	0,0025	0,001	0,003	
Épaisseur après cuisson	20 μm ± 1 μm	20 μm ± 1 μm	10 μm ± 1 μm	
Résolution fente	150 μm ± 10 μm	250 μm ± 10 μm	50 μm ± 2 μm	

Tableau A-2 : Caractéristiques des encres disponibles en filière multicouche.

A.2 Conception d'un kit de calibration TRL de 1,5 à 40 GHz (cf. chapitre II)

Pour la technologie présentée au chapitre II, une mesure sous pointes est nécessaire. Parmi les différentes techniques de calibration existantes pour la mesure de circuits, une des plus courantes est la calibration TRL (Through – Reflect - Line). Un kit de calibration TRL est composé d'un circuit ouvert (« Reflect »), une ligne microruban de longueur l (« Thru ») et une autre ligne de longueur $l + \lambda/4$ (« Line »). Ce kit de calibration est valable sur une bande de fréquence limitée correspondant à un déphasage entre les standards Thru et Line compris entre 20° ($\pi/9$) et 160° ($8\pi/9$). Les standards Thru et Line sont respectivement associés à un déphasage de 0° et 90° à la fréquence centrale f_0 .

A la fréquence f_0 , la permittivité effective de la ligne microruban 50Ω située sur la surcouche diélectrique ($h_{\text{diélectrique}}=30\mu\text{m}$, $\epsilon_r=4,3$) est $\epsilon_{\text{eff}}=3,15$. Cette valeur est obtenue avec le logiciel HFSS par à la fréquence souhaitée.

- **Thru** (ligne de transmission connectée entre les deux ports de l'analyseur de réseau): longueur = 1,200 mm
- **Reflect** (ligne de transmission coupée en deux et dont les deux morceaux sont séparés, créant un circuit ouvert pour chaque port) : longueur = 0,600 mm
- **Line** (ou delay/ section courte d'une ligne de transmission connectée aux extrémités des deux bouts de la ligne précédente. Généralement, on considère une ligne quart d'onde)
 - Delay 1 : longueur = 7,460 mm (1,5 à 12 GHz)
 - Delay 2 : longueur = 3,078 mm (5 à 40 GHz)

Le kit de calibration et les dimensions choisies pour les accès coplanaires sont présentés respectivement aux Figure A-3 et Figure A-4.

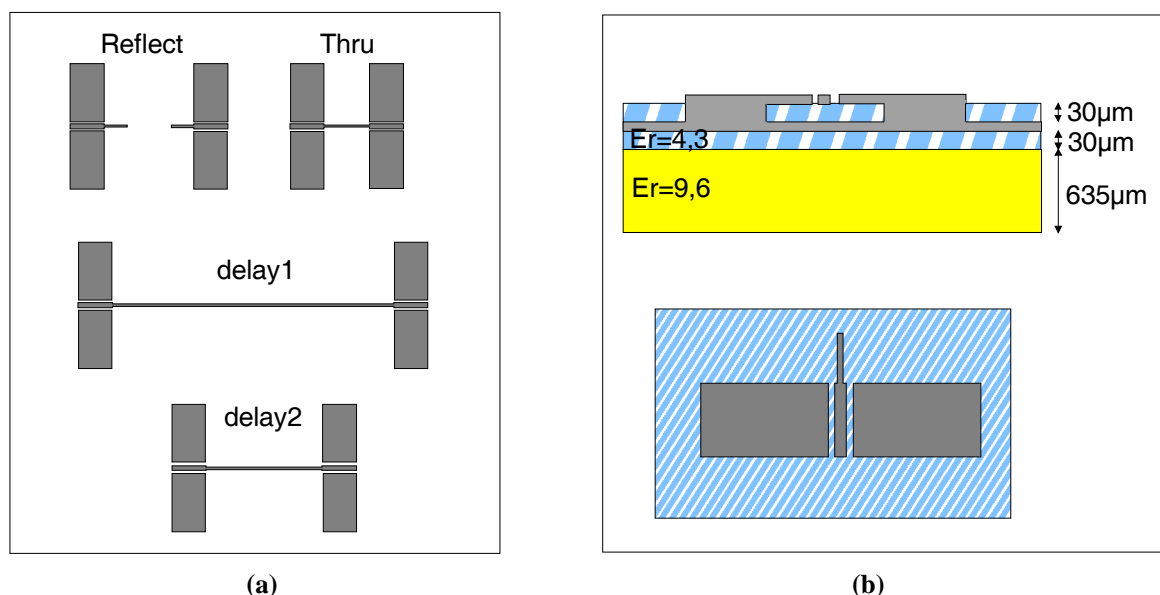


Figure A-3 : (a) Kit de calibration. (b) Accès coplanaire et ligne microruban TFMS.

