

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
ET ELECTRONIQUE (GEE)

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS-TLEMCEN (LTT)

THESE DE DOCTORAT EN TELECOMMUNICATIONS

Présentée par :

M^{elle} SEGHIER SALIMA

Sur le thème

**Caractérisation de nouvelles structures de filtres
micro-ondes pour des applications en télécommunications**

Soutenue en 2013 devant le Jury composé de :

Président :

M^r BENDIMERAD Fethi Tarik

Professeur à l'Université de Tlemcen

Directeurs de Thèse :

M^r BENAHMED Nasreddine

Professeur à l'Université de Tlemcen

M^{me} BENABDALLAH Nadia

Maitre de Conférences, classe A à l'EPST-Tlemcen

Examineurs :

M^{elle} NOURI Keltouma

Maitre de Conférences, classe A à l'Université
de Saida

M^r LASRI Boumedienne

Maitre de Conférences, classe A à l'Université
de Saida



REMERCIEMENTS

Je remercie **ALLAH** le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme cette présente thèse.

Cette thèse a été effectuée sous la direction de Monsieur **N. BENAHMED**, Professeur à l'Université de Tlemcen d'une part et Madame **N. BENABDALLAH**, Maitre de Conférences classe A à l'Ecole Préparatoire des Sciences et Techniques-Tlemcen (EPST-Tlemcen) d'autre part. Je leur exprime particulièrement toutes mes reconnaissances pour m'avoir fait bénéficier de leurs compétences scientifiques, leurs qualités humaines et leurs constantes disponibilités.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **F.T. BENDIMERAD**, Professeur à l'Université de Tlemcen et Directeur du laboratoire de recherches (LTT) d'avoir accepté de présider le Jury de cette thèse.

Je remercie Mademoiselle **K. NOURI** et Monsieur **B. LASRI**, Maitres de Conférences classe A à l'Université de Saida d'avoir accepté de faire partie du Jury et d'examiner cette thèse.

J'adresse mes vives reconnaissances à tous les membres du laboratoire de Télécommunications de la faculté de Technologie et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de cette thèse.

Enfin, je voudrais remercier ma **famille** à qui je dédie tout naturellement ce travail.

SOMMAIRE**INTRODUCTION GENERALE.....1****Chapitre I : Etat de l'art du filtrage microonde**

I.1 INTRODUCTION	6
I.2 PRINCIPE GENERAL DU FILTRAGE HYPERFREQUENCE	7
I.2.1 DEFINITION ET ROLE DES FILTRES MICRO-ONDES.....	7
I.2.2 GABARITS DE FILTRAGE	7
I.3 ELEMENTS DE SYNTHESE DES FILTRES MICRO-ONDES.....	9
I.3.1 METHODE DES PARAMETRES IMAGE	9
I.3.2 METHODE DES PERTES D'INSERTION.....	9
I.3.3 RAPPELS DES NOTIONS DE SYNTHESE DES FILTRES À ELEMENTS LOCALISES	11
I.3.3.1 APPROXIMATION EN AMPLITUDE DE BUTTERWORTH	12
I.3.3.2 APPROXIMATION EN AMPLITUDE DE TCHEBYCHEV.....	13
I.3.3.3 APPROXIMATION EN AMPLITUDE ELLIPTIQUE	16
I.3.3.4 TRANSPOSITIONS DE FREQUENCE ET D'IMPEDANCE A PARTIR DU GABARIT PASSE-BAS	16
I.3.3.4.1 TRANSPOSITION EN IMPEDANCE	16
I.3.3.4.2 TRANSFORMATION PASSE BAS-PASSE HAUT.....	17
I.3.3.4.3 TRANSFORMATION PASSE BAS-PASSE BANDE	18
I.3.3.4.4 TRANSFORMATION PASSE BAS-COUBE BANDE	19
I.4 MISE EN ŒUVRE DES ELEMENTS DISTRIBUES POUR LE FILTRAGE EN MICROONDE	20
I.4.1 OUTILS DE TRANSFORMATION DES ELEMENTS LOCALISES EN ELEMENTS DISTRIBUES.....	20
I.4.1.1 RESONATEURS QUART D'ONDE, DEMI-ONDE ET LA TRANSFORMATION DE RICHARD	20
I.4.1.2 IDENTITES DE KURODA	21

I.4.1.3 LES INVERSEURS D'IMPEDANCE ET D'ADMITTANCE	22
I.5 DESCRIPTION DE DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE FILTRES MICROONDES PASSIFS	24
I.5.1 LES FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES	24
I.5.1.1 FILTRES A CAVITES METALLIQUES	24
I.5.1.2 FILTRES A RESONATEURS DIELECTRIQUES	25
I.5.1.3 FILTRES EN GUIDES D'ONDES	26
I.5.2 FILTRES A ONDES ACOUSTIQUES	27
I.5.2.1 LA TECHNOLOGIE SAW	27
I.5.2.2 LA TECHNOLOGIE BAW	28
I.5.3 FILTRES MICRO-ONDES PLANAIREES	30
I.5.4 FILTRES UTILISANT DES MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS ..	30
I.6 COMPARAISON DES DIFFERENTES TECHNOLOGIES PRESENTEES	32
I.7 CRITERES DE CHOIX TOPOLOGIQUES ET TECHNOLOGIQUE	33
I.8 CONCLUSION	33
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE I-	34

Chapitre II : Principales topologies de filtres microondes planaires

II.1 INTRODUCTION	38
II.2 TECHNOLOGIES PLANAIREES	38
II.2.1 TECHNOLOGIE COPLANAIRE	39
II.2.2 TECHNOLOGIE TRIPLAQUE	40
II.2.3 TECHNOLOGIE MICRORUBAN	40
II.2.3.1 CARACTERISATION DE LA LIGNE MICRO-RUBAN DANS L'APPROXIMATION QUASI STATIQUE	42
II.2.3.2 SYNTHESE DE W/h	43
II.2.4 TECHNOLOGIE MEMBRANE	44
II.2.5 TECHNOLOGIE MULTICOUCHE / MULTI-TECHNOLOGIES	45

II.2.6 TECHNOLOGIE SUPRACONDUCTRICE A HAUTE TEMPERATURE CRITIQUE HTS.....	46
II.3 DESCRIPTION DES DIFFERENTES TOPOLOGIES DE FILTRES PLANAIRES..	47
II.3.1 FILTRES À ÉLÉMENTS LOCALISÉS	47
II.3.2 FILTRES A SAUT D'IMPEDANCE.....	48
II.3.3 FILTRES A STUBS	49
II.3.3.1 FILTRES A STUBS CLASSIQUES.....	49
II.3.3.2 LE FILTRE DBR (DUAL BEHAVIOR RESONATOR).....	50
II.3.3.3 FILTRES A STRUCTURES PERIODIQUES.....	52
II.3.3.4 FILTRES À BASE DE RESONATEURS	52
II.3.3.4.1 RESONATEURS DEMI-ONDE	53
a) RESONATEURS DEMI-ONDE COUPLES EN SERIE.....	53
b) RESONATEURS DEMI-ONDE COUPLES EN PARALLELE.....	53
c) FILTRES A RESONATEUR EN BOUCLES OUVERTES (OPEN LOOP) ..	54
II.3.3.4.2 FILTRES A RESONATEURS QUART D'ONDE	56
a) FILTRES INTERDIGITES, PSEUDO-INTERDIGITES ET COMBLINE ...	56
b) FILTRES COMBLINE	57
II.3.3.5 FILTRES A MOTIFS « PATCHS »	58
II.3.3.6 FILTRES A DEFAUT DE PLAN DE MASSE.....	59
II.3.3.7 STRUCTURES A BANDE INTERDITE ÉLECTROMAGNETIQUE (BIE)	60
II.4 CONCLUSION	61
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE II-	62
Chapitre III : Résultats de structures complexes de filtres à faible puissance	
III.1 INTRODUCTION.....	69
III.2 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES FILTRES MICRO-ONDES....	70
III.2.1 MOYENS DE CONCEPTION DE FILTRES HYERFREQUENCES.....	70
III.2.2 METHODES NUMERIQUES	71

III.2.2.1 METHODE DES DIFFERENCES FINIES.....	72
III.2.2.2 METHODE DES LIGNES (MoL).....	72
III.2.2.3 METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF).....	73
III.2.2.4 METHODE DES MOMENTS (MoM).....	74
III.2.2.5 COMPARAISON DES METHODES DE MODELISATION EM.	74
III.3 CIRCUITS RESONNANTS RADIOFREQUENCES ET MICROONDES.....	75
III.3.1 INTRODUCTION.....	75
III.3.2 ÉQUIVALENCE ENTRE UN TRONÇON DE LIGNE ET UNE INDUCTANCE OU UN CONDENSATEUR.....	76
III.3.3 LIGNE QUART D'ONDE COURT CIRCUITEE A UNE EXTREMITE SANS PERTES	77
III.3.4 LIGNE QUART D'ONDE OUVERTE A UNE EXTREMITE.....	78
III.3.5 REALISATION D'INDUCTANCES, CONDENSATEURS ET CIRCUITS RESONANTS	78
III.3.5.1 INDUCTANCE SERIE.....	78
III.3.5.2 INDUCTANCE PARALLELE.....	79
III.3.5.3 CAPACITE PARALLELE	79
III.3.5.4 CAPACITE SERIE	79
III.3.5.5 REALISATION DE CIRCUITS RESONANTS OU ANTI- RESONANTS.....	80
III.4 STRUCTURES RESONNANTES BLINDEES	80
III.5 MODELISATION ET CONCEPTION DE FILTRE PASSE-BAS	85
III.5.1 PROCEDURE DE CONCEPTION.....	85
III.5.2 CONCEPTION DU FILTRE MICROONDE PASSE BAS DANS LA BANDE WiFi.....	88
III.6 FILTRES MICROONDES PLANAIRES ACCORDABLES	93
III.6.1 INTRODUCTION.....	93
III.6.2 DEFINITION	93

III.6.3 DISPOSITIFS MICROONDES ACCORDABLES.....	93
III.6.3.1 EXEMPLE D'APPLICATION.....	93
III.6.4 TECHNOLOGIES UTILISEES POUR REALISER L'ACCORD.....	95
III.6.5 FILTRE COUPE BANDE ACCORDABLE MULTICOUCHE A LIGNES MICRORUBAN.....	95
III.7 FILTRE SUPRACONDUCTEUR.....	103
III.7.1 INTRODUCTION.....	103
III.7.2 FILTRE COUPE BANDE MICRORUBAN HTS.....	103
III.8 CONCLUSION.....	105
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE III-.....	106

Chapitre IV : Résultats de structures complexes de filtres à haute puissance

IV.1 INTRODUCTION.....	110
IV.2 TECHNOLOGIE COAXIALE.....	110
IV.2.1 LIGNE COAXIALE A CONDUCTEUR EXTERNE CARRE.....	111
IV.2.2 APPLICATIONS AUX FILTRES.....	111
IV.3 PARAMETRES EM DES LIGNES COAXIALES CARREES.....	112
IV.3.1 LIGNES COAXIALES CARREES.....	112
IV.3.1.1 LIGNE COAXIALE CARREE A CONDUCTEUR INTERNE CIRCULAIRE.....	113
IV.3.1.1.1 RESULTATS NUMERIQUES.....	113
IV.3.1.1.2 DERIVATION DES MODELES ANALYTIQUES.....	114
IV.3.1.2 LIGNE COAXIALE CARREE A CONDUCTEUR INTERNE CARRE	117
IV.3.1.2.1 RESULTATS NUMERIQUES.....	117
IV.3.1.2.2 DERIVATION DES MODELES ANALYTIQUES.....	118
IV.3.1.2 APPLICATIONS A LA CONCEPTION DE COUPLEURS BRANCH-LINE DE TYPE MEMS ET FONCTIONNANT A 60 GHz.....	120

IV.4 FILTRES ULTRA LARGE BANDE (ULB) HAUTE PUISSANCE	124
IV.4.1 DEFINITION	124
IV.4.2 REALISATION	124
IV.4.3 DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE	126
IV.4.4 ANALYSE ET CONCEPTION D'UN NOUVEAU FILTRE ULTRA LARGE BANDE HAUTE PUISSANCE	127
IV.4.4 .1 CABLES COAXIAUX RECTANGULAIRES	127
IV.4.4.2 RESOLUTION NUMERIQUE	128
IV.4.4.3 FILTRE ULTRA LARGE BANDE UTILISANT DES CABLES COAXIAUX	129
IV.4.4 .3 ANALYSE ET CONCEPTION PAR LA MEF	130
IV.5 CONCLUSION	134
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE IV-	136
CONCLUSION GENERALE	139
LISTE DES TRAVAUX	142

RESUME:

Les filtres sont des dispositifs passifs ayant pour but de sélectionner, éliminer ou séparer des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes, d'où les appellations de filtres passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande.

Ils peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments et dispositifs passifs, comme cela est le cas dans les multiplexeurs ou démultiplexeurs utilisés en télécommunication. Ils sont aussi utilisés dans les circuits actifs tels que les amplificateurs, les mélangeurs, etc....

Plusieurs structures de lignes couplées entre elles sont employées pour concevoir des filtres micro-ondes.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la proposition, à la caractérisation et à la conception d'une panoplie de structures de filtres de formes très complexes (du point de vue géométrie) homogènes et inhomogènes d'une part et à la recherche de moyens pour réaliser des filtres micro-ondes accordables en fréquences d'autre part.

Dans un premier temps, nous avons conçu et réalisé notre nouvelle structure de filtre coupe bande accordable en fréquences en technologie planaire multicouche et à diaphragmes métalliques, ce qui constitue notre première contribution pour la littérature scientifique.

Notre deuxième contribution réside dans la proposition d'une nouvelle structure de filtre passe bande Ultra Large Bande (ULB) réalisée à partir de lignes coaxiales carrées couplées et à conducteurs internes carrés pour des applications hautes puissances en télécommunications.

MOTS CLES:

Hyperfréquences; Filtres planaires; Filtres coupe-bande; Filtres passe-bande; Filtres accordables; Nouvelle topologie de filtre; Synthèse de filtre accordable en fréquence; Technologie multicouche; Technologie coaxiale; Filtre coaxial.

ملخص:

المرشحات هي أجهزة سلبية مصممة لتحديد أو نقل أو فصل الإشارات في نطاقات ترددية مختلفة، حيث أسماء مرشحات: مرشح ترددات منخفضة، مرشح ترددات عالية، مرشح تمرير النطاق و مرشح إيقاف النطاق. يمكن استخدامها في تركيبية مع العناصر الأخرى والأجهزة السلبية، كما هو الحال في أجهزة الإرسال المستخدمة في الاتصالات السلكية واللاسلكية. كما أنها تستخدم في الدوائر النشطة مثل مكبرات الصوت، خلاطات، الخ.... وتستخدم العديد من الهياكل خطوط مزدوجة لتصميم مرشحات الموجات الدقيقة. في هذا العمل، سوف ندرس الاقتراح، وتوصيف وتصميم مجموعة متنوعة من الهياكل المرشحات المعقدة الشكل (من حيث الهندسة) متجانسة وغير متجانسة من جهة والبحوث وسائل لأداء مرشح ترددات الميكروويف الانضباطي من جهة أخرى. كخطوة أولى، قمنا بتصميم وتنفيذ بنية مرشح جديد ذا تردد الانضباطي باستعمال تكنولوجيا مستو متعددة الطبقات هذه التكنولوجيا توفر أداء كهربائي متميز.

مساهمة ثانية من اقتراحاتنا تتمثل في اقتراح هيكل جديد لمرشح تمرير النطاق ذو نطاق واسع جدا مصنوع من خطوط الموصلات المحورية مربعة الشكل ذات ناقلات داخلية مربعة لاستعمالات الطاقة العالية في مجال الاتصالات.

كلمات المفاتيح:

الموجات الدقيقة - مرشح مستو - مرشح إيقاف النطاق - مرشح تمرير النطاق - مرشح الانضباطي - طوبولوجيا تصفية جديدة - تحليل مرشح انضباطي التردد - تقنية متعددة الطبقات - تكنولوجيا محوري - مرشح محوري.

ABSTRACT:

The filters are passive devices designed to select, remove or separate signals in different frequency bands, where the names of low-pass, high-pass, band-pass and band-stop filters.

They can be used in combination with other elements and passive devices, as is the case in multiplexers or demultiplexers used in telecommunications. They are also used in active circuits such as amplifiers, mixers, etc....

Several structures of line coupled together are used to design microwave filters.

In this work, we are interested in the proposition, the characterization and the design of a variety of filter structures having complex shapes (in terms of geometry), homogeneous and inhomogeneous.

As results we have designed and implemented a new structure of tunable band-stop filter using multilayer planar technology which constitutes our first contribution for the scientific literature.

Our second contribution is the proposition and the realization of a new structure of Ultra Wide Band-pass filter using coupled coaxial lines with square inner conductors convenient for high power applications in telecommunications.

KEYWORDS:

Microwave; Planar filters; Band-stop filters; Band-pass filters; Tunable filters; New filter topology; Design of tunable filter; Multilayer technology; Coaxial technology; Coaxial filter.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis de nombreuses années, le domaine des hyperfréquences connaît une évolution constante. L'une des tendances les plus importantes est le passage, amorcé au début des années 60, des technologies " classiques " (type guide d'onde) aux technologies plaquées (microruban coplanaire, ...). Ces dernières présentent l'avantage de pouvoir être fabriquées suivant les techniques très précises et bon marché des circuits imprimés. De plus, ces technologies planaires se prêtent particulièrement bien à la réalisation et à la miniaturisation des circuits passifs et actifs micro-ondes pour de faibles puissances. Le développement de ces techniques a débouché sur la production industrielle de dispositifs en technologie hybride et de composants MIC (Microwave Integrated Circuits) ou MMIC (Monolithic MIC), dans lesquels les circuits passifs (type lignes de transmission) et les éléments semi-conducteurs (transistors et diodes) sont intégrés sur le même substrat semi-conducteur (Silicium ou Arséniure de Gallium principalement).

Grâce à ces avancées technologiques, l'utilisation des micro-ondes, jusque là destinée à des applications militaires (radars, contre-mesures,...) a pu être étendue à différents domaines, traditionnels d'abord (télévision par satellite, radars de mesure de vitesse, systèmes d'alarme,...), évolués ensuite (communications et navigations par satellites, mesures industrielles, contrôle du trafic aérien, radiométrie, contrôle des processus industriels, médecine), voire embarqués (radar anti-collision,...).

Actuellement, les communications avec les mobiles (téléphonie,...) représentent le secteur d'activité le plus important pour les micro-ondes. Cette extension des réseaux terrestres et satellitaires (constellation de satellites basse altitude) est orientée à la fois vers des applications professionnelles mais aussi vers les particuliers. De plus, l'utilisation de circuits numériques à haute vitesse pour les communications large-bande et les ordinateurs à vitesse d'horloge très élevée orientent les micro-ondes vers le domaine des technologies numériques.

D'une manière générale, le développement croissant des micro-ondes vers des applications grand public génère trois contraintes quasi-indissociables :

- les bandes de fréquence disponibles demandent à être utilisées de manière optimale et les applications doivent être séparées de manière sélective pour éviter toute interférence, la miniaturisation de la plupart de ces dispositifs grand public impose la conception de systèmes

compacts, légers et de petite taille, ce qui génère des problèmes de compatibilité électromagnétique,

- ces produits sont destinés à une large diffusion, ce qui fait de la limitation des coûts de production la contrainte principale.