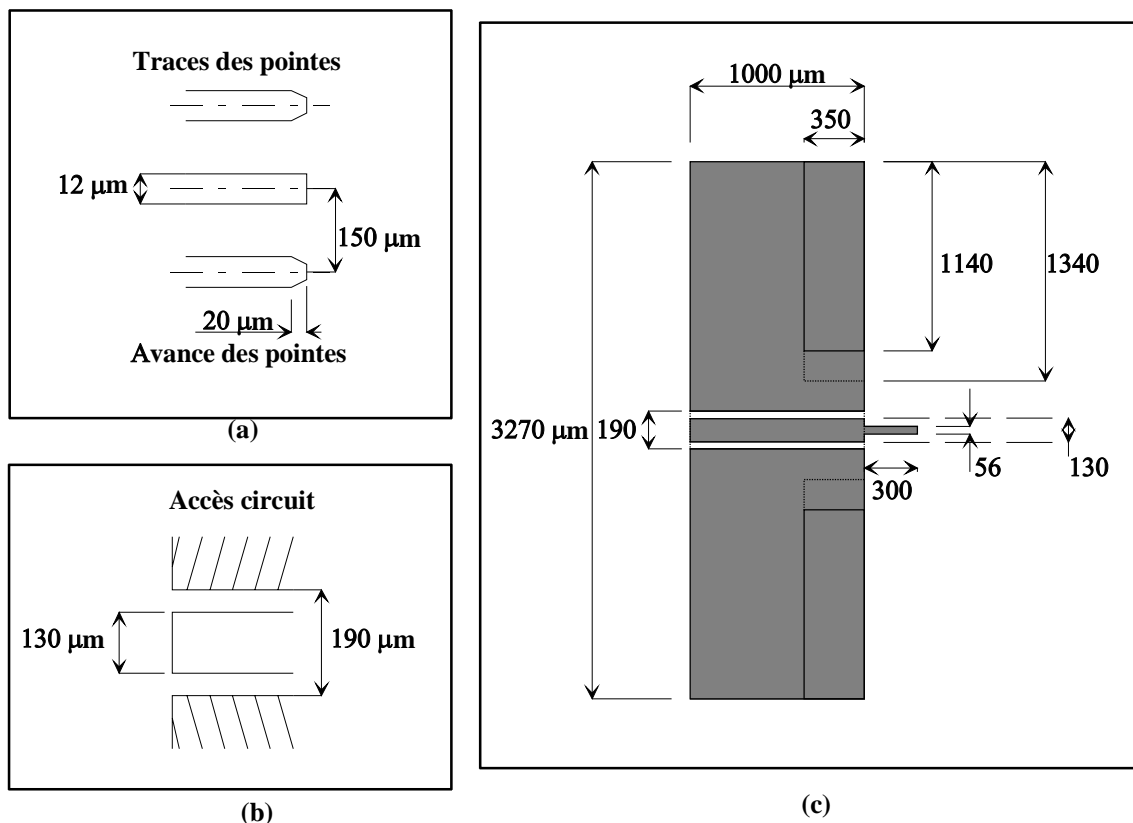


Figure A-4 : (a) Dimensions des pointes de la station de mesure utilisée. (b) Dimensions choisies pour l'obtention d'une impédance caractéristique de $Z_0=50\Omega$ pour les accès coplanaires. (c) Dimensions des accès microrubans.

Bibliographie de l'annexe A

[A.1] **C. Person**

"Caractérisations théorique et expérimentale de la technologie couches épaisses multicouche. Application à la conception de dispositifs en vue de l'intégration dans les systèmes"
Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 1994.

[A.2] **T. Le Nadan**

"Contribution à la conception et à la réalisation de modules hyperfréquences multi-fonctions. Apports d'une solution d'intégration par combinaison de filières technologiques hybrides 3D"
Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Brest, février 2000.

[A.3] **C. Person**

"Contribution au développement de filières d'intégration 3D pour les applications radiofréquences en ondes centimétriques et millimétriques-"
Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Bretagne Occidentale, Brest, septembre 2001.

Annexe B Formules de synthèse d'un filtre passe-bande DBR

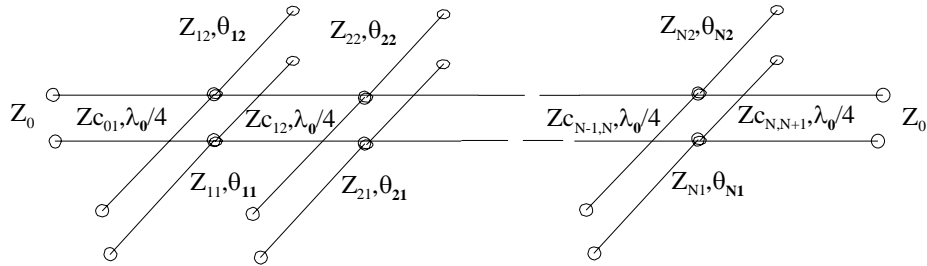


Figure B-1 : Filtre DBR d'ordre N.

Pour un filtre DBR d'ordre N, le résonateur j est défini par les paramètres suivants :

$$l_{j,1} = \frac{c_0}{4f_0k_{j,1}} \text{ et } l_{j,2} = \frac{c_0}{4f_0k_{j,2}}$$

où $k_{j,1}f_0$ et $k_{j,2}f_0$ sont respectivement les fréquences du premier et du second zéro de transmission.

Les relations entre les impédances caractéristiques des stubs sont :

$$Z_{j,1} = -\frac{Z_{j,2} \tan \theta_{j,1}}{\tan \theta_{j,2}} \quad \text{et} \quad Z_{j,2} = Z_0 \frac{\pi}{b_j} \left(\frac{(1 + \tan^2 \theta_{j,2})}{4k_{j,2}} - \frac{(1 + \tan^2 \theta_{j,1}) \cdot \tan \theta_{j,2}}{4k_{j,1} \tan \theta_{j,1}} \right)$$

Le terme b_j est un degré de liberté permettant d'obtenir la même réponse électrique pour différents jeux d'impédances.

Les impédances caractéristiques $Z_{c_{j,j+1}}$ des inverseurs d'admittance de longueur $\lambda_0/4$ sont calculées de la manière suivante [B.2] :

$$Z_{c_{j,j+1}} = \frac{Z_0}{J_{j,j+1}} \quad \text{où} \quad J_{01} = \sqrt{\frac{g_a b_1 w}{g_0 g_1 w'_1}} \quad ; \quad J_{j,j+1} = \frac{w}{w'_1} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad \text{et} \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{g_b b_n w}{w'_1 g_n g_{n+1}}}$$

Avec w la bande passante relative, g_j les coefficients de Tchebyscheff du prototype de filtre passe-bas normalisé, $w'_1 = 1$.