La combinaison de ces différentes contraintes dirige les chercheurs vers une intégration du plus grand nombre de fonctions. La méthode la plus connue est l'utilisation des lignes de transmissions uniformes mises en cascade.

Les filtres micro-ondes passifs représentent une partie très importante des systèmes de télécommunications modernes: systèmes embarqués sur satellite, systèmes de téléphonie mobile, etc...

La technologie des filtres microondes a fait ces preuves que ce soit du point de vue conception et miniaturisation que sur le plan d'utilisation de matériaux spécifiques et ce afin d'atteindre de meilleurs réponses du point de vue sélectivité, facteur de qualité et accordabilité en fréquence.

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

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

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

Le premier chapitre de ce manuscrit est consacré à l'introduction de la notion du filtrage. Nous présenterons ensuite un état de l'art sur les principales technologies des filtres microonde.

Le deuxième chapitre est consacré dans un premier temps à un rapide rappel des différentes architectures de lignes de propagations qui constituent les éléments de base de plusieurs topologies de filtres distribués.

La deuxième partie présente les différentes topologies de filtres les plus couramment utilisées depuis les filtres à éléments localisés jusqu'aux filtres totalement distribués.

La première partie du troisième chapitre présente un état de l'art des différentes méthodes numériques pour concevoir des filtres micro-ondes. Nous avons montré les points forts et les points faibles de chaque méthode numérique, ce qui nous a permis de choisir la méthode et le logiciel les plus adéquats pour la modélisation de nos structures planaires.

La deuxième partie de ce chapitre, concerne la conception et l'analyse de certaines structures de filtres de forme très complexes (en général) en se basant sur la théorie du filtrage.

Comme la réalisation de filtres micro-onde passe bande ou stop bande se base sur l'association de structures résonnantes élémentaires, nous présentons en premier lieu l'analyse et la simulation de structures résonnantes élémentaires blindées miniaturisées en technologie microruban. Ces dernières utilisent un substrat diélectrique de permittivité relative 10, d'épaisseur 0.254mm et un blindage de hauteur égale à 1.254mm.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressés à une structure de type passe bas utilisant une structure à une seule couche de substrat diélectrique et des rubans. En suivant sa méthode de conception décrite dans ce chapitre, nous avons pu réaliser un programme général sous C++ Builder (ADMFilters : Analysis and Design of Microstrip Filters) permettant la conception et la simulation rapide des trois types de filtres : passe bas, passe haut et passe bande selon les deux lois de Tchebyshev et de Butterworth.

La troisième partie, est dédié à la modélisation et la simulation du filtre coupe bande multicouche, à rubans asymétriques et à diaphragmes métalliques. Une modification de la valeur de l'ouverture de la demi-largeur de notre structure va nous permettre la conception d'un filtre coupe bande accordable en fréquences dans la plage [1796-1852] MHz. Notre nouvelle structure de filtre accordable en fréquences peut être réalisée sans difficultés majeures et avec une construction mécanique simple et de faible coût.

Enfin, nous terminons ce chapitre par la présentation de nos résultats de conception et de simulation d'une structure de filtre de type coupe bande microruban à bande étroite, supraconducteur à haute température (HTS). Notre filtre ainsi conçu fonctionne dans la bande de fréquences qui s'étale de 1750 à 1790 MHz.

Le dernier chapitre traite le développement de formules analytiques précises pour la ligne coaxiale carrée à conducteurs interne : circulaire et carré. Nos expressions présentent une erreur relative inférieure à 1.5%, ce qui montre la bonne précision de nos modèles analytiques que nous avons proposés. Ces lignes sont utilisées pour concevoir un filtre passe-

bas de fréquence de coupure de 1.3 GHz d'une part et pour concevoir un coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz.

Dans la dernière partie de ce chapitre, notre intérêt s'est porté sur la proposition d'une nouvelle topologie de filtre passe-bande à Ultra Large Bande basée sur l'utilisation de lignes coaxiales carrées couplées et à conducteurs internes carrés pour des applications hautes puissances en télécommunication.

Les conclusions de ce travail ainsi que les perspectives sont abordées dans la conclusion générale de cette thèse.

Enfin, nous devons signaler que les résultats présentés dans cette thèse ont fait l'objet d'au moins cinq publications internationales et plusieurs communications internationales dans le domaine de recherches.

CHAPITRE I
ETAT DE L'ART DU FILTRAGE
MICROONDE

I.1 INTRODUCTION

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 [I.1].

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.2-3]. Pour la conception de filtres en général et les filtres micro-ondes en particulier, le lecteur se référera aux références [I.1], [I.4-7].

La conception de filtre est en général divisée en deux grandes parties : la synthèse et la mise en œuvre technologique. La synthèse du filtre nous permet d'identifier la topologie du circuit de filtrage et de définir les valeurs (impédances, longueurs électriques) des éléments constitutifs du filtre en rapport avec les caractéristiques électriques à atteindre (bande passante, fréquence, niveau de réjection, etc.). Cette étape constitue alors le point de départ de la mise en œuvre technologique.

En effet, en fonction de la gamme d'impédances réalisables, de la faisabilité technologique et de la facilité d'implémentation, tant de la fonction elle-même qu'au niveau de l'intégration système, le concepteur choisira la technologie d'implantation. Dans le cas où cette technologie est imposée on s'interdira alors l'utilisation de certaines topologies.

Dans ce premier chapitre, nous situons, dans la première partie, le rôle du filtre et le principe de filtrage.

Dans la deuxième partie, nous présentons les éléments de synthèse des filtres micro-ondes.

Dans la troisième partie, nous présentons quelques technologies de filtres dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences.

I.2 PRINCIPE GENERAL DU FILTRAGE HYPERFREQUENCE

I.2.1 DEFINITION ET ROLE DES FILTRES MICRO-ONDES

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en termes de pertes, de transmission et de réflexion. Il atténue certaines composantes d'un signal sur une bande de fréquence et en laisse passer d'autres dans une autre bande de fréquence appelée bande passante [I.8].

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 [I.1].

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.1], [I.9]

Le rôle du filtre dans les systèmes est fondamental puisqu'il s'agit de débarrasser un signal utile de toutes les composantes parasites, qui peuvent être assimilées à du bruit. Ce bruit, très important dans les systèmes de télécommunications, peut provenir de sources diverses. Il peut être externe, c'est-à-dire, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal à bruit, qui définit le rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. D'un autre point de vue, les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres, et de ce fait, une bonne séparation de ces signaux est nécessaire.

Enfin, selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème. Dans ces deux cas, on fait appel à des techniques de filtrage [I.10-12]

I.2.2 GABARITS DE FILTRAGE

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer ou sélectionner le signal sur une bande de fréquences. Autrement dit c'est l'action de séparer les composantes utiles (bande passante) des composantes parasites (bandes atténuées) dans le spectre d'un signal. La connaissance

du spectre de fréquences composant le signal utile permet de définir le gabarit du filtre idéal. Ainsi le dispositif filtrant est défini par son gabarit.

Suivant la position de la bande passante et des bandes atténuées dans la réponse en fréquence, les filtres peuvent être classés en quatre catégories:

- les filtres passe-bas (figure I.1(a)) qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence f_c (appelée fréquence de coupure),
- les filtres passe-haut (figure I.1(b)) qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure f_c .
- les filtres passe bande (figure I.1(c)) qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites f_1 et f_2 .
- les filtres coupe bande (figure I.1 (d)) qui sont les circuits duaux des filtres passe bande.

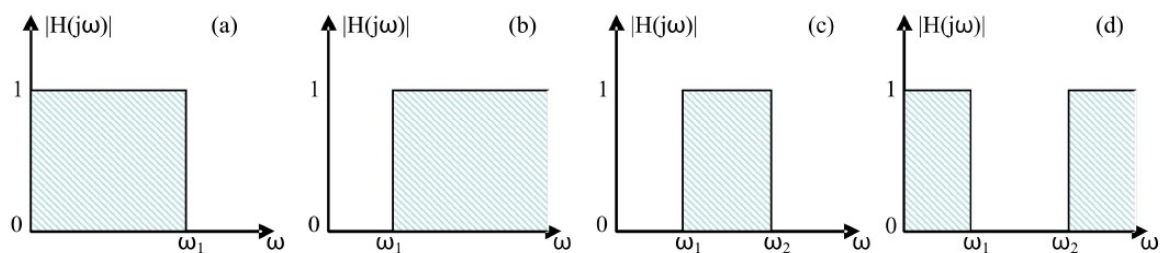


Figure I.1 : Gabarit des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d).

$H(j\omega)$: est la fonction de transfert du filtre.

La caractéristique d'un filtre passe-bas idéal est qu'il possède un affaiblissement nul dans la bande passante afin de préserver la puissance du signal utile et infini dans la bande atténuée afin d'éliminer les signaux parasites. Le temps de propagation de groupe (TPG) d'un filtre passe-bas idéal est identique pour toutes les composantes spectrales, autrement dit afin d'éviter toute distorsion du signal transmis, le déphasage dans la bande passante est linéaire [I.12].

Un tel filtre dont le gabarit en fréquence présenté sur la figure I.1 (a) est pratiquement irréalisable [I.4], [I.13]. En effet, la réalisation d'un tel filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [I.14]. De plus, l'amplitude et la phase ne sont pas liées par la relation de Bayard-Bode [I.1], [I.4], [I.12], [I.15]. Nous sommes donc contraints d'effectuer des approximations de la fonction d'amplitude du

filtre. De cette manière, nous ne pouvons que nous approcher des réponses des filtres illustrées dans la figure I.1.

I.3 ELEMENTS DE SYNTHÈSE DES FILTRES MICRO-ONDES

Dans cette section, sont rappelées quelques notions théoriques essentielles de synthèse des filtres micro-ondes à l'aide des éléments répartis constitués de ligne de transmission ou de guides d'ondes métalliques. La synthèse des filtres fait appel à deux méthodes [I.16-18] : la méthode des paramètres image et la méthode de perte d'insertion [I.19-20].

I.3.1 METHODE DES PARAMETRES IMAGE

La méthode des paramètres image a été développée dans les années 1930 [I.18]. Elle est basée sur l'étude des propriétés des réseaux élémentaires en termes de fonctions de transfert et les impédances de leurs images [I.5], [I.19-21]. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle est basée sur l'hypothèse que le filtre est fermé par les impédances d'images alors qu'en pratique, le filtre est le plus souvent fermé par des résistances pures. Par conséquent, un nombre de facteurs de correction et de réseaux d'adaptation deviennent indispensables pour assurer le bon fonctionnement du filtre final. De plus, beaucoup de problèmes de conception de filtre ne peuvent pas être résolus par cette méthode avec un minimum d'éléments de circuit, voire même impossible [I.20-21].

I.3.2 METHODE DES PERTES D'INSERTION

La méthode des pertes d'insertion est basée sur le calcul des caractéristiques prédéfinies des filtres qui sont composés par des éléments de circuits qui sont linéaires, passifs, localisés et finis. Cette méthode est largement employée de nos jours, présente l'avantage de prendre en compte le gabarit du filtre normalisé passe-bas. Elle est à la base de plusieurs logiciels de conception assistée par ordinateur (CAO) [I.18].

Cette méthode, qui est la méthode principale présentée dans ce rapport, est la méthode la plus utilisée pour la conception des filtres [I.5-6], [I.19], [I.21-22].

Premièrement, dans la méthode des pertes d'insertion, la réponse d'un filtre est représentée par sa fonction d'atténuation, qui a pour forme :

$$P_{pr} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (I.1)$$

Exprimée en fonction de la pulsation ω où M et N sont des polynômes réels. Cette fonction de perte d'insertion sera assimilée à des fonctions d'approximations qui sont physiquement réalisables, par exemple les fonctions Butterworth, Tchebychev, etc.

Dans un second temps, un prototype de filtre passe bas, composé d'éléments localisés capacitifs et inductifs est défini. La conception de tous les types de filtre (passe bas, passe haut, passe bande ou coupe bande) sera basée sur ce prototype passe bas, pour lequel quelques transformations nécessaires seront effectuées (transformation d'impédance et de fréquence). Les deux schémas possibles du prototype du filtre passe bas sont présentés dans la figure 1.2. Ils sont composés alternativement par les capacités parallèles et les inductances séries. L'ordre du filtre (n : pair ou impair) imposera le nombre de composants du prototype (capacités et inductances). En général, les éléments (g_n) du circuit du filtre prototype sont normalisés par rapport à l'impédance de source ($g_0 = 1$) et à la pulsation de coupure ($\omega_c = 1$). Dans la plupart des cas, l'impédance de charge est supposée égale à l'impédance de source (ce qui est le cas ici) d'où $g_{n+1} = g_0 = 1$.

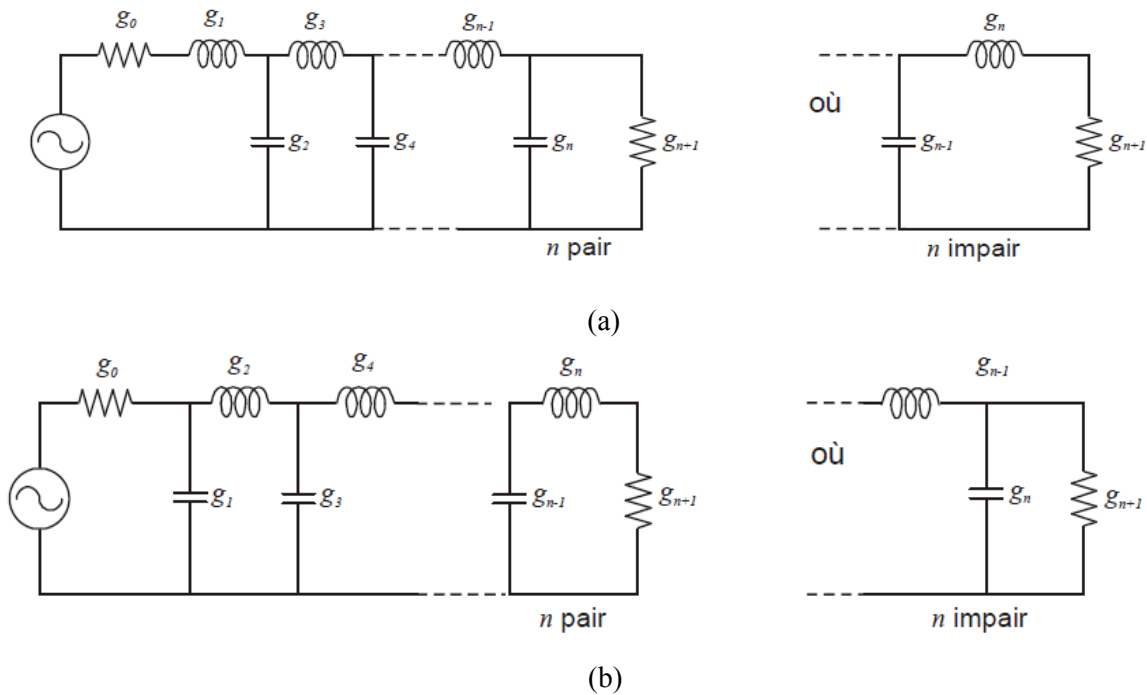


Figure I.2 : Circuits prototype du filtre passe bas : (a) commençant par une self série
(b) commençant par une capacité Parallèle.

La conception des filtres suit donc les étapes illustrées dans la figure I.3 :

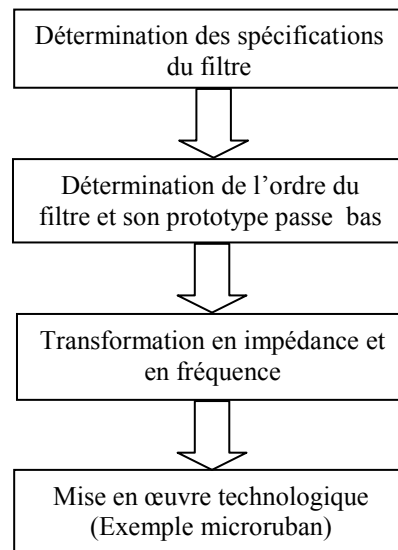


Figure I.3 : Etapes de conception des filtres

I.3.3 RAPPELS DES NOTIONS DE SYNTHÈSE DES FILTRES À ÉLÉMENTS LOCALISÉS

Nous rappellerons dans cette section quelques notions sur la synthèse des filtres à éléments localisés, conçus pour des gammes de fréquences inférieures à 1GHz. Ici, nous nous limiterons au cas des filtres passifs pour lesquels la puissance transmise à la sortie du filtre est inférieure à la puissance à l'entrée du filtre.

Le gabarit d'un filtre passe bas réel conçu à partir d'éléments localisés se présente donc comme le montre la figure I.4.

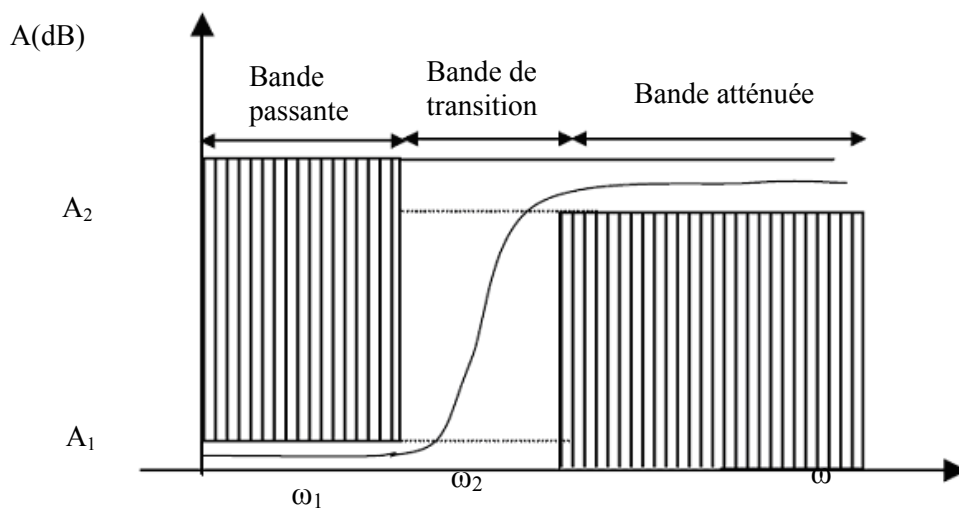


Figure I.4: Gabarit d'un filtre passe-bas réel conçu à partir d'éléments localisés (A représente l'atténuation du filtre, en dB)

avec :

A_1 : Perte d'insertion dans la bande

A_2 : Niveaux de rejection dans la bande atténuée

Comme on le voit sur cette figure, contrairement au filtre idéal, un filtre réel possède une bande de transition entre les bandes passante et atténuée. Aussi, suivant les spécifications, plusieurs approximations mathématiques ont été développées pour approcher au mieux le module ou la phase de la fonction de transfert du filtre passe-bas idéal. Pour atteindre une fonction de filtrage réalisable, un certain niveau d'atténuation (respectivement de transmission) dans les bandes passantes (respectivement stoppées), ainsi qu'une bande de transition entre les bandes passante et stoppée sont tolérées pour les approximations en amplitude. Ainsi, à chaque application de filtrage, un cahier de charge est associé comportant les spécifications définies par un gabarit.

I.3.3.1 APPROXIMATION EN AMPLITUDE DE BUTTERWORTH

L'approximation de Butterworth est l'approximation la plus simple. Ce type de filtre ne présente aucune ondulation dans la bande passante, mais en contrepartie, il offre une mauvaise réjection hors bande. Cette dernière peut être améliorée par une augmentation du nombre de pôles, mais elle reste cependant moins bonne que celle des autres types de filtres. Elle est utilisée dans le cas des faibles pertes d'insertion [I.11].