Bibliographie de l'annexe B

- [B.1] **C. Quendo, E. Rius, C. Person**
"Narrow bandpass filters using Dual Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-length stubs"
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, p.1034-1044, mars 2004.
- [B.2] **G. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones**
"Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures"
 Boston : Artech House, 1980.

Annexe C Matrice nodale du filtre DBR

SOMMAIRE :

C.1 Détermination de la matrice nodale.....	175
C.1.1 Représentation quasi-équivalente du filtre DBR	175
C.1.2 Représentation équivalente du filtre DBR	176
C.2 Détermination de la matrice nodale éclatée	177
C.2.1 Insertion de nœuds supplémentaires	177
C.2.2 Couplage inter-résonateur.....	178
C.3 Détermination de la matrice chaîne d'un couplage inter-stub.....	180

C.1 Détermination de la matrice nodale

C.1.1 Représentation quasi-équivalente du filtre DBR

Considérons le filtre DBR d'ordre 3 de la Figure D-1 constitué par des inverseurs d'admittances et les admittances ramenées en entrées des résonateurs. Afin de déterminer la matrice nodale du réseau DBR, nous avons besoin de connaître les courants d'entrée et de sortie des inverseurs d'admittances.

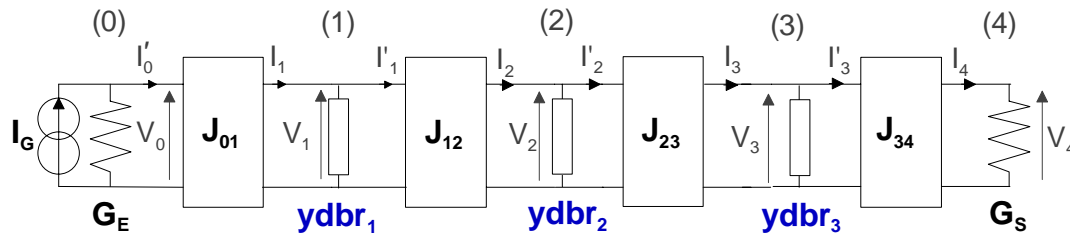


Figure D-1 : Représentation quasi-équivalente d'un filtre DBR d'ordre 3.

Un inverseur d'admittance est un réseau quadripôle ayant pour propriétés d'être sans perte, réciproque, invariant avec la fréquence (cf. Figure D-2). Un inverseur d'admittance idéal est caractérisé par son admittance propre $J_{n,n+1}$ et il a pour matrice chaîne :

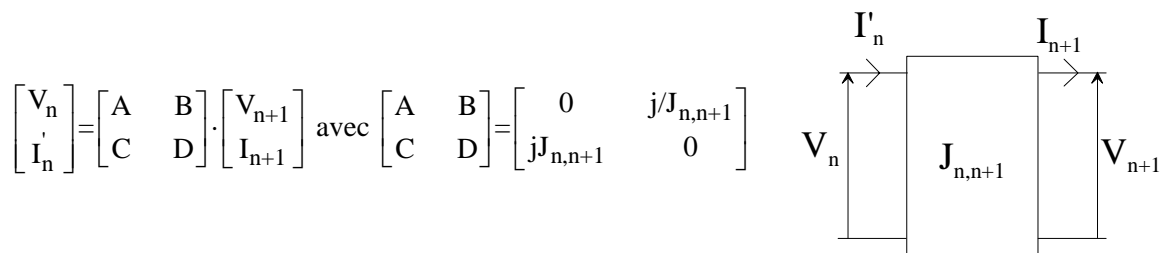


Figure D-2 : Inverseur d'admittance idéal.

Remarque 1 : traditionnellement, K est associé à l'appellation "inverseur d'impédance" et J à l'appellation "inverseur d'admittance". Dans le cas idéal, J et K sont invariants avec la fréquence.

Remarque 2 : Dans la réalité, nous ne savons pas réaliser des inverseurs idéaux (indépendants de la fréquence), mais des éléments dont la dépendance en fréquence est d'autant plus faible que la bande est étroite. Les inverseurs trouvent donc un intérêt tout particulier dans la synthèse des filtres passe-bande à bande étroite.

Les équations aux nœuds du réseau de la Figure D-1 sont :

- (0) : $I_g = G_E V_0 + jJ_{01} V_1$
- (1) : $0 = jJ_{01} V_0 + ydbr_1 V_1 + jJ_{12} V_2$
- (2) : $0 = jJ_{12} V_1 + ydbr_2 V_2 + jJ_{23} V_3$
- (3) : $0 = jJ_{23} V_2 + ydbr_3 V_3 + jJ_{34} V_4$
- (4) : $0 = jJ_{34} V_3 + G_S V_4$

La matrice nodale du réseau est donc :

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_E & j \cdot J_{01} & 0 & 0 & 0 \\ j \cdot J_{01} & ydbr_1 & j \cdot J_{12} & 0 & 0 \\ 0 & j \cdot J_{12} & ydbr_2 & j \cdot J_{23} & 0 \\ 0 & 0 & j \cdot J_{23} & ydbr_3 & j \cdot J_{34} \\ 0 & 0 & 0 & j \cdot J_{34} & G_S \end{bmatrix} \quad (D-1)$$

C.1.2 Représentation équivalente du filtre DBR

Afin de simplifier la matrice nodale, nous avons remplacé les inverseurs d'admittance quart d'onde par des inverseurs d'admittance idéaux. Cette approximation est vraie pour des applications en bande étroite et au voisinage de la fréquence centrale. En revanche, loin de la bande et pour des applications en bande moyenne à large, il est nécessaire de prendre en compte la dépendance en fréquence des inverseurs d'admittances. L'inverseur d'admittance variant avec la fréquence est symbolisé par $J_{n,n+1}(f)$ sur le schéma de la Figure D-3 :