Elle est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB)

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right) \quad (I.2)$$

qui correspond à la réponse en amplitude du coefficient de transmission:

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right)^{-1} \quad (I.3)$$

Avec $\omega_c = 2\pi f$ est la pulsation de coupure. A noter que : quand $\omega = \omega_c$, $A = 3$ dB, ou $S_{12dB} = -3dB$ (Puisque $S_{12dB} = 20 \log_{10} |S_{12}|$)

La figure I.5 illustre la réponse en transmission de la fonction pour différentes valeurs de n .

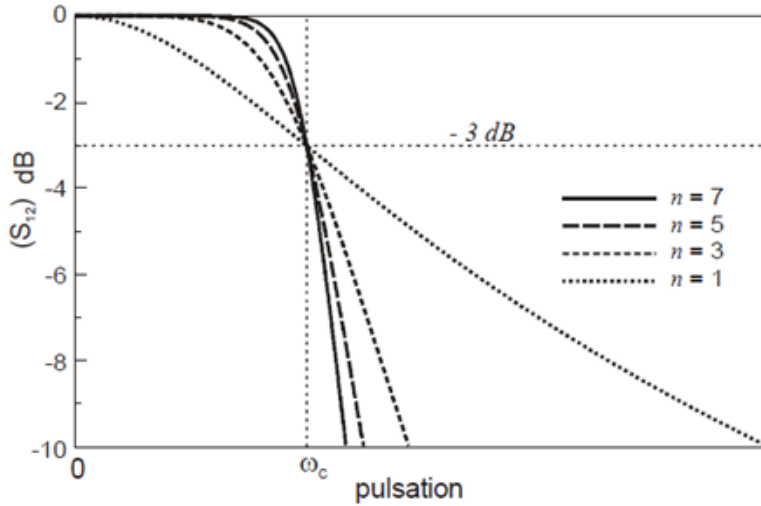


Figure 1.5: Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n .

A titre d'exemple, pour la conception d'un filtre passe bas dont les spécifications sont données par la figure I.4, on détermine l'ordre n nécessaire. D'après (I.2),

$$\text{à } \omega_1 : \quad \left(\frac{\omega_1}{\omega_c} \right)^{2n} = 10^{\frac{A_1}{10}} - 1 \tag{I.4}$$

$$\text{à } \omega_2 : \quad \left(\frac{\omega_2}{\omega_c} \right)^{2n} = 10^{\frac{A_2}{10}} - 1 \tag{I.5}$$

$$\text{d'où :} \quad \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^{2n} = \frac{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}{10^{\frac{A_2}{10}} - 1} \tag{I.6}$$

La résolution de l'équation (I.6) nous donnera une valeur réelle pour n . Nous choisirons donc comme ordre du filtre le premier entier supérieur ou égal à cette valeur de n . Les éléments constitutifs g_k d'un filtre normalisé passe-bas de la figure I.2 se calculent aisément à partir des formules classiques de récurrence suivantes [I.4-5], [I.16], [I.18].

$$g_k = 2 \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) \quad k = 1 \text{ à } n \tag{I.7}$$

I.3.3.2 APPROXIMATION EN AMPLITUDE DE TCHEBYCHEV

Les filtres Tchebychev tolèrent une légère ondulation dans la bande, mais possèdent une meilleure réjection que le filtre Butterworth. L'approximation de Tchebychev est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB):

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + \xi^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (I.8)$$

qui correspond à la réponse en amplitude du coefficient de transmission :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \left(1 + \xi^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right)^{-1} \quad (I.9)$$

avec T_n est le polynôme de Tchebychev défini par :

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos(x)), & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arg} \cosh(x)), & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (I.10)$$

et ξ est définie par le choix du niveau d'ondulation (A_m) par

$$\xi = \sqrt{10^{\frac{A_m}{10}} - 1} \quad (I.11)$$

La figure I.6 illustre la réponse en transmission de la fonction de Tchebychev pour différentes valeurs de n . Sa réponse possède aussi une ondulation d'amplitude dans la bande passante.

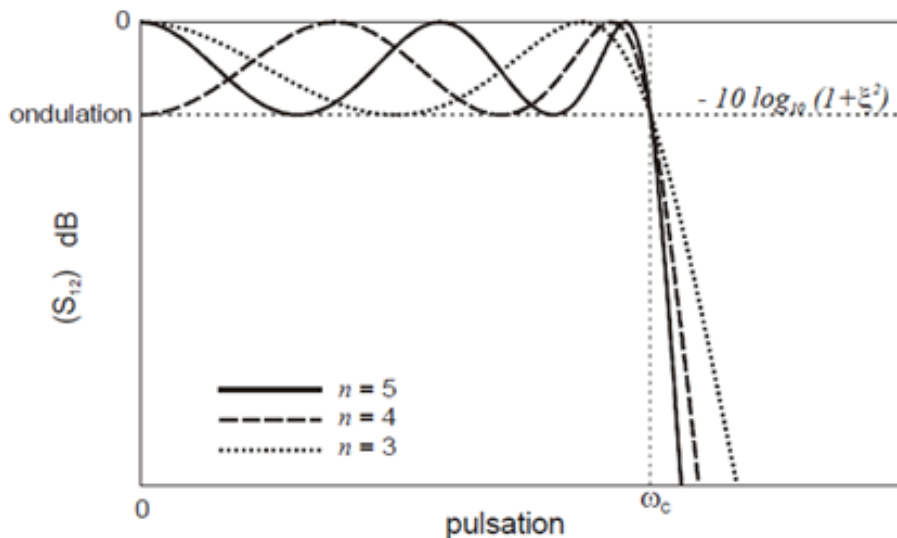


Figure I.6: Réponse en transmission de la fonction de Tchebychev pour différentes valeurs de n .

Il est possible d'obtenir des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter l'ordre du filtre.

Les filtres de Tchebychev sont caractérisés par l'acceptation d'une ondulation, ou bien en bande passante ou bien en bande atténuée. Dans le premier cas, on parle de filtres de Tchebychev de type 1 ou directs, dans le second, de filtres Tchebychev de type 2 ou inverses.

Pour déterminer les paramètres g_k , il faut d'abord chercher l'ordre n qu'il nous faut à partir des spécifications données, avant d'utiliser les équations suivantes :

$$g_1 = \frac{2}{\eta} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (\text{I.12})$$

$$\eta = \sinh\left[\frac{1}{n} \arg \sinh\left(\frac{1}{\xi}\right)\right] \quad (\text{I.13})$$

$$g_k g_{k+1} = \frac{4 \sin\left[\frac{2k-1}{2n} \pi\right] \sin\left[\frac{2k+1}{2n} \pi\right]}{\eta^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right)} \quad k = 2, \dots, n \quad (\text{I.14})$$

Un exemple de calcul pour trouver n est comme suivant (pour les spécifications de la figure I.4) :

Soit l'ondulation (A_m) est fixée. Nous pouvons donc déterminer les valeurs de ξ et A_1 . Puisque $\omega_1 = \omega_c$, nous avons donc d'après (I.8):

$$10 \log_{10} \left[1 + \xi^2 T_n^2\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right) \right] = A_1 \quad (\text{I.15})$$

$$\rightarrow T_n\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right) = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi} \quad (\text{I.16})$$

et puisque $\omega_2 > \omega_1 = \omega_c$, par la définition de T_n (I.10),

$$T_n\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right) = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi} = \cosh\left(n \arg \cosh\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)\right) \quad (\text{I.17})$$

$$\rightarrow n \arg \cosh\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right) = \arg \cosh\left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi}\right) \quad (\text{I.18})$$

$$\rightarrow n = \frac{\arg \cosh \left(\sqrt{10^{10} - 1} / \xi \right)}{\arg \cosh \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \quad (\text{I.19})$$

On choisira alors n le premier entier supérieur ou égal à la valeur donnée par l'équation (I.19).

I.3.3.3 APPROXIMATION EN AMPLITUDE ELLIPTIQUE

L'approximation d'Elliptique se caractérise par une équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée [I.19], [I.21-23]. De plus, elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique qui permettent d'atteindre un bon niveau de sélectivité pour un ordre de filtre restreint.

Bien que ces filtres soient performants, ils sont plus délicats au niveau de la conception et de l'implémentation physique [I.11]. Une présentation complète sur la théorie des fonctions elliptiques est donnée dans la référence [I.11], [I.24].

I.3.3.4 TRANSPOSITIONS DE FREQUENCE ET D'IMPEDANCE A PARTIR DU GABARIT PASSE-BAS

Tous les filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande peuvent être obtenus à partir de filtre passe-bas normalisé via des transformations de fréquence [I.19], [I.23]. En effet, un filtre passe-bas est constitué de deux éléments : inductance et capacité. Donc, les réseaux LC des filtres (passe-haut, passe-bande, coupe-bande) se déduisent du prototype passe-bas par une simple transformation en impédance et en fréquence.

I.3.3.4.1 TRANSPOSITION EN IMPEDANCE

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance et en fréquence pour tous ses éléments g_k , on doit dénormaliser ses éléments.

La dénormalisation en impédance se fait tout simplement en multipliant les g_k représentant les selfs en série par la résistance de charge R_0 et en divisant les g_k représentant des capacités parallèles par R_0 . Cette dénormalisation en impédance est illustrée par la figure 1.7 [I.19-20].

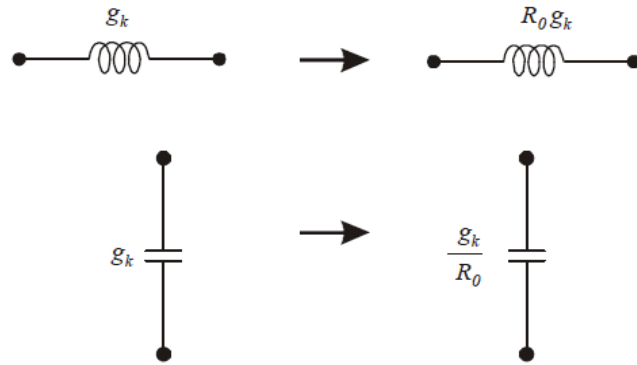


Figure I.7 : Transformation en impédance

Pour pouvoir créer des filtres passe haut, passe bande ou coupe bande à partir du prototype passe bas, on doit effectuer la transformation de fréquence.

I.3.3.4.2 TRANSFORMATION PASSE BAS-PASSE HAUT

La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-haut (ω') est définie par : $\omega \rightarrow -\frac{\omega_0}{\omega'}$, ($\omega_0 = 1$)

Dans ces conditions le prototype passe haut se déduit facilement de celui du passe bas. Pour cela, il faut remplacer chaque self par une capacité et réciproquement. Soient les capacités C_k et inductances L_k du prototype passe-bas, alors les valeurs (dénormalisées en fréquence) pour les capacités C'_k et inductances L'_k du filtre passe haut sont calculées par [I.19-20]:

$$C'_k = \frac{1}{\omega_c L_k} = \frac{1}{\omega_c g_k} \tag{I.20}$$

$$L'_k = \frac{1}{\omega_c C_k} = \frac{1}{\omega_c g_k} \tag{I.21}$$

Cette transformation est illustrée dans la figure I.8 :

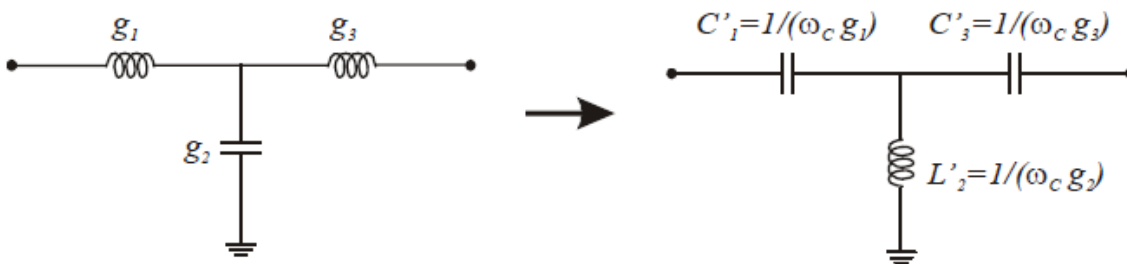


Figure I.8 : Transformation passe bas-passe haut

I.3.3.4.3 TRANSFORMATION PASSE BAS-PASSE BANDE

Le gabarit d'un filtre passe bande est défini par :

- ❖ sa pulsation centrale, ω_0 de la bande passante
- ❖ sa pulsation de coupure basse, ω_1
- ❖ sa pulsation de coupure haute, ω_2

Soit :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (\text{I.22})$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (\text{I.23})$$

Où Δ est la largeur relative de la bande passante.

La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-bande (ω') est définie par : $\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right)$

L'obtention du filtre passe bande à partir du prototype passe bas se fait en deux étapes. Premièrement, les inductances en série doivent être remplacées par un circuit résonant LC en série, avec les valeurs des éléments définies comme suit [I.19-20]:

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \quad (\text{I.24})$$

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta \omega_0} = \frac{g_k}{\Delta \omega_0} \quad (\text{I.25})$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant LC en parallèle, dont les valeurs sont les suivantes [I.19-20]:

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta \omega_0} = \frac{g_k}{\Delta \omega_0} \quad (\text{I.26})$$

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \quad (\text{I.27})$$

Cette transformation en fréquence du filtre passe bas vers le filtre passe bande est résumée par la figure I.9 pour le cas d'un filtre d'ordre 3.

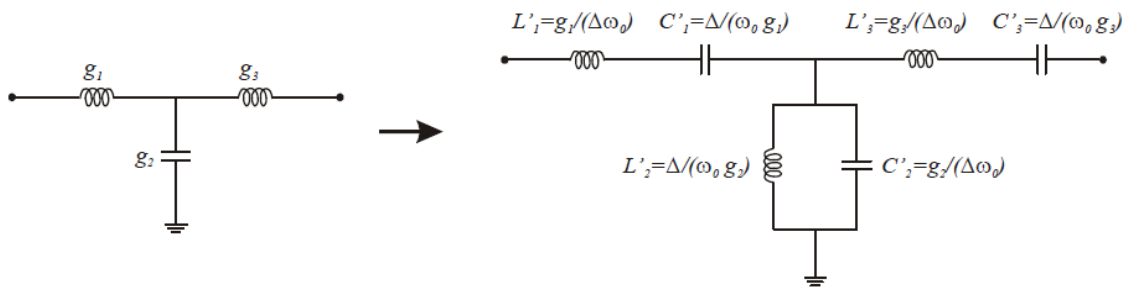


Figure I.9: Transformation en fréquence passe bas-passe bande.

I.3.3.4 TRANSFORMATION PASSE BAS-COUCPE BANDE

Pour le cas de la transformation en fréquence pour le filtre coupe bande, nous utilisons la transformation suivante :

$$\omega \rightarrow -\Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'} \right)^{-1}$$

Pour obtenir le filtre coupe bande, il suffit alors de faire l'inverse du cas du filtre passe bande, où il faut remplacer les inductances par le circuit LC parallèle défini par [I.19-20] :

$$C'_k = \frac{1}{\Delta L_k \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_k \omega_0} \tag{I.28}$$

$$L'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \tag{I.29}$$

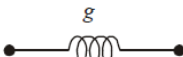
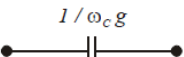
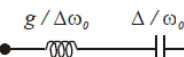
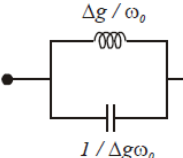
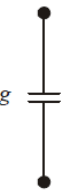

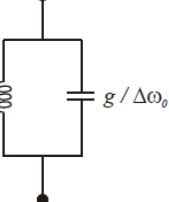
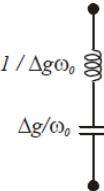
et remplacer les capacités par le circuit LC série défini par :

$$C'_k = \frac{\Delta C_k}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \tag{I.30}$$

$$L'_k = \frac{1}{\Delta C_k \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_k \omega_0} \tag{I.31}$$

Toutes ces étapes de transformation en fréquence peuvent être synthétisées dans le tableau I.1 [I.19]:

Tableau I.1 Transformation en fréquence à partir du prototype passe bas.

Passé Bas	Passé Haut	Passé bande	Coupe Bande
			
			

I.4 MISE EN ŒUVRE DES ELEMENTS DISTRIBUES POUR LE FILTRAGE EN MICROONDE

Les filtres en éléments localisés ne peuvent être implantés directement dans le domaine microonde tant les valeurs des composants sont faibles. En effet, la disponibilité des éléments localisés est très limitée dans cette bande de fréquence très haute. Il est donc nécessaire de faire appel à des éléments distribués pour pouvoir réaliser les filtres en hyperfréquence. Pour cela, plusieurs outils ont été développés afin de pouvoir transformer les éléments localisés en éléments distribués [I.19], [I.23]. Nous présentons quelques un d'entre eux dans la suite. En se basant sur ces outils de transformation, beaucoup de topologies de filtre hyperfréquence ont été proposées pour faciliter l'étape de conception avant de les réaliser selon une technologie choisie.

I.4.1 OUTILS DE TRANSFORMATION DES ELEMENTS LOCALISES EN ELEMENTS DISTRIBUES

I.4.1.1 RESONATEURS QUART D'ONDE, DEMI-ONDE ET LA TRANSFORMATION DE RICHARD

Une ligne de transmission peut être assimilée à un circuit résonant en fonction de sa longueur et sa charge (circuit ouvert ou en court-circuit).

Afin de convertir les éléments localisés en lignes de transmission équivalentes, l'équivalence L, C peut se faire en utilisant la transformation de Richards [I.19], [I.23] :

$$\Omega = \tan(\beta_g l) \tag{I.32}$$

avec la constante de propagation : $\beta_g = 2\pi/\lambda_g = \omega/v_\phi$

où v_ϕ : vitesse de phase.

La transformation de Richard est donc une transformation en fréquence du plan de ω au plan de Ω (plan du prototype passe-bas normalisé). Ainsi :

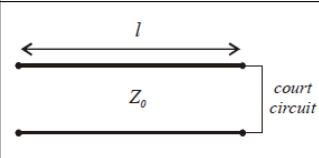
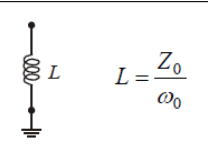
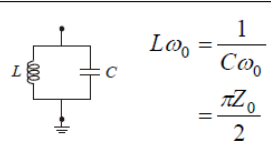
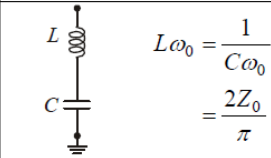
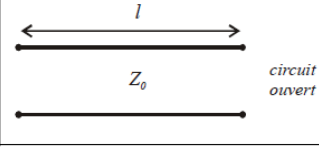
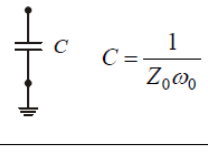
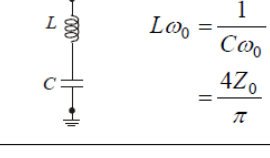
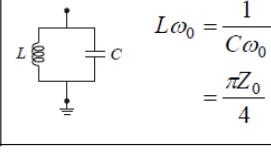
$$Z_L = jX_L = j\Omega L = jL \tan(\beta_g l)$$

$$Y_L = jB_L = j\Omega C = jC \tan(\beta_g l)$$

avec X_L : réactance de L et B_L : susceptance de C

Le tableau I.2 présente un résumé des équivalences issues de la transformation de Richard.

Tableau I.2. Circuits équivalents des lignes de transmission en circuit ouvert et en circuit fermé.