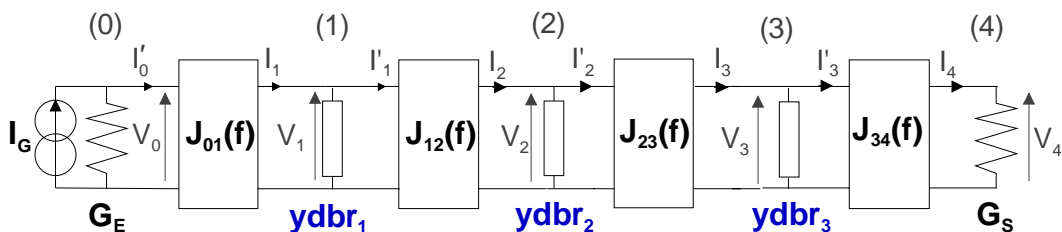


Figure D-3 : Représentation équivalente d'un filtre DBR d'ordre 3.

Afin de tenir compte de la dépendance en fréquence d'un inverseur d'admittance, nous utilisons la matrice chaîne d'une ligne de transmission d'admittance $J_{n,n+1}(f)$ de longueur $\lambda_0/4$ soit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(U) & j \frac{\sin(U)}{J_{n,n+1}} \\ jJ_{n,n+1}\sin(U) & \cos(U) \end{bmatrix} \text{ avec } U = \frac{\pi f}{2f_0} \quad (D-2)$$

Nous obtenons alors la matrice nodale suivante qui contient les dépendances en fréquences à la fois sur la diagonale principale et sur la diagonale secondaire :

$$\begin{bmatrix} G_E - j\mathbf{J}_{01p} & j\mathbf{J}_{01s} & 0 & 0 & 0 \\ j\mathbf{J}_{01s} & ydbr_1 - j(\mathbf{J}_{01p} + \mathbf{J}_{12p}) & j\mathbf{J}_{12s} & 0 & 0 \\ 0 & j\mathbf{J}_{12s} & ydbr_2 - j(\mathbf{J}_{12p} + \mathbf{J}_{23p}) & j\mathbf{J}_{23s} & 0 \\ 0 & 0 & j\mathbf{J}_{23s} & ydbr_3 - j(\mathbf{J}_{23p} + \mathbf{J}_{34p}) & j\mathbf{J}_{34s} \\ 0 & 0 & 0 & j\mathbf{J}_{34s} & G_S - j\mathbf{J}_{34p} \end{bmatrix} \quad (D-3)$$

$$\text{avec } \begin{cases} J_{n,n+1s} = \frac{J_{n,n+1}}{\sin(U)} \\ J_{n,n+1p} = J_{n,n+1} \cdot \cotan(U) \end{cases} \text{ avec } n = 0, 1, 2, \dots, N \text{ (ici } N=3) \quad (D-4)$$

Avec cette matrice, nous décrivons parfaitement le comportement du filtre DBR d'un point de vue électrique.

Remarque : pour $f = f_0$ (soit $U = \pi/2$), nous retrouvons la matrice nodale donnée en (D-2).

C.2 Détermination de la matrice nodale éclatée

C.2.1 Insertion de nœuds supplémentaires

Afin de mieux distinguer les phénomènes, nous isolons les zéros de transmission basse et haute fréquence en introduisant des nœuds supplémentaires. Dans le schéma de la Figure D-4, ces nouveaux nœuds sont créés par l'intermédiaire de boîtes noires idéales Id correspondant à des fils. Nous augmentons ainsi la taille de la matrice nodale qui atteint alors la dimension $(2N+2, 2N+2)$.

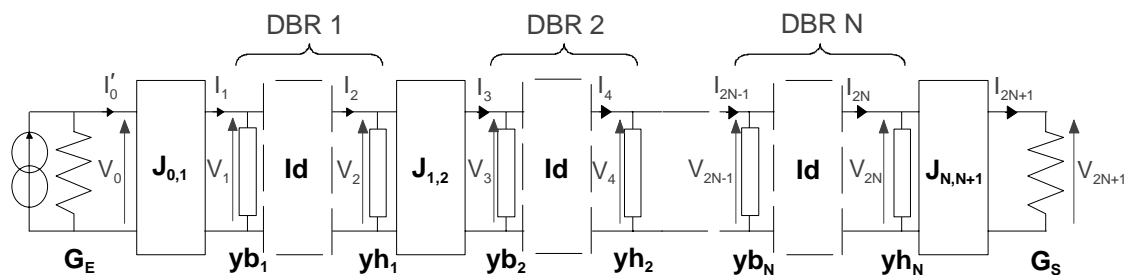


Figure D-4 : Filtre DBR d'ordre 3 avec ajout de nœuds supplémentaires.

En écrivant les équations aux différents nœuds du réseau de la Figure D-4, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} I_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot \\ Y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ \vdots \\ V_{2N+1} \end{bmatrix} \quad (D-5)$$

Pour que la matrice nodale [Y] reste symétrique (propriété de réciprocité du filtre) par rapport à la diagonale principale, nous avons considéré des boucles de courants. Les éléments contenus dans cette matrice se trouvent dans le Tableau D-1. Cette matrice contient tous les liens électriques entre les différents éléments du filtre. Les admittances des stubs sont sur la diagonale principale dont les extrémités sont occupées par les conductances d'entrée et de sortie. Les connexions avec les résonateurs modélisées par les inverseurs d'admittance sont sur les diagonales secondaires. L'éclatement de la matrice a eu pour effet de reporter sur ces inverseurs, les admittances des stubs avec la formule du pont diviseur.