	$l = \frac{\lambda}{8}$	$l = \frac{\lambda}{4}$	$l = \frac{\lambda}{2}$
 <p>court circuit</p>	 $L = \frac{Z_0}{\omega_0}$	 $L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0}$ $= \frac{\pi Z_0}{2}$	 $L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0}$ $= \frac{2Z_0}{\pi}$
 <p>circuit ouvert</p>	 $C = \frac{1}{Z_0\omega_0}$	 $L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0}$ $= \frac{4Z_0}{\pi}$	 $L\omega_0 = \frac{1}{C\omega_0}$ $= \frac{\pi Z_0}{4}$

I.4.1.2 IDENTITES DE KURODA

Les identités de Kuroda sont sans doute l'un des outils de transformation des lignes distribuées les plus utilisés [I.20]. Son principe est d'utiliser des lignes de transmission supplémentaires (élément unitaire) pour faciliter la mise en œuvre des filtres en [I.23] :

- séparant les stubs
- transformant les stubs séries en stubs parallèles
- modifiant les impédances caractéristiques (assurer leur réalisation)

Les identités de Kuroda sont présentées dans la figure I.10 [I.19].

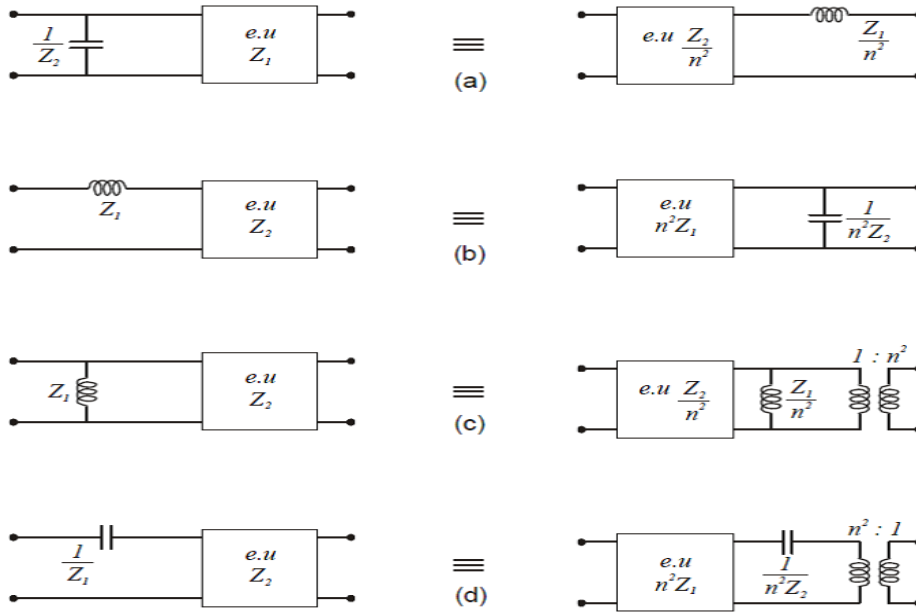


Figure I.10 : Identités de Kuroda avec $n^2 = 1 + Z_2/Z_1$

La définition d'un élément unitaire d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur électrique θ est donnée par la figure I.11 avec sa matrice chaîne :



avec la matrice chaîne
de l'élément unitaire :

$$\frac{1}{\sqrt{1-t^2}} \begin{bmatrix} 1 & Z_0 t \\ t/Z_0 & 1 \end{bmatrix}; \quad t = j \tan \theta$$

Figure I.11 : Élément unitaire

I.4.1.3 LES INVERSEURS D'IMPEDANCE ET D'ADMITTANCE

Un inverseur idéal, qu'il soit d'impédance ou d'admittance, est un quadripôle qui est indépendant de la fréquence. Comme son nom l'indique, un inverseur forme l'inverse de l'impédance ou de l'admittance qui le termine. Ces opérations sont illustrées par la figure I.12 (a) [I.19].

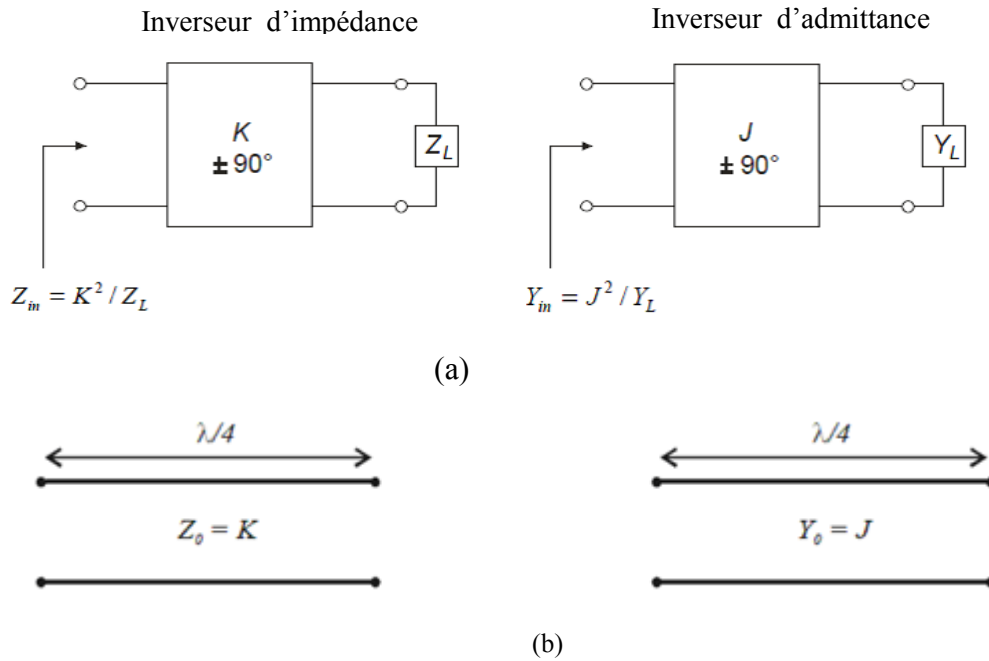


Figure I.12 : (a) Opérations des inverseurs d'impédance et d'admittance
 (b) Exemple de réalisation des inverseurs par des lignes distribuées quart d'onde.

Une des formes les plus simples de l'inverseur est l'utilisation d'une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique K (ou J pour un inverseur d'admittance) (figure I.12 (b)).

Les inverseurs peuvent être utilisés pour transformer les éléments en séries en éléments parallèles et inversement. L'intérêt de ces inverseurs est de développer des prototypes de filtres présentant uniquement un seul type de résonateur (série ou parallèle). En effet, une capacité en parallèle peut être assimilée à une inductance en série fermée sur deux côtés par deux inverseurs d'impédance et une inductance en série peut être remplacée par une capacité en parallèle entre deux inverseurs d'admittance [I.22-23] (figure I.13). Ces propriétés nous permettront de transformer un circuit de filtre en une autre forme qui est plus adaptée à la mise en œuvre des éléments distribués.

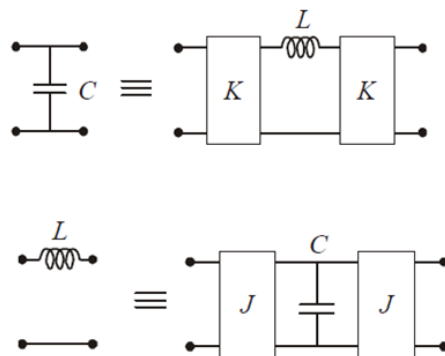


Figure I.13 Deux des propriétés des inverseurs.

I.5 DESCRIPTION DE DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE FILTRES MICROONDES PASSIFS

L'implémentation physique des fonctions de filtrage envisagées au moment de la synthèse des circuits peut être obtenue en utilisant différentes technologies. Chaque technologie aura des caractéristiques, en terme de complexité, de coût et de performances électriques rendant ainsi son utilisation particulièrement adaptée à des applications spécifiques. Nous présentons ici brièvement les caractéristiques principales des technologies les plus fréquemment utilisées pour concevoir des filtres microondes passifs : les technologies volumiques, acoustiques et planaires. C'est cette dernière qui nous intéresse particulièrement puisqu'elle présente des performances électrique remarquables.

I.5.1 FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES

L'utilisation principale des filtres volumiques concerne le filtrage à bande étroite. A température ambiante, ce sont les seuls filtres capables de conduire à de très faibles bandes passantes. De plus, ils présentent une bonne stabilité thermique et tolèrent les signaux de fortes puissances. Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leur réponse, en plus d'être très sélective dans la bande et avec de fortes réjections en dehors, présente très peu de pertes d'insertion.

Les filtres volumiques sont classés en trois catégories : les filtres à résonateurs diélectriques, à guide d'ondes ou à cavités métalliques [I.25].

I.5.1.1 FILTRES A CAVITES METALLIQUES

Ces filtres sont apparus au début des années 1940 [I.11], [I.25]. De forts coefficients de qualité peuvent être atteints (supérieurs à 20 000) conduisant à des bandes passantes relatives de l'ordre de 0,1 % avec peu de pertes.

Afin de diminuer leur poids et leur encombrement, ils sont généralement utilisés suivant des modes duaux [I.26-27], grâce à l'utilisation de cavités hyperfréquences bi-modes. Ces modes duaux ont la particularité de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence. On peut alors créer des filtres à $2n$ pôles avec n résonateurs. Les polarisations du mode dual sont couplées entre elles par l'introduction d'une discontinuité à 45° des axes d'excitation. L'orthogonalité entre ces deux polarisations est alors rompue. Généralement, des vis sont utilisées pour réaliser cette discontinuité [I.27].

Dans la littérature, nous pouvons trouver de nombreux articles [I.25] et [I.28-29]. La figure I.14 présente un tel filtre :

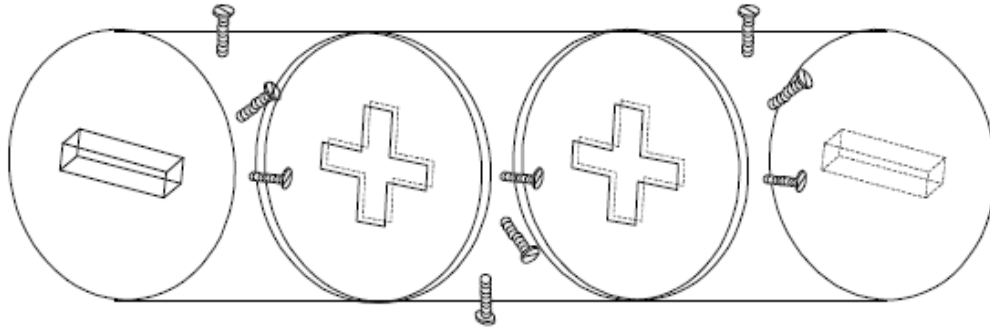


Figure I.14: Filtrage à cavités métalliques cylindriques

En plus de poids et de l'encombrement, l'un des éléments pénalisant de ce type de filtre est la nécessité d'avoir des vis de réglage pour affiner la réponse mesurée. Ces vis permettent néanmoins de retrouver mécaniquement les bons coefficients de couplage inter-résonateurs, ainsi que les fréquences de résonance. Il y a donc une étape supplémentaire à réaliser, une fois le filtre fabriqué [I.25].

I.5.1.2 FILTRES A RESONATEURS DIELECTRIQUES

Cette technologie est apparue vers la fin des années 1960 avec l'utilisation de résonateurs diélectriques en oxyde de Titane (TiO_2) avec de très forts Q_0 (10 000) [I.30]. De plus, la tangente de pertes présentée était très faible ($\text{tg}\delta=10^{-4}$). De nos jours, grâce aux progrès technologiques sur les matériaux, des coefficients de qualité proches de 200 000 peuvent être atteints à la température ambiante sur des résonateurs particuliers [I.11], [I.25], [I.30].

Pour la réalisation d'un filtre, une gaine métallique est utilisée autour des résonateurs pour assurer un blindage et éviter les pertes par rayonnement. Un tel filtre est présenté sur la figure I.15. Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris de réglage [I.25].

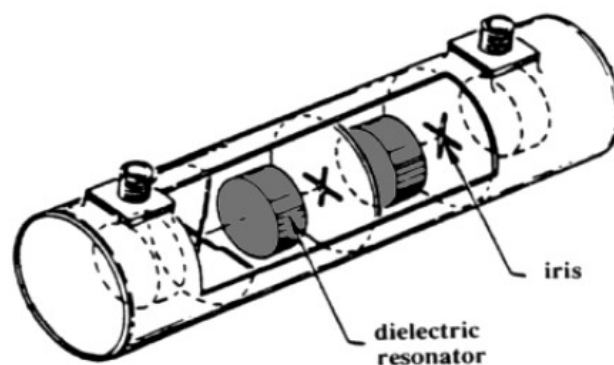


Figure I.15: Filtrage à résonateurs diélectriques

Il existe différentes techniques pour exciter un tel filtre :

- ❖ lignes microrubans,
- ❖ sondes magnétiques ou électriques,
- ❖ guide d'ondes.

De nombreux articles sont disponibles dans la littérature [I.31-32]. Cependant, avec la montée en fréquence des circuits, ces filtres sont pénalisés par les pertes de leurs systèmes d'excitation. De plus, leurs faibles dimensions les rendent difficilement usinables. C'est pourquoi, aux fréquences millimétriques, ils sont utilisés sur leur mode de galeries conduisant à des volumes plus gros avec de meilleures performances [I.33]. Une autre solution consiste à utiliser des résonateurs à modes d'aux pour diminuer l'encombrement total en diminuant le nombre de résonateurs [I.25].

I.5.1.3 FILTRES EN GUIDES D'ONDES

Le filtrage dans les guides d'onde profite des propriétés de propagation et d'évanescence des modes dans les guides : des portions de guide, passantes à la fréquence considérée, sont couplées entre elles par des portions de guide sous coupure (où l'onde ne se propage pas à la fréquence considérée) [I.34-35].

Les filtres quasi-planaires sont un compromis entre les filtres en guides d'onde et les filtres planaires : si les filtres volumiques offrent de bonnes performances, en terme de pertes par exemple, ils sont en revanche moins facilement intégrables dans les équipements complets intégrant habituellement des éléments actifs ou passifs sur circuits imprimés. Le but de ce type de filtre est d'insérer des circuits planaires à l'intérieur du guide afin de bénéficier des avantages des deux [I.35-36].

La figure I.16 présente un exemple du filtre en guide d'ondes à inserts métalliques :

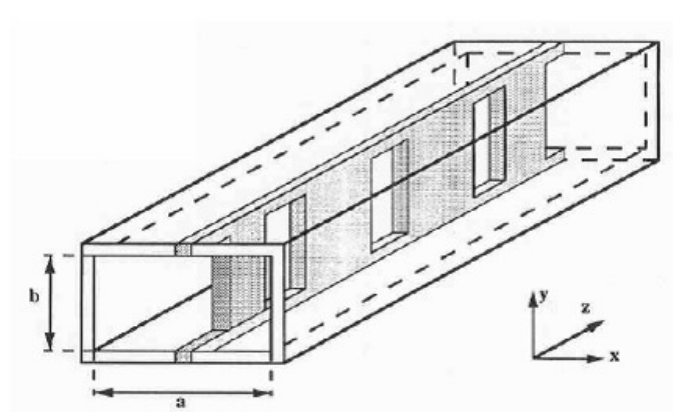


Figure I.16: Filtre à guide d'ondes

Les inserts métalliques placés dans le sens parallèle au champ électrique du mode fondamental assurent la fonction de filtrage. Au niveau des fentes de la lamelle métallique, des réflexions vont se produire, permettant ainsi de sélectionner une bande fréquentielle. L'absence de diélectrique, ainsi que l'utilisation de bons conducteurs, permettent de limiter les pertes [I.25].

I.5.2 FILTRES A ONDES ACOUSTIQUES

Les filtres utilisant les ondes acoustiques se divisent en deux catégories : les filtres à ondes acoustiques de surface ou SAW (pour Surface Acoustic Waves), et les filtres à ondes acoustiques de volume ou BAW (Bulk Acoustic Waves).

Ces filtres utilisent le principe de la piézoélectricité propre à certains matériaux comme le Niobate de Lithium (LiNbO_3). En effet ces matériaux permettent de convertir une oscillation électrique en oscillation mécanique. La transduction inverse permet de récupérer le signal électrique. L'avantage de cette double transduction dérive du fait que les signaux mécaniques se propagent à une vitesse 10^{-5} fois moindre que les signaux électriques, cela se traduit par une réduction très importante du poids et de l'encombrement des résonateurs. De plus de tels filtres sont, de par leur conception, très peu sensibles aux interférences électromagnétiques.

Par contre, les caractéristiques des matériaux utilisés influent fortement sur leur fonctionnement, et le développement de tels dispositifs nécessite des étapes d'ajustement technologiquement complexes. Ces défauts rendent leurs reproductibilités difficiles.

Cependant ces dispositifs, facilement intégrables, sont des concurrents potentiellement prometteurs pour définir des applications multi-standards, notamment pour les systèmes de téléphonie mobile [I.27].

I.5.2.1 LA TECHNOLOGIE SAW

La technologie SAW (Surface Acoustic wave), mise en œuvre dans la décade 1970-1980, est basée sur l'exploitation de l'effet piézo-électrique [I.37-38].

Dans les filtres SAW, ondes électriques sont converties en ondes acoustiques de surface à l'entrée de dispositif par un transducteur interdigité (TID) (ou un couple d'électrodes). Ces ondes acoustiques excitent une cavité acoustique demi-onde formée entre le transducteur et un résonateur ou dans le transducteur lui même. L'énergie est alors couplée à une autre cavité acoustique demi-onde et convertie en onde électrique via un autre TID de sortie [I.39-40]. Le couplage entre deux cavités acoustiques peut s'effectuer selon trois méthodes. Une méthode commune consiste en la génération d'un champ

évanescents entre les deux cavités. On parle alors de «couplage de guide» ou «couplage de proximité». Ces couplages peuvent aussi se faire par l'intermédiaire d'un coupleur multi-rubans ou de cavités colinéaires à l'onde de surface. Un schéma de principe général est représenté à la figure I.17 [I.23].

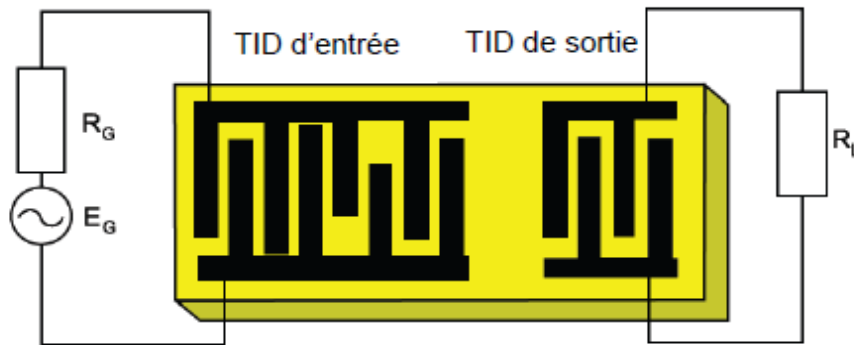


Figure I.17 : Schéma d'un dispositif à propagation d'onde acoustique de surface [I.23]

Plusieurs substrats sont envisageables pour la réalisation de technologies SAW mais le quartz est le matériau le plus utilisé compte tenu de ses performances en température. De même le métal utilisé est généralement l'aluminium pur ou en alliage avec du cuivre.