$[\dot{Y}]$	E	BF1	HF1	BF2	HF2	...	BFN	HFN	S
E	G_E	$jJ_{01} \cdot \gamma_{01}$	$jJ_{01} \cdot \gamma_{02}$	0	0		0	0	0
BF1	$jJ_{01} \cdot \gamma_{01}$	y_{b1}	0	$jJ_{12} \cdot \gamma_{13}$	$jJ_{12} \cdot \gamma_{14}$		0	0	0
HF1	$jJ_{01} \cdot \gamma_{02}$	0	y_{h1}	$jJ_{12} \cdot \gamma_{23}$	$jJ_{12} \cdot \gamma_{24}$		0	0	0
BF2	0	$jJ_{12} \cdot \gamma_{13}$	$jJ_{12} \cdot \gamma_{23}$	y_{b2}	0		0	0	0
HF2	0	$jJ_{12} \cdot \gamma_{14}$	$jJ_{12} \cdot \gamma_{24}$	0	y_{h2}		0	0	0
...									
BFN	0	0	0	0	0		y_{bN}	0	$jJ_{N,N+1} \gamma_{2N-1,2N+1}$
HFN	0	0	0	0	0		0	y_{hN}	$jJ_{N,N+1} \gamma_{2N,2N+1}$
S	0	0	0	0	0		$jJ_{N,N+1} \gamma_{2N-1,2N+1}$	$jJ_{N,N+1} \gamma_{2N,2N+1}$	G_S

Tableau D-1 : Matrice nodale éclatée $[\dot{Y}]$ d'un filtre d'ordre N.

Les γ_{ij} apparaissant dans le Tableau D-1 sont des ponts diviseurs :

$$\begin{aligned} \gamma_{01} &= y_{b1}/(y_{b1}+y_{h1}) & \gamma_{13} &= \gamma_{01} \cdot y_{b2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\ \gamma_{02} &= y_{h2}/(y_{b1}+y_{h1}) & \gamma_{14} &= \gamma_{01} \cdot y_{h2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\ \gamma_{2N-1,2N+1} &= y_{bN}/(y_{bN}+y_{hN}) & \gamma_{23} &= \gamma_{02} \cdot y_{b2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\ \gamma_{2N,2N+1} &= y_{hN}/(y_{bN}+y_{hN}) & \gamma_{24} &= \gamma_{02} \cdot y_{h2}/(y_{b2}+y_{h2}) \end{aligned}$$

C.2.2 Couplage inter-résonateur

Observons à présent, l'effet de l'insertion d'un couplage sur cette matrice nodale éclatée. Nous avons pris l'exemple d'un filtre d'ordre 3 dans lequel le résonateur DBR1 est couplé avec le résonateur DBR3. Le couplage est modélisé par un inverseur d'admittance J_{R13} idéal (Figure D-5).

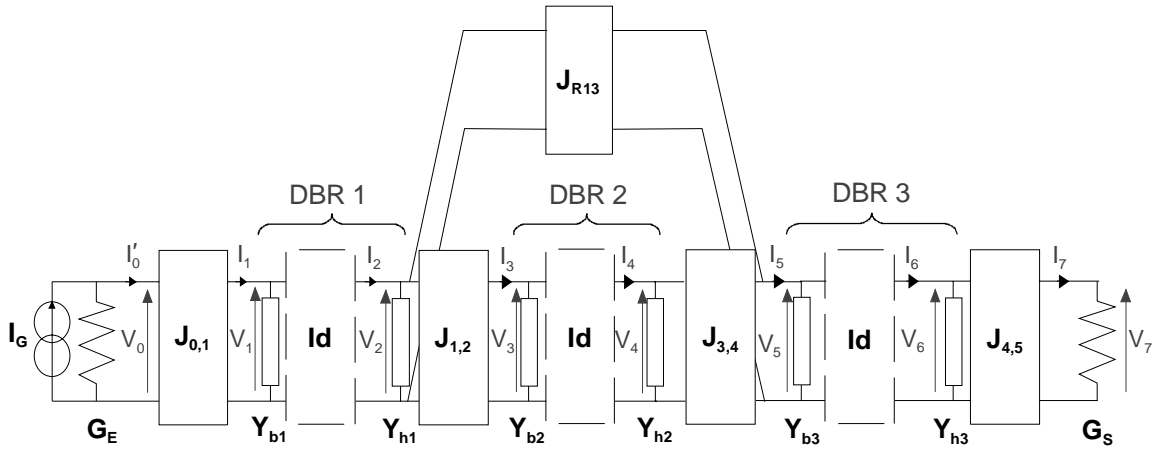


Figure D-5 : Filtre DBR d'ordre 3 avec insertion d'un couplage inter-résonateur.

A partir de ce schéma, nous obtenons la matrice nodale de taille (8,8) suivante :

$[\dot{Y}]$		E	BF1	HF1	BF2	HF2	BF3	HF3	S
		0	1	2	3	4	5	6	7
E	0	G_E	$j \cdot J_{01} \cdot \gamma_{01}$	$j \cdot J_{01} \cdot \gamma_{02}$	0	0	0	0	0
BF1	1	$j \cdot J_{01} \cdot \gamma_{01}$	y_{b1}	0	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{13}$	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{14}$	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{15}$	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{16}$	0
HF1	2	$j \cdot J_{01} \cdot \gamma_{02}$	0	y_{h1}	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{23}$	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{24}$	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{25}$	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{26}$	0
BF2	3	0	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{13}$	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{23}$	y_{b2}	0	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{35}$	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{36}$	0
HF2	4	0	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{14}$	$j \cdot J_{12} \cdot \gamma_{24}$	0	y_{h2}	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{45}$	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{46}$	0
BF3	5	0	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{15}$	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{25}$	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{35}$	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{45}$	y_{b3}	0	$j \cdot J_{34} \cdot \gamma_{57}$
HF3	6	0	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{16}$	$j \cdot J_{R13} \cdot \gamma_{26}$	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{36}$	$j \cdot J_{23} \cdot \gamma_{46}$	0	y_{h3}	$j \cdot J_{34} \cdot \gamma_{67}$
S	7	0	0	0	0	0	$j \cdot J_{34} \cdot \gamma_{57}$	$j \cdot J_{34} \cdot \gamma_{67}$	G_S

Tableau D-2 : Matrice nodale agrandie du filtre d'ordre 3 avec un couplage entre les résonateurs 1 et 3.