Grâce à sa petite taille, sa forte réjection et ses faibles pertes, cette technologie est souvent utilisée comme élément de filtrage à l'extrémité des chaînes d'émission/réception des téléphones portables [I.41-42] ou dans les étages à fréquences intermédiaires (FI) des récepteurs de télévision.

Ces techniques sont soumises à certaines limitations pratiques. Parmi ces limitations, nous pouvons citer la limitation en fréquence ($f < 3\text{GHz}$), le coût élevé et la complexité de réalisation [I.43]. De plus, il est souvent nécessaire d'utiliser un réseau d'adaptation entre le dispositif en technologie SAW et les autres éléments du circuit [I.23].

I.5.2.2 LA TECHNOLOGIE BAW

Comme la technologie SAW, la technologie BAW se repose aussi sur l'effet piézoélectrique.

Les filtres BAW sont basés sur l'utilisation de résonateurs à ondes acoustiques de volume, fabriqués à partir du dépôt d'une couche piézoélectrique. Contrairement aux filtres SAW, le principe de fonctionnement des filtres BAW consiste en l'excitation d'ondes acoustiques de volume qui se propagent selon l'épaisseur de leur structure. La fréquence d'opération de ces filtres est donc directement liée à l'épaisseur des résonateurs et non plus

à la largeur des électrodes de transducteurs IDT [I.44]. Classiquement, les filtres en technologie BAW sont constitués d'une couche de matériau piézoélectrique et d'électrodes d'excitation placées de part et d'autre de la couche piézoélectrique, comme illustré dans la figure I.18. L'application d'un champ électrique aux électrodes entraîne l'excitation d'ondes acoustiques qui se propagent dans le volume de la structure. La réflexion de ces ondes sur les parois du résonateur crée les résonances.

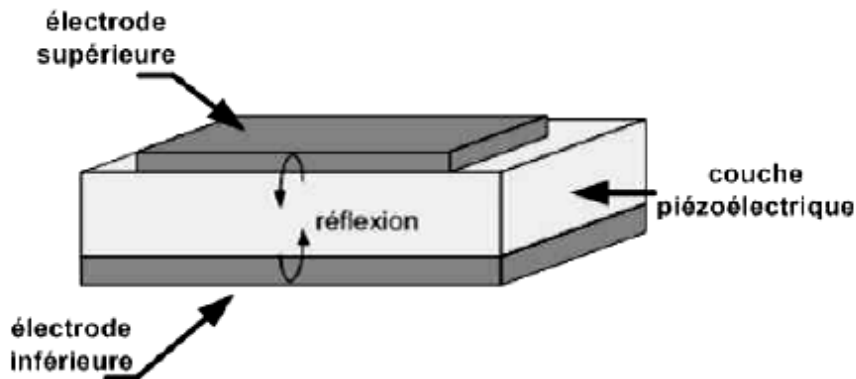


Figure I.18 : Schéma d'un résonateur BAW [I.44]

Par son principe de fonctionnement, la technologie BAW n'est pas limitée en fréquence de fonctionnement car le dimensionnement du résonateur se joue au premier ordre sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique. Certains travaux ont déjà montré la faisabilité de résonateurs BAW à des fréquences comprises entre 6 et 20GHz [I.45]. De plus, la propagation des ondes acoustiques dans le volume permet une meilleure tenue en puissance. Un autre avantage important de la technologie BAW est la possibilité d'utiliser un substrat bas coût tel que le silicium contrairement aux filtres SAW qui requièrent un substrat piézoélectrique. En outre, les procédés de fabrication de dispositifs BAW sont compatibles avec les procédés de fabrication des circuits CMOS et BiCMOS (en termes de contamination et de température) ce qui permet d'envisager la réalisation des chaînes radiofréquence complètement intégrées à coûts réduits.

Les filtres à résonateurs BAW avec une seule couche de matériau piézoélectrique ne permettent pas la conversion entre les modes commun et différentiel. Les filtres BAW empilés à couplage indirect (CRF : Coupled Resonator Filter) permettent de réaliser cette conversion [I.46-47]. Néanmoins, si la réalisation des résonateurs empilés permet la réduction de l'encombrement du filtre, elle augmente la complexité du procédé de fabrication, car le nombre d'étapes technologiques doit être doublé avec deux couches de piézoélectrique et quatre électrodes (figure I.19).

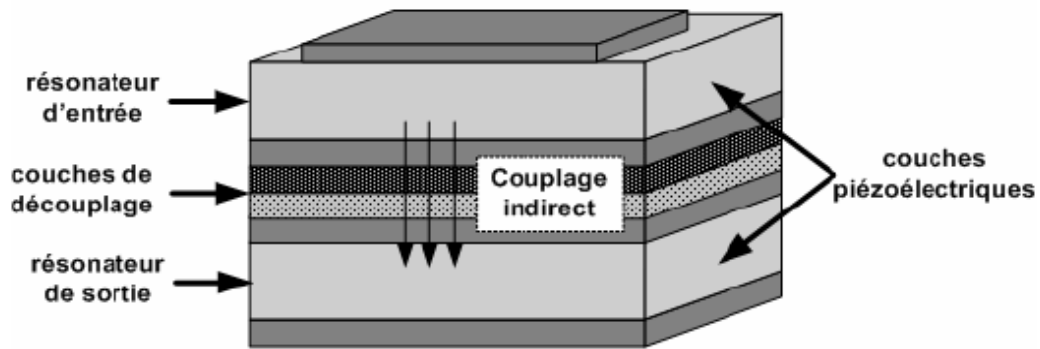


Figure I.19 : Schéma d'un filtre BAW empilé à couplage indirect (CRF) [I.44].

I.5.3 FILTRES MICRO-ONDES PLANAIRES

Dès que le transport de forte puissance n'est pas nécessaire et compte tenu des problèmes d'encombrement et de poids des technologies volumiques, des limitations en fréquence de la technologie SAW, les concepteurs de filtres se sont dirigés vers les technologies planaires.

Les technologies planaires, qui se sont surtout développées au cours de ces dernières années, notamment avec l'avènement des circuits intégrés monolithiques microondes (MMIC) [I.48-49]. Ces technologies sont moins onéreuses et plus compactes et se prêtent bien à des fabrications collectives.

I.5.4 FILTRES UTILISANT DES MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS

L'emploi de la supraconductivité pour concevoir des filtres offre la possibilité de diminuer non seulement leurs tailles et leurs masses, mais également leurs pertes d'insertion. Les technologies utilisant des SHTC (pour Supraconducteur à Haute Température Critique) se positionnent donc comme des concurrentes des guides d'ondes et des cavités traditionnelles.

Le composé SHTC actuellement le plus connu est certainement l'YBaCuO. Les nouvelles technologies de fabrication permettent d'obtenir des films minces de haute qualité avec une température critique de l'ordre de 88 K, une densité de courant critique de l'ordre de $3 \cdot 10^6$ A/cm², une résistance de surface inférieure à 0.5 mΩ à 77K pour une fréquence de 10 GHz et des épaisseurs de dépôts allant jusqu'à 700 nm [I.50].

D'autres composés performants, tel que le TBCCO, sont utilisés pour la réalisation de filtres planaires supraconducteurs (résistance de surface inférieure à l'YBaCuO,

température critique supérieure, mais tenue en puissance moins importante et toxicité de l'une des phases de transition du thalium, le thalium, métal lourd, étant lui-même toxique).

Des filtres hybrides volumiques à résonateur diélectrique (RD) / SHTC constitués de cavités recouvertes d'une couche de SHTC sont déjà utilisés. Ils permettent d'accepter de fortes puissances (plusieurs dizaines de watts). Cependant ces filtres, bien que moins encombrants que leurs semblables en technologie classiques (figure I.20), restent volumineux et nécessitent de ce fait un système cryogénique puissant. Leur principal avantage est de fournir des coefficients de qualité à vide très élevés. Le filtre présenté figure I.20 utilise des résonateurs diélectriques de coefficient de qualité à vide de l'ordre de 10^6 sur le mode TE_{01} à une fréquence de 5.552 GHz et à une température de 80K (Technologie SHTC-saphir-SHTC [I.51]).



Figure I.20 : Comparaison entre la technologie à guides d'ondes et la technologie hybride RD/HTS dans le cas d'un multiplexeur de sortie en bande C [I.52]

Les filtres planaires supraconducteurs sont connus pour leur compacité. D'autre part, les pertes extrêmement faibles des matériaux SHTC permettent de créer des résonateurs planaires aux facteurs de qualité à vide élevés ($Q_0 \approx 10^5$ à 1.95 GHz et 77 K [I.52]), équivalents à ceux des composants volumiques classiques à température ambiante.

Comme tout composé supraconducteur, les films minces SHTC utilisés pour la conception de filtre planaires perdent leurs propriétés supraconductrices dans trois cas :

- Lorsque la température de travail T est supérieure à la température critique T_c .
- Lorsque le courant surfacique circulant dans le film mince est supérieur au courant critique J_c , ce qui se traduit par une limitation en puissance des filtres. Cette limitation en puissance (puissance critique P_c) est propre au filtre et non au composé supraconducteur. En effet, elle dépend de la géométrie des résonateurs, de la bande passante du filtre ainsi que de son nombre de pôles [I.53].

- Lorsque la fréquence de travail est supérieure à une fréquence critique f_c (fréquence de gap du matériau). Cette fréquence, de l'ordre de 700 GHz pour l'YBaCuO, ne sera en aucun cas une limitation pour la réalisation de circuits passifs microondes.

Ces contraintes impliquent une utilisation à faible puissance et un système embarqué de refroidissement performant (cryogénérateur). Les gains en poids et volume par rapport à l'utilisation de filières volumiques classiques sont donc limités à cause de la présence du cryogénérateur. Cependant pour des applications telles que des IMUX (Input Multiplexer) où un grand nombre de filtres est nécessaire, l'utilisation d'un seul cryogénérateur permet d'obtenir des gains en poids et volume conséquents [I.27].

I.6 COMPARAISON DES DIFFERENTES TECHNOLOGIES PRESENTEES

Le tableau suivant présente une comparaison entre les différentes réalisations de filtres hyperfréquences.

Tableau I.3 : Comparaison des différentes technologies de réalisation de filtres hyperfréquences.

	Fréquence de fonctionnement	Coefficient de surtension à vide (Q_0) maximum	Limitations technologiques	Intégrabilité	Poids et volume
Filtres volumiques	1 GHz – 100 GHz	25000 @ 10 GHz	Encombrement, poids, intégrabilité	Mauvais	Important
Filtres planaires	0.5 GHz – 100 GHz	500 @ 10 GHz	Performances électriques limitées	Bonne	Faible
Filtres à ondes acoustiques	1 MHz – 6 GHz	20000 @ 2 GHz	Fortes pertes d'insertions	Très bonne	Très faible
Filtres Volumiques supraconducteurs	1 GHz – 30 GHz	10^6 @ 5.5 GHz & T = 77 K	Encombrement, poids, nécessite refroidissement	Mauvaise	Important
Filtres planaires supraconducteurs	500 MHz – 30 GHz	10^6 @ 2 GHz & T = 77 K	Limitation en puissance, nécessite refroidissement, coût	Bonne	Faible

I.7 CRITERES DE CHOIX TOPOLOGIQUES ET TECHNOLOGIQUE

Le choix d'une topologie et d'une technologie de réalisation d'un filtre dépend des propriétés électriques et des caractéristiques physiques demandées pour son application.

L'ensemble de ces spécifications est réuni dans le cahier des charges. Ces spécifications sont notamment [I.54]:

- De nature électrique :
 - fréquence de fonctionnement du filtre,
 - largeur de la bande passante,
 - ondulation dans la bande passante,
 - isolation par rapport aux autres fréquences transmises,
 - réjection hors bande,
 - pertes dans la bande passante,...
- De natures physiques :
 - encombrement,
 - poids,
 - stabilité mécanique,
 - tenue en puissance,
 - sensibilité à la température.
- Liées aux coûts de conception et de production.

I.8 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous nous sommes intéressés au filtrage micro-onde, qui constitue une fonction essentielle des télécommunications hyperfréquences.

Après une brève présentation des filtres micro-ondes et de leur rôle nous avons présenté les éléments de synthèse des filtres micro-ondes.

Ensuite nous avons, décrit les principales technologies des filtres microondes passifs.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter les principales topologies des filtres planaires, c'est cette dernière qui nous intéresse particulièrement puisque son coût de production est particulièrement attractif pour nombreux marchés aussi bien civils que militaires. Elle regroupe les filtres de type microruban, coplanaire, multicouche, ...etc.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE I-

[I.1] Y. CLAVET

"Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications", *Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Bretagne Occidentale*, Novembre 2006.

[I.2] R. LEVY AND S. B. COHN

"A history of microwave filter research, design and development", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, pp. 1055-1067, September 1984.

[I.3] I.C. HUNTER, L. BILLONET, B. JARRY, AND P. GUILLON

"Microwave filters – applications and technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 794–805, March 2002.

[I.4] J. D. RHODES

"Theory of electrical filters", *John Wiley & Sons*, 1976.

[I.5] L. MATTHAEÏ, L. YOUNG AND E. M. T. JONES

"Microwave filters impedance matching network, and coupling structures", *New-York, Mc Graw-Hill*, 1964.

[I.6] I. C. HUNTER

"Theory and Design of Microwave Filters", *London : The Institution of Electrical Engineers*, pp. 353 (ISBN: 0852967772), 2001.

[I.7] R.J. CAMERON

"General prototype network synthesis methods for microwave filters", *ESA Journal*, vol. 6, pp. 192-206, 1982.

[I.8] R. HAJJ

"Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques », *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes de l'Université de Limoges*, Juillet 2010.

[I.9] 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.10] T. VUONG

"Contribution à l'étude de discontinuités dans les guides d'ondes métalliques creux application aux antennes et aux filtres", *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, Décembre 1999.

[I.11] K. NOURI

"Conception, Réalisation et Caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et SIW Application aux systèmes de communication", *Thèse de Doctorat en Télécommunication de l'Université de Tlemcen*, Décembre 2008.

[I.12] A. NASSER

"Contribution ou développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bande passantes multiples", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Université de Limoges*, Septembre 2008.

[I.13] I. HUNTER

"Theory and design of microwave filters", *IEEE Electromagnetic waves series 45*.

[I.14] J. ORTUSI

"Etude Mathématique des circuits de l'électronique", *Tome II : synthèse des circuits, Ed. Masson*, 1967.

[I.15] M. HASLER, J. NIERYNCK

"Traité d'électricité : Filtres électriques, volume XIV", *Ecole Polytechnique de Lausanne, Ed. Georgi*.

[I.16] R.E. COLLIN

"Foundation of Microwave Engineering Second Edition", *Mc Graw-Hill, Inc* 1992.

[I.17] P. COMBES ET R. CRAMPAGNE

"Circuits hyperfréquences filtres et cavités", *Techniques de l'ingénieur, traité d'électricité*, E 402.

[I.18] L. BOYENGA

"Contribution à la nouvelle formulation variationnelle : Application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes métalliques", *Thèse de Doctorat en Electronique de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, n° d'ordre 2282, Novembre 2005.

[I.19] M. POZAR

"Microwave Engineering, 3rd Edition", *John Wiley & son, In, USA*, 2005.

[I.20] M. K. M. SALLEH

"Contribution à la synthèse de résonateurs pseudo elliptiques en anneau. Application au filtrage planaire millimétrique", *Thèse de Doctorat en Électronique de l'Université de Toulouse*, Octobre 2008.

[I.21] R.SAAL, E. UL BRICH

"On the design of filters by synthesis", *Circuit Theory, IRE Transactions on*, vol. 5, pp. 284-327, 1958.

[I.22] J. S. HONG, M. J. LANCASTER

"Microstrip filters RF/ microwave application", *John Wiley & son, In, USA*, 2001.

[I.23] T. M. VU

"Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordable à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium", *Thèse de Doctorat en Micro-ondes Electromagnétisme et Optoélectronique de l'Université de Toulouse*, Avril 2010.

[I.24] M. CHAWBET

"Filtres micro- ondes à résonateurs diélectrique ", *Thèse de Doctorat de l'université de Limoges*, Juillet 1987.

[I.25] M. CHATRAS

"Filtre micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 72-2003, Décembre 2003.

[I.26] A. E. ATIA and A. E. WILLIAMS

"Narrow bandpass waveguide filters ", *IEEE Tans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, pp. 258-265, Apr. 1972.

[I.27] C. THIBON

"Intégrations et applications de résonateurs fort Q cryogéniques", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, 2009.

[I.28] P.R. KARMEL

"TE011 mode sectorial circular cylindrical cavities filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.28, n°7, pp.695-699, July 1980.

[I.29] U. ROSENBERG, N. HÄGELE

"Advanced multimode cavity filter design using source / load resonance circuit cross coupling", *IEEE Transactions on Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, n°. 12, pp.508-510, December 1992.

[I.30] D. KAJFEZ AND P. GUILLON

"Dielectric resonators", *Vector Fields, Oxford, Mississipi*, 1986.

[I.31] Y. LATOUCHE, D. GASPERONI AND J.J. HERREN

"High power C-band dielectric resonator filters for output multiplexer", *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium*, CD-Rom, 2001.

[I.32] Y.C.M. LIM, R.F.MOSTAFAUI AND D.MIRSHEKAR-SYAHKAL

"Unloaded Q factor of slotted cylindrical ring resonator", *European Microwave Conference*, CD-Rom, 2001.

[I.33] D. CROS, P. GUILLON

"Whispering gallery dielectric resonator modes for W-band devices", *IEEE MTT*, vol.38, n°. 11, pp.1667-1674, November 1990.

[I.34] V. POMMIER

"Etude de filtres microondes à mode de galerie des résonateurs diélectriques", *Thèse de Doctorat de l'université de Limoges*, 2000.

[I.35] VAHLDIECK et W. J. R. HOEFER

" Finline and metal insert filters with improved passband separation and increased stopband attenuation ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 33, n°, PP 1333-1339, December 1985.

[I.36] A. PERIGAUD

"Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches", *Thèse de Doctoraten Electronique des Hautes Fréquences et Optoelectronique de l'Université de Limoges*, n°. 10-2009, Mars 2009.

[I.37] J.W. TAO, H. BAUDRAND

"Multimodal variational analysis of uniaxial waveguide discontinuities ", *IEEE MTT*, vol. 39, pp. 506-516, March 1991.

[I.38] M. BOUSSALEM

" Etude et modélisation de structures de transmission non uniformes applications à l'adaptation d'impédance et au filtrage", *Thèse de Doctorat en Microonde, Electromagnétisme et Optoélectronique de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, n° d'ordre 2504, Juillet 2007.

[I.39] A. COON

"Capabilities and Applications of SAW Coupled-Resonator Filters"
<http://www.rfm.com/products/apnotes/an23.pdf>, December 1990.

[I.40] A. COON

"SAW Filters PCB Layout"
<http://www.rfm.com/products/apnotes/an42.pdf>, 1999.

[I.41] D. PENUNURI, R. KOMMRUSCH, N. MELLEEN

"A Tunable SAW Duplexer", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 361 – 366, 2000.

- [I.42] **N. SHIBAGAKI, N. MATSUURA, K. SAKIYAMA, M. HIKITA**
"An Integrated SAW Antenna Duplexer for EGSMDCS 1 800IPCS Tripleband Cellular Systems", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 391 – 394, 2000.
- [I.43] **T. SENBO**
"Mobile Communication Trends Raise New Challenges for SAW Filters", *AEI*, pp 52-56, February 2002.
- [I.44] **A. A. SHIRAKAWA**
"Etude, synthèse et réalisations de filtres BAW pour applications mobiles", *Thèse de Doctorat en Electronique, de l'Université Bordeaux I*, n° d'ordre 3240, Novembre 2006.
- [I.45] **K. M. LAKIN**
"Thin Film Resonators and Filters », *Proceedings IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 895 – 906, 1999.
- [I.46] **G. G. FATTINGER, J. KAITILA, R. AIGNER AND W. NESSLER**
"Single-to-balanced Filters for Mobile Phones using Coupled Resonator BAW Technology ", *IEEE UFFC Symposium*, pp. 416 – 419, 2004.
- [I.47] **A. A. SHIRAKAWA, J-M. PHAM, P. JARRY, E. KERHERVE**
"Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters Synthesis Methodology", *35th European Microwave Conference, EuMC*, pp. 459 – 462, 2005.
- [I.48] **D. BOURSE**
"Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Mars 1997.
- [I.49] **E. RAMPNOUX**
"Analyse, conception et réalisation des filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale ", *Thèse de Doctorat, en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 7-2003, Mars 2003.
- [I.50] **SOCIETE THEVA www.theva.com**
- [I.51] **Z. Y. SHEN, C. WILKER, P. PANG, W. L. HOLSTEIN, D. FACE ET D. J. KOUNTZ**
"High Tc Superconductor-Sapphire Microwave Resonator with Extremely High Q Values up to 90 K", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, n°. 12, pp. 2424-2432, December 1992.
- [I.52] **B. A. AMINOV, A. BAUMFALK, H. J. CHALOUPIKA, M. HEIN, T. KAISER, S. KOLESOV, H. PIEL, H. MEDELIUS AND E. WIKBORG**
"High-Q Tunable YBCO Disk Resonator Filters for Transmitter Combiners in Radio Base Stations", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, Baltimore, 7-12, pp.363-366, June 1998.
- [I.53] **R. R MANSOUR, B. JOLLET, S. YE, F. S. THOMSON AND V. DOKAS**
"On the Power Handling Capability of High Temperature Superconductive Filters", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, n°. 7, pp.1322-1338, July 1996.
- [I.54] **P. LENOIR**
"Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage microonde complexes", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique*, n° d'ordre 29-2005, Septembre 2005.

CHAPITRE II

PRINCIPALES TOPOLOGIES DE

FILTRES MICROONDES PLANAIRES

II.1 INTRODUCTION

Depuis de nombreuses années, les filtres planaires ont subi d'important développement tant au niveau des topologies adoptées que des méthodes de conception [II.1-2].

Le faible encombrement de ces dispositifs, leur parfaite intégration à l'environnement électronique et leur grande reproductibilité, associée à des coûts de production relativement peu élevés, permettent la réalisation complète d'un système microonde en technologie MMIC et hybride [II.2]. En outre, les outils de simulation, grâce au développement des modèles spécifiques, ont rapidement permis une grande souplesse en termes de simulation et d'optimisation [II.3].

Cependant, ils souffrent de quelques points faibles aux fréquences millimétriques. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer les pertes par rayonnement ou les pertes diélectriques qui augmentent avec la fréquence. De plus, leurs facteurs de qualité restant faibles, ils ne pourront conduire à des filtres ayant une forte sélectivité et des bandes étroites (moins de 1%) [II.4].

Les travaux actuels, par l'adoption de nouvelles technologies (supraconductivité, micro-usinage, multi-couche, suspendue, technologie hybride passif / actif,...) améliorent nettement les performances électriques des filtres planaires et favorisent en plus leurs montées aux fréquences millimétriques.

Ce chapitre se décompose en deux parties.

La première partie est consacrée à un rapide rappel des différentes architectures de lignes de propagations qui constituent les éléments de base de plusieurs topologies de filtres distribués.

La deuxième présente les différentes topologies de filtres les plus couramment utilisées depuis les filtres à éléments localisés jusqu'aux filtres totalement distribués.

II.2 TECHNOLOGIES PLANAIRES

Les structures planaires de propagation d'ondes électromagnétiques sont actuellement pratiquement indispensables dans la conception des dispositifs électroniques micro-ondes. Ainsi, plusieurs types de structures ont été envisagés par les chercheurs et la technologie planaire reste la plus utile puisqu'elle permet une meilleure intégration des composants et donc une diminution de l'encombrement des dispositifs [II.5]. Dans cette partie, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage planaire est menée.

II.2.1 TECHNOLOGIE COPLANAIRE

La technologie coplanaire est constituée d'un plan de masse déposé sur une seule face du substrat. Sur cette même face, le conducteur chaud (ruban métallique) est délimité grâce à deux fentes parallèles (figure II.1) [II.6-7].

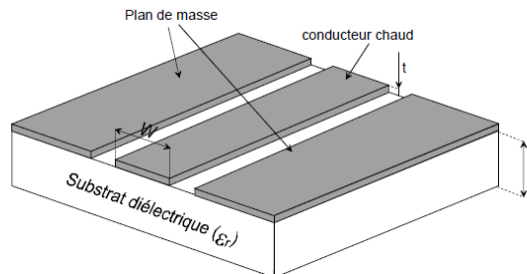


Figure II.1 : configuration d'une ligne en technologie coplanaire

L'intérêt de cette technologie réside dans la compacité des circuits et la facilité de réalisation. En effet, les trous métallisés ne sont pas nécessaires pour réaliser des courts-circuits, et il est possible de reporter facilement des composants discrets, qu'ils soient connectés en série ou en parallèle. Le principal inconvénient de cette technologie est la difficulté à garder un mode TEM sur l'ensemble du circuit. En effet, la présence de deux plans de masse et d'un conducteur pour cette technologie fait apparaître deux modes de propagation possibles, un mode quasi-TEM (impair) recherché et un mode TE (pair) non désiré (figure II.2). Des solutions pour éliminer ce mode parasite existent (pont dans l'air reliant les deux plans de masse), mais elles ne sont pas aisées à mettre en œuvre et ne sont pas toujours efficaces. Le problème de l'optimisation du nombre et de la position des ponts n'est, à notre connaissance, toujours pas complètement résolu à l'heure actuelle [II.8].

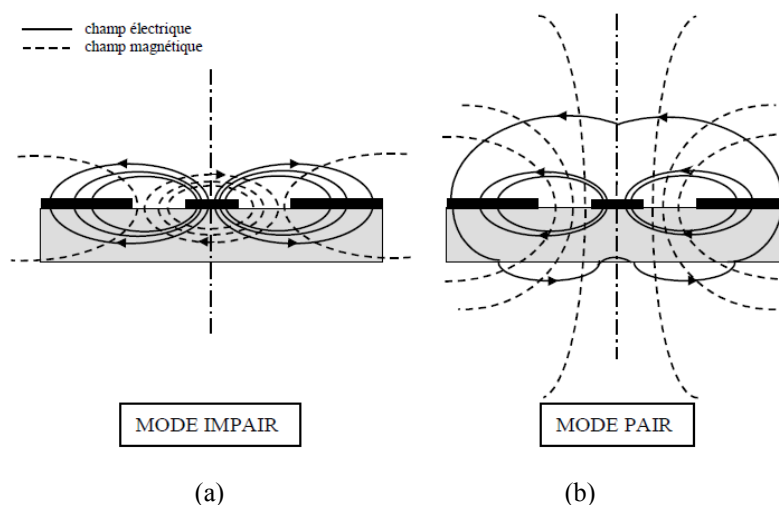


Figure II.2 : Cartes des champs d'une ligne coplanaire pour : (a) mode impair et (b) mode pair.

Par conséquent, il est assez difficile d'avoir des modèles décrivant précisément les phénomènes rencontrés. De ce fait, les bibliothèques des logiciels sont assez pauvres en modèles coplanaires. Cependant, les performances électriques atteintes avec cette technologie sont de l'ordre de grandeur de celles atteintes avec d'autres technologies planaires comme la technologie microruban par exemple.

II.2.2 TECHNOLOGIE TRIPLAQUE

La technologie triplaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat sur les faces duquel sont situés des plans de masse (figure II.3). Cette technologie triplaque peut être symétrique (la ligne de transmission est située à égale distance des deux plan de masse) ou asymétrique (le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre). Comme dans le cas de la technologie coplanaire, il y a trois conducteurs donc deux modes différents peuvent exister, or un seul est exploitable, c'est pourquoi il est nécessaire de relier les deux plans de masse par des trous métallisés afin d'empêcher le mode parasite de s'installer.

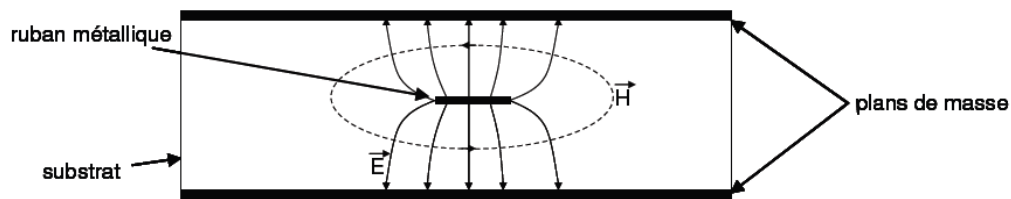


Figure II.3 : Configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie triplaque.

Cette technologie permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Les circuits triplaques sont bien isolés des parasites électromagnétiques grâce aux plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat, de plus, il n'y a pas de pertes par rayonnement.

Les inconvénients majeurs rencontrés par cette technologie concernent les dispersions technologiques qui ont un impact fort sur la réponse électrique en raison de l'immersion totale de la ligne dans le substrat. De plus, le report d'éléments actifs ou tout autre élément discret n'est pas aisé [II.8].

II.2.3 TECHNOLOGIE MICRORUBAN

La technologie microruban occupe de nos jours une place privilégiée dans la conception de circuits micro-ondes passifs tels que les filtres. Il est en effet aisé de concevoir des résonateurs ayant des performances intéressantes et des dimensions réduites

en jouant sur la dimension des lignes. La géométrie d'une ligne microruban est décrite à la figure II.4(a). Elle est composée d'un ruban métallique situé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, le plan de masse étant situé sur la face inférieure. Les lignes de champs électromagnétiques de la ligne microruban sont situées principalement dans le substrat diélectrique et une fraction des champs dans l'air (figure II.4(b)). Le champ dans une ligne micro-ruban n'est pas un champ TEM pur mais constitue une onde TM-TE hybride. Cependant, dans les applications microondes, l'épaisseur du substrat diélectrique est très fine ($t \ll \lambda$), on dit alors que le champ est quasi-TEM.

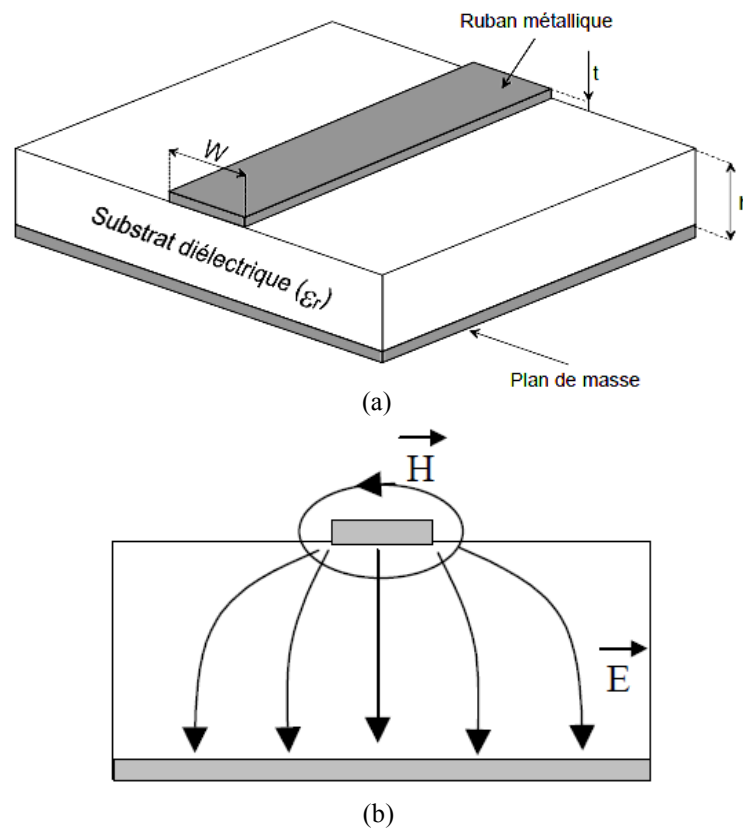


Figure II.4 : (a) Configuration d'une ligne en technologie microruban (b) carte des champs.

Les principaux paramètres qui caractérisent la structure microruban sont la permittivité ϵ_r (choisie souvent élevée pour concentrer le champ électromagnétique et donc réduire les pertes par rayonnement) et les paramètres géométriques W et h (généralement $0.1 \leq W/h \leq 10$).

- W : largeur de la ligne,
- h : épaisseur du substrat et
- t : épaisseur du métal.

II.2.3.1 CARACTERISATION DE LA LIGNE MICRO-RUBAN DANS L'APPROXIMATION QUASI STATIQUE

➤ **Permittivité effective**

Par la méthode de la transformation conforme, Hammerstad en 1975 et Wheeler en 1977 ont établi des formules explicites pour ϵ_{re} . Nous avons utilisé pour nos calculs de permittivité effective les formules de [II.11] :

- Pour $W/h < 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{II.1})$$

ϵ_{re} tends vers ϵ_r quand W/h tend vers l'infini.

- Pour $W/h > 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right] \quad (\text{II.2})$$

ϵ_{re} tends vers $1/2 (1.04 \epsilon_r + 0.96)$ quand W/h tend vers 0.

D'après ces équations ϵ_{re} est fonction croissante du rapport W/h .

➤ **Impédance caractéristique**

De même il est possible de déterminer l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban à partir de la permittivité effective précédente :

- Pour les bandes telles que $W/h < 1$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \quad \Omega \quad (\text{II.3})$$

- Pour les bandes telles que $W/h > 1$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad \Omega \quad (II.4)$$

Les 2 équations précédentes (II.3) et (II.4) sont illustrées par la figure II.5 empruntée à [II.5]. Nous remarquons que l'impédance de la ligne :

- diminue quand le rapport W/h augmente.
- diminue quand la permittivité du diélectrique augmente.

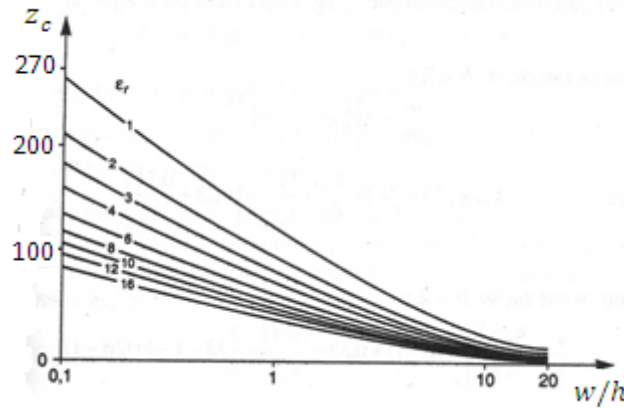


Figure II.5 : Abaque pour le calcul de Z_c en fonction de W/h pour diverses valeurs de ϵ_r [II.5].

II.2.3.2 SYNTHÈSE DE W/h

Les relations dues à Wheeler et Hammerstad permettent de trouver le rapport W/h en fonction de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne.

- Pour $W/h < 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (II.5)$$

Où :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

- Pour $W/h > 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (II.6)$$

Où :

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}$$

Ces expressions fournissent les paramètres géométriques avec une précision de 1%.

Un facteur de correction est introduit, tenant compte de l'épaisseur de métallisation t de la bande, pour recalculer une largeur équivalente W_e , un peu plus grande.

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \frac{2x}{t} \right] \quad (\text{II.7})$$

avec $x = h$ si $W > h/2\pi$

et $x = 2\pi W$ si $h/2\pi > W > 2t$

Globalement, les points forts de la technologie microruban sont une grande simplicité et un faible coût de fabrication, ainsi qu'un mode de propagation bien identifié et facilement modélisable. Aussi, les bibliothèques de modèles sont bien fournies et il est relativement facile de simuler le comportement global de circuits microruban.

Malheureusement, cette technologie microruban présente aussi des inconvénients, parmi ceux-ci, la nécessité de réaliser des trous métallisés pour réaliser la mise à la masse, ainsi que la difficulté à obtenir des forts couplages de proximité et la plage d'impédances caractéristiques accessibles assez réduite sont les points les plus pénalisants. Pour pallier ces derniers inconvénients, la technologie multicouche a été introduite. Nous allons maintenant présenter cette dernière ainsi que la technologie membrane et la technologie HTS.

II.2.4 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 réalisée par micro-usinage volumique du silicium) [II.4]. 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 ($f > 30$ 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 [II.12].

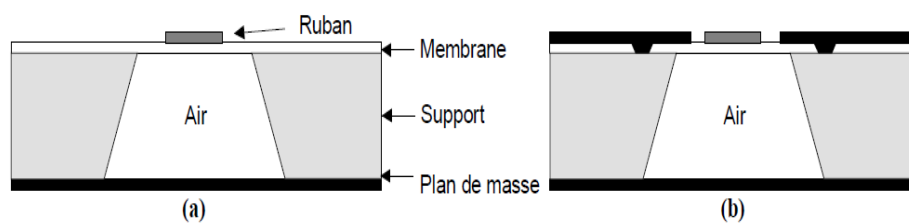
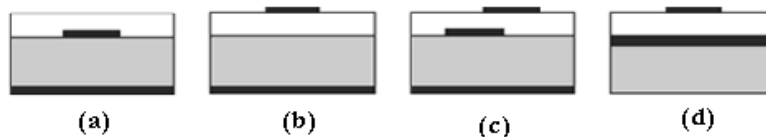


Figure II.6 : Configurations type de la technologie membrane : (a) Microruban et (b) Coplanaire.

II.2.5 TECHNOLOGIE MULTICOUCHE / MULTI-TECHNOLOGIES

Les technologies multicouches/multi-technologies sont composées de différents niveaux de conducteurs et de diélectriques superposés et peuvent être utilisées soit en technologie micro-ruban soit en technologie coplanaire (figure II.7).

Lignes coplanaires multicouches :



Lignes microruban multicouches :

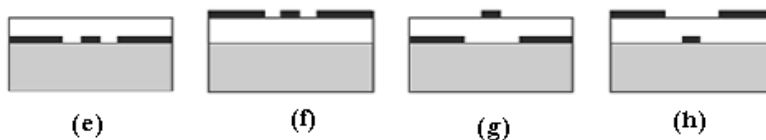


Figure II.7 : Technologies multicouches : (a)-(b) microruban multicouche, (c) lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Thin film microstrip), (e) coplanaire enterrée, (f) coplanaire et (g)-(h) coplanaire multi-niveaux

- L'utilisation de cette technologie offre de nombreux avantages par rapport aux technologies planaires classiques :

- ✓ La possibilité d'utiliser les différentes couches comme support des différents éléments augmente la compacité des systèmes et leur efficacité.
- ✓ Il est possible de réaliser des lignes partiellement couplées sur deux niveaux de métallisation différents afin d'atteindre des niveaux de couplage importants [II.8], [II.12-13].
- ✓ L'utilisation de surcouches diélectriques permet l'égalisation des vitesses de phase entre les modes pairs et impairs des lignes couplées.
- ✓ Une augmentation de la gamme d'impédances synthétisables en combinant des approches lignes micro-rubans sur substrat de faible épaisseur et lignes semi-coplanaires sur substrat de faible permittivité, il est possible d'obtenir des valeurs d'impédance très fortes ou très faible
- Le principal inconvénient de cette technologie est la complexité du processus technologique par rapport aux technologies planaires classiques [II.10].