Dans laquelle,

$$\begin{array}{l}
 \gamma_{01} = y_{b1}/(y_{b1}+y_{h1}) \\
 \gamma_{02} = y_{b2}/(y_{b1}+y_{h1}) \\
 \gamma_{57} = y_{b3}/(y_{b3}+y_{h3}) \\
 \gamma_{67} = y_{b3}/(y_{b3}+y_{h3})
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 \gamma_{13} = \gamma_{01} \cdot y_{b2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\
 \gamma_{14} = \gamma_{01} \cdot Y_{h2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\
 \gamma_{23} = \gamma_{02} \cdot y_{b2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\
 \gamma_{24} = \gamma_{02} \cdot Y_{h2}/(y_{b2}+y_{h2})
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 \gamma_{35} = \gamma_{57} \cdot y_{b2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\
 \gamma_{36} = \gamma_{57} \cdot y_{h2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\
 \gamma_{45} = \gamma_{67} \cdot y_{b2}/(y_{b2}+y_{h2}) \\
 \gamma_{46} = \gamma_{67} \cdot Y_{h2}/(y_{b2}+y_{h2})
 \end{array}$$

$$\gamma_{15} = \gamma_{01} \cdot \gamma_{57} \quad ; \quad \gamma_{16} = \gamma_{01} \cdot \gamma_{67} \quad ; \quad \gamma_{25} = \gamma_{02} \cdot \gamma_{57} \quad ; \quad \gamma_{26} = \gamma_{02} \cdot \gamma_{67} \quad (IV-1)$$

Sur la matrice nodale éclatée, l'insertion d'un couplage entre deux résonateurs rend non nul les coefficients aux intersections des lignes et colonnes des stubs des résonateurs concernés ; en grisé sur le tableau Tableau D-2.

Remarque : Dans le cas d'un couplage inter-résonateur, nous pouvons appliquer la formule du diviseur de courant car il n'interfère pas avec l'admittance des stubs. En effet, la tension aux bornes de l'admittance est aussi celle où l'on calcule le courant. Lorsque nous localisons le couplage le long du stub, ce critère n'est plus vérifié. Par conséquent, nous revenons à un formalisme plus conventionnel avec une matrice nodale compacte.

C.3 Détermination de la matrice chaîne d'un couplage inter-stub

Pour déterminer la matrice chaîne du schéma de la Figure D-6a, il suffit tout d'abord de considérer chaque élément du schéma par sa matrice chaîne. Le stub i de longueur θ_i est divisé en un tronçon de ligne de longueur $\theta_{i,1}$ et un tronçon en circuit ouvert de longueur $\theta_{i,2}$ ce qui conduit respectivement aux matrices chaînes suivantes :

$$\begin{bmatrix} A_{i1} & B_{i1} \\ C_{i1} & D_{i1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{i,1}) & j \cdot \sin(\theta_{i,1})/y_i \\ j \cdot y_i \cdot \sin(\theta_{i,1}) & \cos(\theta_{i,1}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} A_{i2} & B_{i2} \\ C_{i2} & D_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \cdot y_i \cdot \tan(\theta_{i,2}) & 1 \end{bmatrix}$$

Pour le stub j , nous obtenons des matrices chaînes similaires en changeant d'indice. Quant au couplage $J_{c,i,j}$, il est défini par la matrice chaîne ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} A_{Jc} & B_{Jc} \\ C_{Jc} & D_{Jc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j/J_{c,i,j} \\ jJ_{c,i,j} & 0 \end{bmatrix}$$

Afin d'obtenir la matrice chaîne de l'ensemble (cf. Figure D-6b), les matrices ABCD des différents éléments de la Figure D-6a sont cascadiées :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{i1} & B_{i1} \\ C_{i1} & D_{i1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{i2} & B_{i2} \\ C_{i2} & D_{i2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{Jc} & B_{Jc} \\ C_{Jc} & D_{Jc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{j2} & B_{j2} \\ C_{j2} & D_{j2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{j1} & B_{j1} \\ C_{j1} & D_{j1} \end{bmatrix}$$

Les courants et tensions en entrée et en sortie de la matrice ABCD sont alors liées par les relations suivantes :

$$I_i = y_{e_i} \cdot V_i + J_{e_i} \cdot V_j \quad \text{avec} \quad y_{e_i} = D/B \quad \text{et} \quad J_{e_i} = (C-AD/B)$$

$$I_j = J_{e_j} \cdot V_i + y_{e_j} \cdot V_j \quad \text{avec} \quad y_{e_j} = 1/B \quad \text{et} \quad J_{e_j} = -A/B$$

Les expressions y_{e_i} , J_{e_i} , J_{e_j} et y_{e_j} sont présentées dans le chapitre IV au § IV.3.5