II.2.6 TECHNOLOGIE SUPRACONDUCTRICE A HAUTE TEMPERATURE CRITIQUE HTS

D'un développement récent, les technologies HTS (High Temperature Superconductor) représentent une solution viable pour réaliser les filtres de petite taille, d'ordre élevé avec de faibles pertes d'insertion. Cette filière technologique est basée sur l'utilisation d'encre supraconductrice pour réaliser les circuits. Elle permet l'amélioration du coefficient de qualité des résonateurs (amélioration des pertes conductrices). Les wafers d'HTS sont constitués de couches supraconductrices situées sur un substrat diélectrique de faibles pertes. Les substrats généralement utilisés sont l'aluminate de lanthane (LaAlO_3 , $\epsilon_r=24$) et l'oxyde de magnésium (MgO , $\epsilon_r=9.5$) [II.14]. Un résonateur demi-onde en technologie microruban réalisé par or (Au) sur un substrat de LaAlO_3 possède un facteur de qualité à vide Q de l'ordre 400, en remplaçant la couche or par la couche HTS, le facteur de qualité atteint 30000.

Bien qu'efficace, cette technologie est soumise à certaines limitations. En effet, la technologie HTS n'est efficace que sous certaines conditions thermiques [II.15] qui ne peuvent être atteintes qu'en présence d'enceintes cryogéniques. Ce dernier point constitue l'inconvénient majeur de ces technologies pour des raisons d'encombrement important. De plus, le HTS a un effet non linéaire lorsque la densité de courant augmente dans le

conducteur. Ceci se traduit par une diminution de la conductivité et, par conséquent, une diminution du coefficient de qualité du résonateur. Cet aspect limite donc l'utilisation des supraconducteurs à des puissances faibles, de l'ordre du milliwatt [II.10].

Les deux dernières technologies seront utilisées pour concevoir dans le chapitre III des filtres coupe bande.

Nous venons de présenter dans cette partie, quelques unes des topologies de filtres planaires les plus utilisées dans le domaine du filtrage microonde. Ces différents types de filtres sont basés sur l'utilisation de lignes planaires, sauf pour les filtres à éléments localisés.

II.3 DESCRIPTION DES DIFFERENTES TOPOLOGIES DE FILTRES PLANAIRES

II.3.1 FILTRES À ÉLÉMENTS LOCALISÉS

On peut considérer un élément comme étant localisé lorsque ses dimensions physiques sont très inférieures à la longueur d'onde, de l'ordre de $1/20^{\text{ème}}$ au moins.

Les filtres à éléments localisés sont des schémas basés sur des circuits basses fréquences qui sont réalisés en hautes fréquences. Ainsi, pour la réalisation de filtres, le constructeur va directement réaliser des selfs ou des capacités. Généralement, les selfs sont réalisées avec des lignes en spirales et les capacités avec des lignes interdigitées [II.4], [II.16-17]. Ils sont très faciles à intégrer avec les composants MMIC mais souffrent de très fortes pertes. Des composants actifs leur sont donc souvent associés pour limiter ces pertes [II.4], [II.18]. La réalisation des filtres à éléments localisés fait appel à des inductances et des capacités qui peuvent avoir respectivement la forme d'une ligne en méandres (figure II.8(a)), de spirale (figure II.8(b)), de deux lignes interdigitées (figure II.8(c)) ou encore de diélectriques séparant la surface métallique « MIM » (figure II.8 (d)).

Bien que les filtres localisés présentent un encombrement réduit, leur faible facteur de qualité (pour les inductances) et le manque de précision dans leur modélisation (la dispersion lors du processus de fabrication) sont leurs principaux inconvénients au-delà de quelques GHz.

Quelques réalisations intéressantes sont néanmoins à considérer. Ainsi par exemple, des filtres Tchebychev ont été réalisés en utilisant des éléments semi localisés [II.17], [II.19] dont la fréquence centrale était 3 GHz avec 4% de bande passante et présentant des pertes d'insertion de l'ordre de 1.5 dB dans la bande. Ces pertes peuvent par ailleurs être compensées par des montages amplificateurs dans le cas de filtre actif mais peuvent être critique pour le filtrage passif.

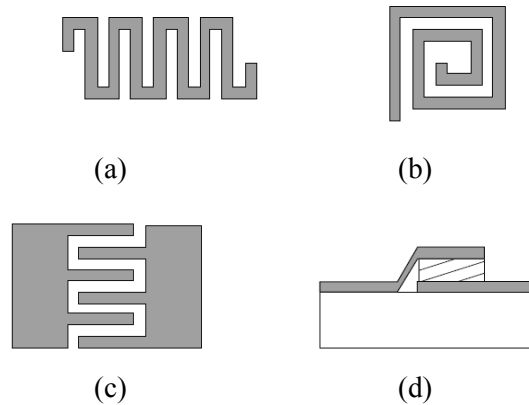


Figure II.8: Composants localisés : Inductances : (a) en méandres (b) en spirale et capacités (c) interdigitées (d) MIM.

En outre, des dispositifs de réglages électriques (asservissement en fréquence) sont nécessaires pour ajuster la réponse du filtre vis-a-vis du décalage en fréquence du aux disparités des caractéristiques des éléments localisés.

Pour des fréquences inférieures à 5 GHz, en alliant des lignes de propagation avec des éléments localisés, plusieurs filtres sont développés [II.20-21]. Pour des applications au filtrage à des fréquences plus élevées, il sera préférable d'utiliser d'autres techniques. En effet, les parasites de ces éléments deviennent plus importants aux fréquences élevées et perturbent donc la réponse du filtre. Ces parasites sont à l'origine des lobes secondaires.

II.3.2 FILTRES A SAUT D'IMPEDANCE

Le filtre à saut d'impédance est un filtre passe-bas qui consiste en une cascade alternant des lignes de transmission de faible et de haute impédance caractéristique. Ces lignes, plus courtes que la longueur d'onde, agissent comme des éléments semi-localisés. En effet, une ligne de haute impédance est équivalente à une inductance série alors qu'une ligne de faible impédance remplace une capacité en parallèle. Le schéma de principe d'un filtre d'ordre 5 est donné sur la figure II.9.

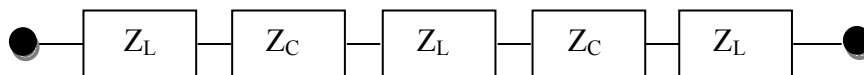


Figure II.9: Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5.

La structure d'un filtre en microruban est donnée sur la figure II.10. Les largeurs des lignes sont fixées par le choix des impédances caractéristiques. Une faible valeur de Z_c assure une meilleure approximation de la capacité localisée. D'une façon similaire, une

valeur importante de Z_L est équivalente à une inductance série localisée mais les contraintes de fabrication deviennent plus fortes et les pertes augmentent.

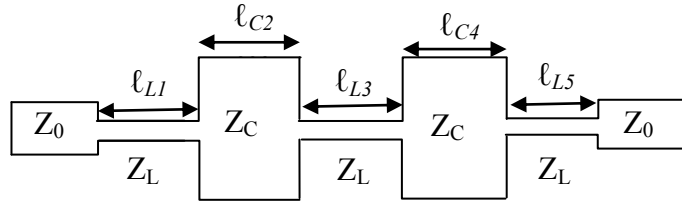


Figure II.10: Structure d'un filtre passe-bas à saut d'impédance en technologie microruban.

Les formules de synthèse basées sur l'approximation des éléments localisés seront détaillées dans le chapitre III pour des fonctions de Butterworth et de Tchebychev.

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

La réalisation de ces filtres se fait avec différentes technologies microruban et coplanaire [II.22-26].

II.3.3 FILTRES A STUBS

II.3.3.1 FILTRES A STUBS CLASSIQUES

Les filtres à stubs utilisent des lignes de longueur $\lambda_g / 2$ ou $\lambda_g / 4$. Cette topologie de filtrage permet d'avoir des structures peu compactes mais à faibles pertes d'insertion. Les stubs peuvent introduire des zéros de transmission qui améliorent la réjection hors bande.

Les filtres à stubs peuvent ainsi être utilisés pour concevoir des filtres passe-bas (figure II.11(a)) et des filtres passe bande (figure II.11(b)).

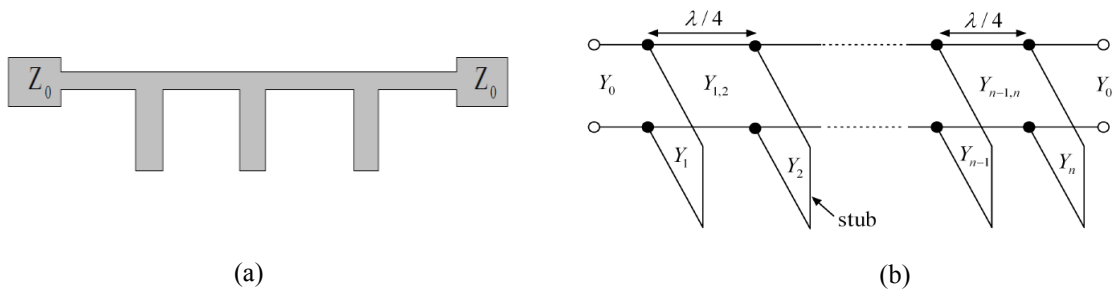


Figure II.11 : Exemple d'un filtre : (a) Passe bas et (b) passe-bande à stubs.

De nombreux filtres sont proposés dans la littérature scientifique en technologie : microruban et en coplanaire [II.27-30]. La figure II.11(a) montre un exemple de réalisation d'un filtre passe bas à stub en technologie microruban. Cette topologie ressemble à celle

d'un filtre passe bas à saut d'impédance. Lorsque l'impédance caractéristique de la ligne utilisée pour réaliser la capacité en parallèle du filtre à saut d'impédance est très faible, la structure physique ressemble plus à des stubs perpendiculaires à la ligne principale. Similaire au filtre passe-bas à saut d'impédance, ce type de filtres à des applications limitées à cause des lobes secondaires et de la faible sélectivité.

Afin de rejeter les lobes secondaires, différentes techniques ont été proposées. L'insertion d'une résistance localisée, détériorant le facteur de qualité en haute fréquence, permet d'élargir la bande de réjection jusqu'à plus de 5 fois la fréquence de coupure tout en augmentant légèrement les pertes d'insertion dans la bande passante [II.27], [II.31]. L'insertion de fentes dans le plan de masse [II.27], [II.32] et le renforcement du couplage capacitif entre les stubs [II.27], [II.33] améliore les performances électriques en termes de suppression des lobes secondaires.

L'exemple de la figure II.11(b) montre un circuit électrique d'un filtre passe bande à stub. Le filtre se compose des lignes de propagation de longueur $\lambda_g/4$ à la fréquence centrale chargés par des stubs court-circuités de longueur $\lambda_g/4$ ou des stubs à circuit ouvert de longueurs $\lambda_g/2$.

La réponse du filtre dépend des impédances caractéristiques de la ligne principale et des stubs. Les équations de conception sont développées dans [II.22]. Les stubs entraînant un (ou des) zéro(s) de transmission augmentent la sélectivité du filtre. Ces filtres constituent de bons candidats pour la réalisation des filtres à large bande passante.

II.3.3.2 LE FILTRE DBR (DUAL BEHAVIOR RESONATOR)

Le résonateur DBR (Dual Behavior Resonator) est une topologie développée au LEST par C.Quendo [II.34]. Cette topologie se compose de deux stubs mis en parallèle à terminaison circuit-ouvert dont les caractéristiques électriques diffèrent soit en terme de longueur électrique soit d'impédance (figure II.12(a)). Ces deux stubs ont des comportements duaux, c'est à dire à la fois passe-bande et coupe-bande. Le comportement coupe-bande vient de deux stubs qui créent deux zéros de transmission à deux fréquences différentes. Le comportement passe-bande est assuré par la recombinaison constructive qui apparaît entre les deux zéros (figure II.12(b)). Le résonateur élémentaire est donc caractérisé par un pôle (la bande passante) et deux zéros de transmission, ces trois paramètres sont totalement indépendants dans le cas général.

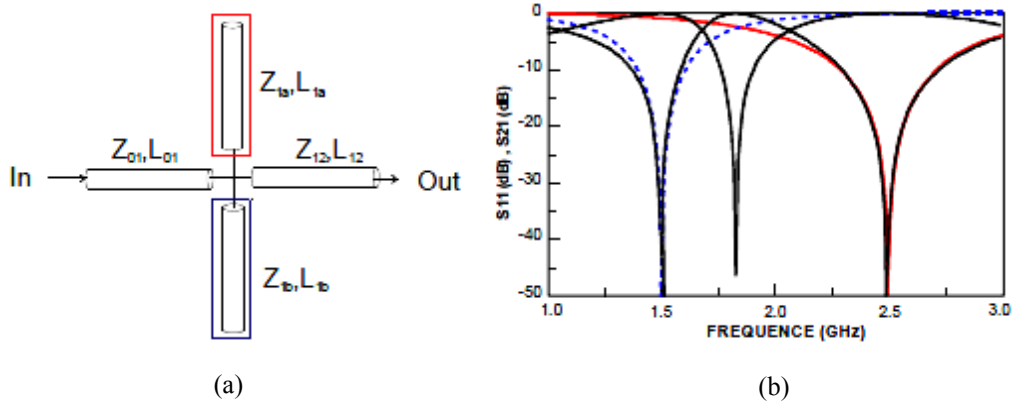


Figure II.12 : Résonateur DBR : (a) topologie et (b) comportement duaux du DBR [II.10].

Un filtre DBR d'ordre n est constitué de n résonateurs (soit $2 \times n$ stubs) reliés entre eux par $(n-1)$ inverseurs quarts d'onde, ainsi que de deux autres inverseurs en entrée et en sortie [II.19]. Dans le cas d'un filtre d'ordre n , la réponse électrique présente n pôles dans la bande passante, n zéros dans la bande atténuée inférieure et n zéros dans la bande atténuée supérieure. La figure II.13 présente deux exemples de filtres du quatrième ordre. Pour les deux exemples, les réponses présentent la même bande passante, cependant les bandes atténuées sont différentes. Dans le premier cas tous les zéros sont confondus tandis que dans le deuxième cas les zéros sont distincts. Cette particularité confère au filtre DBR une grande flexibilité lors de la conception.

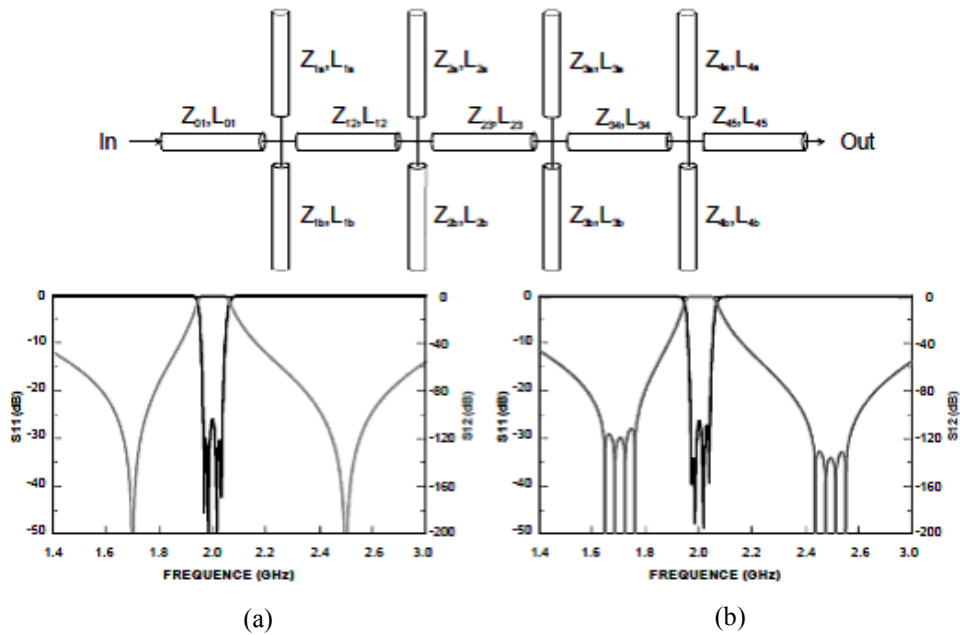


Figure II.13 : Exemples de réponses de filtres DBR : (a) à zéros confondus et (b) à zéros distincts.

II.3.3.3 FILTRES A STRUCTURES PERIODIQUES

Une ligne de propagation d'une longueur infinie périodiquement chargée par des éléments réactifs est dénommée structure périodique (ou « Electromagnetic Band Gap » - EBG). Les motifs périodiques peuvent prendre des formes très diverses suivant la topologie utilisée. Ils peuvent être diélectriques (trous dans le substrat) ou métalliques (motifs dans le plan de masse).

Les structures périodiques ont été étudiées dès l'apparition des radars micro-ondes et ont d'abord été utilisées pour la réalisation d'antennes par Collins et Zucker en 1969 [II.35]. Ensuite, les structures à bandes interdites photoniques (BIP) ont été introduites en 1987 par Yablonovitch [II.36]. Deux ans après, Yablonovitch réalisait la première structure à Bande Interdite Photonique - BIP. La première utilisation des structures périodiques pour des filtres par Radisic et Itoh [II.37] a été présentée en 1998.

La présence périodique d'éléments perturbateurs (souvent des capacités) le long de la ligne de propagation permet d'obtenir une alternance de bandes de fréquence permises et interdites dans la réponse spectrale, d'où des propriétés intéressantes de filtrage. Les caractéristiques des bandes interdites créées varient suivant la forme de la discontinuité utilisée [II.38]. La présence de bandes interdites dans la réponse fréquentielle de ces structures assure une large bande de réjection. Ces lignes possèdent en outre la propriété de propager une onde lente. Cette qualité permet de réduire l'encombrement des filtres réalisés, comme décrit dans [II.9], [II.39-43]. Par contre ces structures sont compliquées à adapter, du fait d'une rupture de nature de propagation entre les accès et la structure périodique. La modification des accès à l'entrée et sortie du filtre (tapérisation) a été introduite pour améliorer l'adaptation dans la bande passante. Cette technique permet en outre d'élargir également la bande de réjection. La « tapérisation » peut être réalisée en modifiant la géométrie de la ligne de propagation [II.44] ou la valeur de l'élément perturbateur [II.40], [II.42].

Plusieurs exemples de filtres sont détaillés dans les articles [II.28], [II.45-50]. On peut souligner que ces lignes de propagation périodiques ont également été utilisées pour la synthèse d'autres dispositifs hyperfréquences tels que les adaptateurs d'impédance [II.51-52], les résonateurs [II.37], [II.45-46] les coupleurs [II.53-54].

II.3.3.4 FILTRES À BASE DE RESONATEURS

Les filtres à base de résonateurs couplés sont bien adaptés pour les faibles bandes passantes, inférieures à 20 % [II.27].

II.3.3.4.1 RESONATEURS DEMI-ONDE

Les filtres en $\lambda_g/2$, comme tous les filtres linéiques, sont des filtres dits distribués car ils utilisent les propriétés des modes associés aux lignes de transmission.