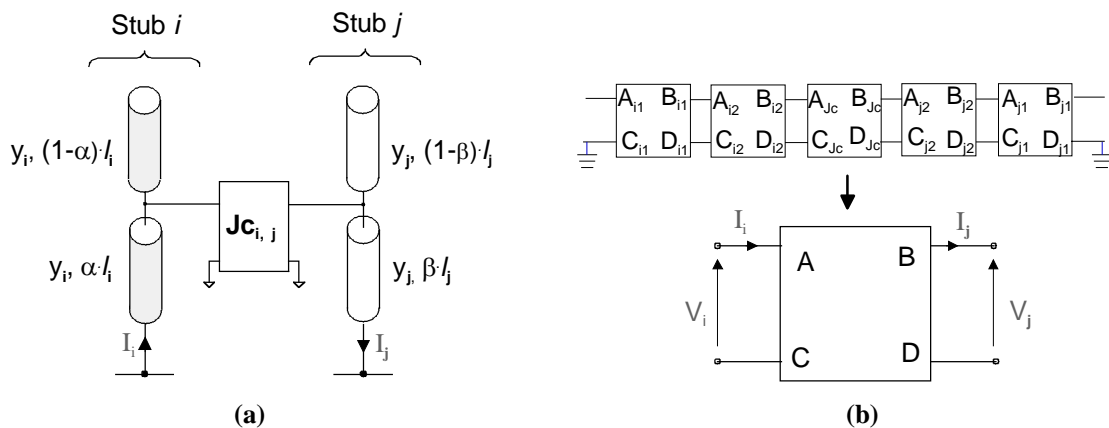


Figure D-6 : (a) Schéma d'un couplage inter-stub localisé le long des stubs. (b) La matrice chaîne partielle. (c) la matrice chaîne globale.

LISTE DES TRAVAUX

Liste des travaux

Publication :

- [P-1] **C. Quendo, A. Manchec, Y. Clavet, E. Rius, J.F. Favennec, C. Person**
"N-Band Resonator Based on N-order Dual Behavior Resonator (DBR^N)"
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, accepté pour publication
- [P-2] **E. Rius, C. Quendo, A. Manchec, Y. Clavet, C. Person, J.F. Favennec, G. Jarthon, O. Bosch, J.C. Cayrou, P. Moroni, J.L. Cazaux**
"Design of Microstrip Dual Behavior Resonators Filters: A Practical Guide"
Microwave journal, vol. 49, p. 72-92, décembre 2006.

Conférences majeures internationales :

- [CI-1] **E. Rius, C. Quendo, Y. Clavet, A. Manchec, C. Person, J.F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"Dual-Behavior Resonator (DBR) C-band planar band-pass filter for a space application"
Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2006), Yokohama (Japan), 12-15 décembre 2006
- [CI-2] **A. Manchec, Y. Clavet, C. Quendo, E. Rius, J.F. Favennec, C. Person**
"Cross-Coupled Microstrip Dual Behavior Resonator (DBR) Filter"
36th European Microwave Conference, Manchester (UK), octobre 2006, p. 556-559
- [CI-3] **C. Quendo, E. Rius, A. Manchec, Y. Clavet, B. Potelon, J-F. Favennec, C. Person**
"Planar Tri-band Filter based on Dual Behavior Resonator (DBR)"
35th European Microwave Conference, Paris (France), octobre 2005, 4 p.
- [CI-4] **E. Rius, Y. Clavet, C. Quendo, A. Manchec, C. Person, J-F. Favennec, O. Bosh, P. Moroni, J.-C. Cayrou, J.-L. Cazaux**
"Comparison Between Ku-Band Classical and Cross-Coupled Microstrip Hairpin Filters"
35th European Microwave Conference, Paris (France), octobre 2005, vol. 2, p 935-938
- [CI-5] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C. Zanchi, P. Moroni, J.C Cayrou, J-L. Cazaux**
"High Rejection Multilayer C-Band DBR Planar Filter"
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long-Beach (California, USA), WE1F-3, p.521-524, juin 2005
- [CI-6] **E. Rius, C. Quendo, Y. Clavet, A. Manchec, C. Person, J-F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"Miniaturized High Rejection C-Band Planar Band-Pass Filter for a Spatial Application"
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long-Beach (California, USA), WE1F-5, juin 2005
- [CI-7] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C. Zanchi, P. Moroni, J.C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"Multilayer C-Band DBR Planar Filter Integrating Lowpass Filters to Control Spurious Electrical Response"
34th European Microwave Conference, Amsterdam (The Netherlands), octobre 2004, p. 621-624

- [CI-8] **C. Quendo, E. Rius, Y. Clavet, C. Person, F. Bouchria, L. Bary, K. Grenier**
"Miniaturized and out-of-band improved bandpass filter in Si-BCB technology"
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Fort Worth (Texas, USA), 6-11 Juin
2004, pp.1475-1478

Conférences majeures nationales :

- [CN-1] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C. Zanchi, P. Moroni, J.C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"Filtre Planaire Multicouche en Bande C"
14^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, 4D10, Nantes, mai 2005, 4p.
- [CN-2] **A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, Y. Clavet, C. Person, J. F. Favennec**
"Duplexeur Planaire en Bande Ku à Base de Résonateurs Surdimensionnés"
14^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, 7A1, Nantes, mai 2005, 4p.
- [CN-3] **C. Quendo, E. Rius, C. Person, J-F. Favennec, Y. Clavet, A. Manchec, R. Bairavasubramanian, S. Pinel, J. Papapolymerou, J. Laskar**
"Filtre d'Ordre 5 Miniature Large Bande et Forte Réjection"
14^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, 4D14, Nantes, mai 2005, 4p.
- [CN-4] **M. Le Roy, E. Lheurette, Y. Clavet, A. Perennec**
"Compression d'impulsions et vitesse de groupe superluminale dans une structure photonique 1-D coplanaire"
13^{ème} Journées Nationales Micro-ondes, 2A2, Lille, mai 2003, 4p.

Workshops internationaux

- [W-1] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C Laporte, C. Zanchi, P. Moroni, J-C. Cayrou, J.L. Cazaux**
"Overview of multilayer multitechnology benefits in filter design"
International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, octobre 2006, 2p.
- [W-2] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C Laporte, C. Zanchi, P. Moroni, J-C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"C-Band Miniaturized Multilayer Bandpass Filter"
ESA/CNES Microwave Technology and Techniques Workshop Enabling Future Space Systems, ESA-ESTEC, Noordwijk (The Netherlands), mai 2006, 5p.
- [W-3] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C. Zanchi, P. Moroni, J.C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"Design of a High-Rejection C-Band Multilayer Planar Filter"
International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, septembre 2004, 2p.
- [W-4] **K. Grenier, L. Bary, F. Bouchriha, D. Dubuc, C. Quendo, E. Rius, Y. Clavet, C. Person**
"Multilayer Si-BCB technology for millimeterwave circuits: application to miniature bandpass filters"
International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, septembre 2004, 2p.

Autres conférences et colloques divers :

- [D-1] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C Laporte, C. Zanchi, P. Moroni, J-C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"Filtre passe-bande hyperfréquence miniature pour des applications spatiales"
9^{ème} édition des Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique, Rennes, mai 2006, 4p.
- [D-2] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C Laporte, C. Zanchi, P. Moroni, J-C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications"
Réunion du GDR Ondes, Besançon, novembre 2005.
- [D-3] **Y. Clavet, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J-F. Favennec, C Laporte, C. Zanchi, P. Moroni, J-C. Cayrou, J-L. Cazaux**
"Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications"
5^{ème} JC² - Journées CNES Jeunes Chercheurs, Toulouse, septembre 2005, 2p.

Rapports d'activités :

- [R-1] **Y. Clavet, E. Rius, C. Person, C. Zanchi, P. Moroni**
"Etude et réalisation d'un filtre multicouche en bande C"
Rapport final, n° contrat : 02/CNES/0821/00, décembre 2004, 37p.
- [R-2] **Y. Clavet, E. Rius**
"Etude et réalisation d'un filtre multicouche en bande C"
Rapport intermédiaire, n° contrat : 02/CNES/0821/00, janvier 2004, 28p.

Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications

Résumé :

Ce mémoire est consacré à la fois à l'exploitation d'une technologie multicouche et au développement de méthodes de synthèse et de concepts dédiés au filtrage hyperfréquence.

Le premier objectif de notre travail vise à montrer les capacités et les avantages d'une technologie multicouche pour la réalisation de structures passives destinées à des applications spatiales. Les potentialités recherchées, et chères à l'industrie spatiale sont la réduction de taille à outrance. Ce point critique constitue encore aujourd'hui un enjeu majeur au niveau des fonctions passives. Nous montrons, au travers de structures de propagation spécifiques 2,5D et 3D, de quelles manières leur utilisation permet d'apporter des solutions attractives, notamment en termes d'accès à des gammes d'impédances caractéristiques et de couplages élargies. Celles-ci permettent de lever un grand nombre de verrous technologiques. Des topologies particulières du type « DBR » (Dual Behavior Resonator) et « open-loop » ont été examinées en s'appuyant sur les spécifications de référence d'un filtre d'un récepteur en bande C.

Le second objectif concerne l'exploitation des couplages de proximité apparaissant dans les topologies de filtres plaqués à base de stubs, et plus particulièrement DBR, dans le dessein de concevoir des structures de filtrage plus performantes. Dans ce cadre, nous proposons une démarche de synthèse s'appuyant sur une matrice nodale.

Enfin, nous faisons converger ces deux objectifs en exploitant conjointement des topologies DBR et l'outil de synthèse matriciel en contexte multicouche. Le développement de topologies multiniveaux permet d'apporter de nouveaux degrés de liberté dans la conception pour répondre aux besoins accrus de miniaturisation et de performance des dispositifs.

Mots clés : hyperfréquences, systèmes de télécommunications, technologie multicouche, technologie microruban, circuits passifs, filtres passe-bande, filtres passe-bas, méthodes de conception, filtres à zéros de transmission, filtres à couplages croisés.

Definition of planar and multilayer filter solutions for telecommunication satellites of the new generation

Abstract:

This PhD dissertation is about the exploitation of a multilayer technology together with the development of synthesis methods and concepts dedicated to microwave filtering.

The first objective of these investigations was to highlight the capabilities and advantages of multilayer technology in the achievement of passive devices dedicated to space applications. An extreme miniaturization is among the potentialities held dear to the space industry; today, this critical point is still at stake, in particular at the level of passive functions. We will show how the use of 2.5D and 3D specific structures can provide one with attractive solutions, for example, by giving access to higher characteristic impedance and coupling ranges, and by allowing one to overcome many technological obstacles. Particular topologies like « DBR » (Dual Behavior Resonator) and « open-loop » will be examined from the reference specifications of a C-band receiver-integrated filter.

The second target was how to make the most of the proximity couplings appearing in filter topologies based on stubs, especially DBRs, so as to design more efficient filtering structure. It led us to propose a nodal matrix-based synthesis.

Finally, we will show how both goals had to converge through the joint exploitation of DBR topologies and our matrix synthesis tool in a multilayer context. Meeting the increasing demand about device miniaturization and performance enhancement goes through the occurrence of new degrees of freedom in design made possible by the development of multi-level topologies.

Keywords: microwave, telecommunication systems, multilayer technology, microstrip technology, passive devices, bandpass filters, lowpass filters, design method, transmission zero filters, cross coupling filters.