Les résonateurs sont constitués de portions de ligne dont les longueurs correspondent à la demi-longueur de l'onde guidée à la fréquence fondamentale de résonance f_0 du filtre. Des résonances peuvent également apparaître aux fréquences $n f_0$, avec $n = 2, 3, \dots$, bien que de nombreuses études aient été menées pour la suppression de la 1^{ère} harmonique voire la 2^{ème} [II.55-57]. Les topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série, en parallèle et à couplage croisé sont présentées dans les paragraphes suivants.

a) RESONATEURS DEMI-ONDE COUPLES EN SERIE

La figure II.14 présente la topologie de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série. Le couplage qui se fait au niveau des gaps entre deux résonateurs voisins est de nature capacitive. Les valeurs des longueurs de lignes et des susceptances sont données par la synthèse dans [II.22]. La taille et les faibles valeurs des capacités de couplage obtenues avec les gaps constituent la principale limitation de cette topologie. Citons quelques filtres à résonateurs couplés en série [II.58]. L'introduction du couplage inductif dans permet la suppression de la deuxième résonance [II.27], [II.58].



Figure II.14: Topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série.

b) RESONATEURS DEMI-ONDE COUPLES EN PARALLELE

Ces filtres sont constitués de résonateurs demi-onde couplés en parallèle (couplage distribué) (figure II.15) sur la moitié de leur longueur avec les résonateurs adjacents. Ce couplage peut être plus important que le couplage capacitif, et permet ainsi d'obtenir des bandes passantes plus larges. Par ailleurs il permet de réduire la longueur du filtre de moitié par rapport à un filtre à couplage capacitif (au détriment de la largeur). Avec ce type de filtres, les premières remontées parasites (ou lobes secondaires) apparaissent à la fréquence triple de la fréquence centrale. La synthèse de ces filtres a été introduite par Cohn [II.59]. Elle n'est applicable que pour des filtres à bandes passantes relatives inférieures à 20%, car au-delà les couplages nécessaires induisent des gaps difficilement réalisables d'un point de vue technologique. Les équations de synthèse des paramètres

géométriques de cette structure (gap entre les lignes et longueur et largeur des lignes) sont données dans [II.9], [II.22], [II.60].

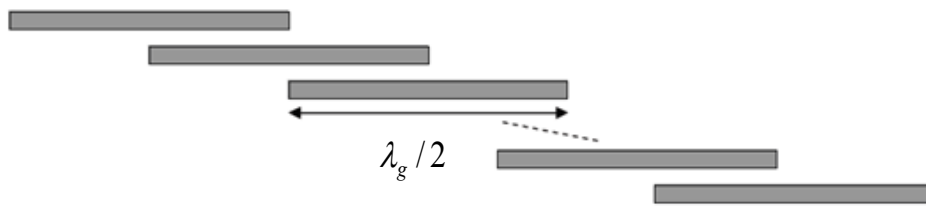


Figure II.15: Topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés en parallèle.

Lorsque l'ordre du filtre augmente, l'encombrement du filtre devient important. Dans le but de miniaturisation, Cristal et Frankel ont replié le résonateur en forme de « U ». Ces résonateurs, connus sous le nom de “Hairpin” [II.61] sont présentées sur la figure II.16. Plusieurs variantes de résonateurs Hairpin miniaturisés ont été proposées. Citons le résonateur chargé par une capacité CMS [II.62] ou interdigitée [II.63]. Des résonateurs couplés en parallèle capables de contrôler la suppression des lobes secondaires sont proposés dans [II.27], [II.62], [II.64].



Figure II.16: Layout d'un filtre à résonateurs en U couplés.

c) FILTRES A RESONATEUR EN BOUCLES OUVERTES (OPEN LOOP)

Les filtres à résonateurs en boucle ouverte (open loop) ont été rendus populaires par les nombreuses études menées par Hong et Lancaster [II.65], synthétisées dans un excellent ouvrage sur les filtres planaires [II.19], [II.60], [II.66]. La figure II.17 montre quelques exemples de boucles ouvertes utilisées.

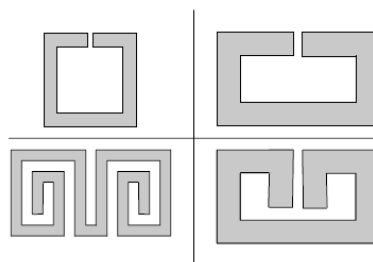


Figure II.17 : Résonateurs en boucle ouverte (open loop).

Quelle que soit la forme du résonateur, la synthèse de filtres bases sur des résonateurs en boucles ouvertes se fait en deux étapes : d’abord la recherche théorique de la matrice des coefficients de couplage à partir du prototype passe-bas du gabarit souhaite, puis la recherche expérimentale par simulations électromagnétiques des couplages entre deux résonateurs en fonction de la distance qui les sépare [II.44]. Enfin, la structure finale sera obtenue par identification de ces résultats. A titre d’exemple, la figure II.18 montre deux trisections avec des résonateurs rectangulaires [II.67].

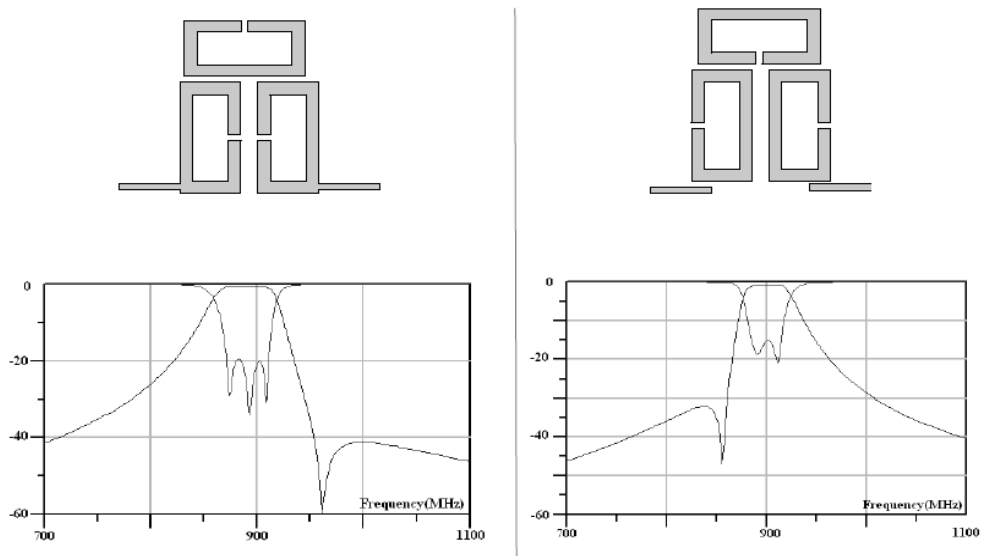


Figure II.18 : Trisections avec des résonateurs $\lambda_g / 2$ rectangulaires.

La figure II.19 montre un autre exemple de filtre à base de résonateurs en boucles ouvertes. Ce filtre à couplage croisé entre résonateurs présente une bonne sélectivité et de faibles pertes d’insertion dans la bande passante. En effet, le couplage croisé permet au signal d’avoir plusieurs chemins entre l’entrée et la sortie du système. Selon le déphasage entre les signaux, des zéros ou des pôles de transmission peuvent être créés [II.19], [II.27].

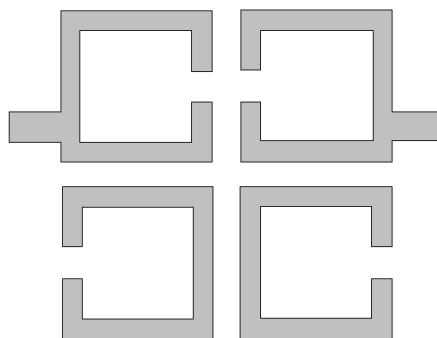


Figure II.19 : Layout d’un filtre à couplage croisé entre résonateurs.

Le calcul de la matrice de couplage et des facteurs de qualité à partir de la fonction de filtrage a été largement utilisé pour la conception des filtres à résonateurs couplés. Les méthodes de calcul rigoureuses des différents types de couplage (couplage capacitif, couplage inductif et couplage mixte) ont été développées pour des résonateurs en microruban dans [II.65], [II.68]. Des résonateurs en U [II.69] et des résonateurs miniaturisés [II.70-71] sont proposés dans le double but de réduire l'encombrement et d'élargir la bande rejetée. Afin d'améliorer la sélectivité, des cascades de quatre résonateurs sont proposées dans [II.27], [II.44], [II.60], [II.69].

II.3.3.4.2 FILTRES A RESONATEURS QUART D'ONDE

Les filtres utilisant des résonateurs quart d'onde ont l'avantage de ne pas résonner naturellement à $2f_0$ ce qui est une qualité indéniable lorsqu'il est nécessaire d'obtenir un comportement satisfaisant sur une large bande ou que des filtres à large bande passante sont requis. Cependant ces filtres présentent également, pour la plupart, un inconvénient majeur : la nécessité de vias. En effet, un résonateur en $\lambda_g/4$ requière généralement un mur électrique à l'une de ses extrémités ce qui est habituellement réalisé par un ou des via(s) relié(s) à la masse. Il en résulte dès lors une sensibilité non négligeable au positionnement des vias [II.72].

Les résonateurs sont constitués de portions de ligne dont les longueurs correspondent au quart de la longueur de l'onde guidée à la fréquence centrale du filtre.

a) FILTRES INTERDIGITES, PSEUDO-INTERDIGITES ET COMBLINE

A la suite de ses premiers travaux sur les filtres à résonateurs $\lambda_g/2$ couplés parallèlement, Matthaei a proposé en 1962 une méthode de conception des filtres interdigités [II.73]. La théorie exacte sur la synthèse de ces filtres a été fournie par Wenzel en 1965 [II.74]. Ces filtres interdigités sont constitués de conducteurs parallèles disposés transversalement entre deux plans de masse (figure II.20).

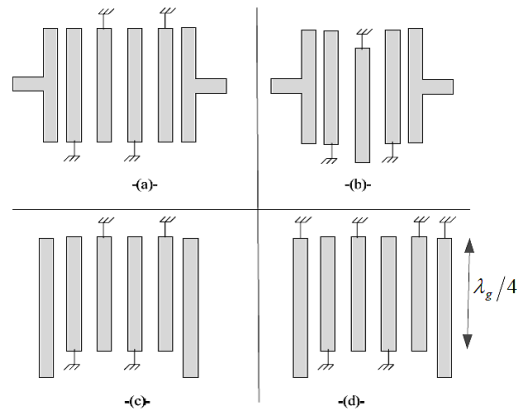


Figure II.20 : Filtres interdigités : (a) filtre interdigité (b) filtre pseudo-interdigité
(c) accès en circuit ouvert (d) accès en court-circuit

Chacun des conducteurs possède une extrémité reliée à un plan de masse et l'autre extrémité non connectée. Les résonateurs ont la même longueur ($l = \lambda_g / 4$). Concernant la configuration des accès, deux possibilités se présentent : dans la première (figure II.20 (c)), les accès sont en circuit ouvert et ils sont pris en compte dans le nombre des résonateurs, ce qui n'est pas le cas de la deuxième configuration (figure II.20 (d)) où les accès sont court-circuités. La deuxième topologie est préférée dans le cas des filtres dont le rapport de bande est supérieur à 30% [66]. Les filtres interdigités présentent l'avantage d'être compacts et faciles à fabriquer. Les gaps relativement importants entre les résonateurs rendent la structure peu sensible aux tolérances de fabrication. Par ailleurs, ces filtres peuvent être accordés en fréquence en insérant des capacités variables. Cependant ils présentent des pertes d'insertion importantes surtout dans les applications à bande étroite, des facteurs de qualité à vide Q_0 très faibles et ils sont limités en puissance.

b) FILTRES COMBLINE

Une variante du filtre interdigité chargé capacitivement est le filtre combliné (en peigne), développé par G.L.Matthaei en 1963 [II.75]. Chaque ligne quart d'onde court-circuitée à l'une de ses deux extrémités est reliée à une capacité à l'autre extrémité (figure II.21), les résonateurs ainsi constitués étant positionnés en « tête-à-tête ». La présence des éléments capacitifs rend la longueur des lignes inférieure à $\lambda_g / 4$. La seconde bande passante se trouve alors autour de la fréquence $2f_0$. Quand la valeur de la capacité de charge augmente, la longueur de la ligne diminue, entraînant donc un filtre plus compact avec une bande de réjection plus importante. Par exemple, si les lignes font $\lambda_g / 8$, la deuxième bande passante aura lieu vers 4 fois la fréquence centrale de la bande passante

souhaitée. En pratique, la longueur minimale du résonateur est limitée par la dégradation du facteur de qualité non chargé et l'importance des valeurs des capacités nécessaires [II.27]. Dans le cas d'une capacité variable le filtre est alors accordable en fréquence [II.19]. Des résonateurs en peigne en U [II.76] et à saut d'impédance [II.77] ont été introduits pour réaliser des filtres combine plus compacts.

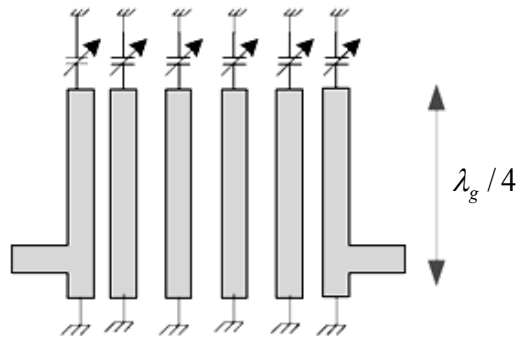


Figure II.21 : Filtre combine.

II.3.3.5 FILTRES A MOTIFS « PATCHS »

Les résonateurs « patches » sont des résonateurs surfaciques de géométries variées : rectangulaire, carrée, triangulaire, circulaire (figure II.22) [II.79-80]. Ils fonctionnent pour la plupart sur plusieurs modes. Le premier résonateur « dual mode » a été présenté par Wolff [II.79]. Wolf a montré que deux modes dégénérés peuvent être excités sur un résonateur en anneau. Ces modes sont utilisées pour réaliser un filtre passe bande double-accorde.

Initialement utilisés pour la réalisation d'antennes, les résonateurs patches sont aujourd'hui de plus en plus étudiés pour la réalisation de filtres microondes. En effet, chaque résonateur présente deux modes de résonance orthogonaux, ce qui divise par deux le nombre de résonateurs nécessaires pour un filtre d'un ordre donné par rapport aux résonateurs à lignes classiques et peut ainsi permettre de réduire l'encombrement du filtre. Ils présentent également une bonne tenue en puissance.

Sur les exemples de résonateurs « patch » présentés sur la figure II.22, nous pouvons remarquer une dissymétrie (encoche, fente, ...) qui permet de découpler les deux modes de résonance. Le couplage des modes duaux par une croix gravée à l'intérieur du résonateur (figure II.22 (e)) permet de réduire la taille du résonateur, ainsi que les pertes par rayonnement [II.19], [II.80].

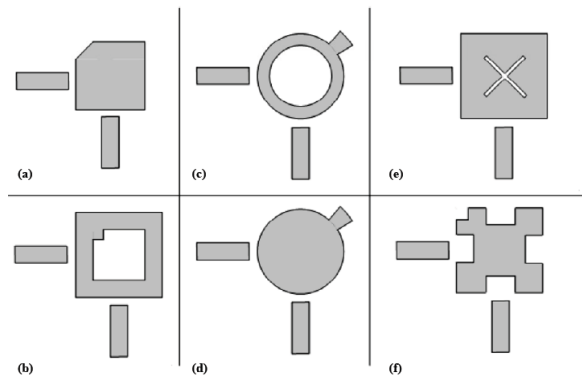


Figure II.22 : Exemples des résonateurs non linéiques sous formes différentes.

II.3.3.6 FILTRES A DEFAUT DE PLAN DE MASSE [II.27]

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

La perturbation de la distribution du courant dans le plan de masse causée par le défaut modifie les caractéristiques de la ligne de transmission. Ces éléments, équivalents à des résonateurs, imposent des zéros de transmission, d'où leurs propriétés de sélectivité des fréquences. La relation entre la position des zéros et la forme du défaut a été étudiée dans [II.81].

Différentes géométries de défaut sont proposées. Citons les trous circulaires [II.24], [II.36], [II.82-84] (figure II.23), carrés [II.85] et des fentes rectangulaires [II.32]. Insérées dans un filtre passe-bas à stubs, les fentes rectangulaires augmentent la bande de réjection du passe-bas [II.32].

D'autres structures ont été étudiées dans [II.81], [II.88-89] (figure II.24).

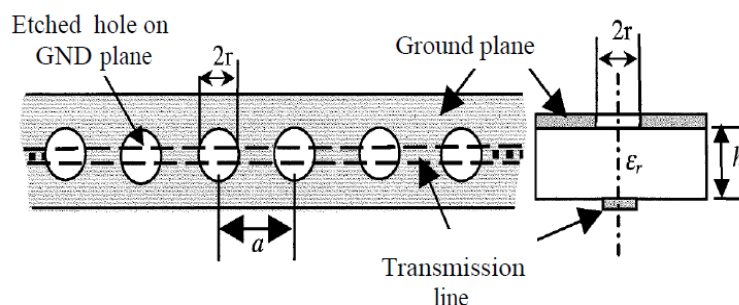


Figure II.23: Schéma de la structure étudiée dans [II.90].

Afin d'augmenter les degrés de liberté, d'élargir la bande de rejection et de miniaturiser le filtre, des défauts plus complexes en forme de spirale [II.91], de double "U" [II.92], des anneaux CRSS et boucle à onde lente [II.93] ont été conçus. D'autres défauts

plus complexes en 2D gravés dans le plan de masse ont également été proposés dans la littérature scientifique.

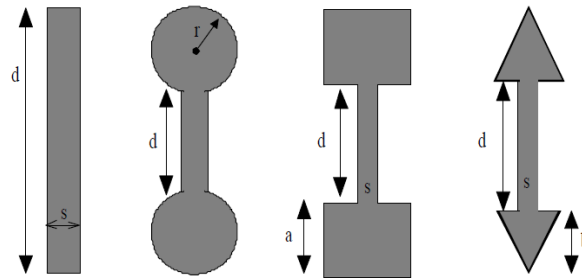


Figure II.24: Formes géométriques des défauts étudiées dans [II.81].

Ces défauts ont été reportés sur de nombreux filtres en technologie microruban et quelques filtres en technologie coplanaire [II.86-87].

II.3.3.7 STRUCTURES A BANDE INTERDITE ÉLECTROMAGNETIQUE (BIE)

Les structures à bandes interdites photoniques ont été introduites en 1987 par Yablonovitch par analogie aux structures cristallines et leur bande électronique interdite [II.36]. Ces structures ont été transposées dans le domaine des radiofréquences sous le nom de structures à bande interdite électromagnétique (BIE). Il s'agit de lignes de transmission périodiquement chargées par un élément réactif. La présence de ces éléments réactifs explique la succession des bandes de fréquence permises et interdites dans la réponse spectrale ; d'où leurs propriétés intéressantes de filtrage. Ces lignes possèdent également la propriété de propagation d'une onde lente, qui assure une meilleure compacité [II.9], [II.39], [II.43].

Les structures périodiques ont été appliquées à des passe-bas à saut d'impédance [II.23], [II.24-26] (figure II.25(a)), des filtres passe-bande à stubs [II.28], à des filtres à défaut de plan de masse [II.48-49], [II.88] et à résonateurs couplés [II.94] (figure II.25(b)). Elles ont également été utilisées pour la synthèse d'un filtre passe-bande par la combinaison d'un passe-bas et d'un passe-haut [II.95]. La présence des bandes interdites dans la réponse de ces structures assure une large bande de rejection jusqu'à 8, voire 10 fois la fréquence de travail. Le phénomène d'onde lente permet de réduire l'encombrement des filtres étudiés.

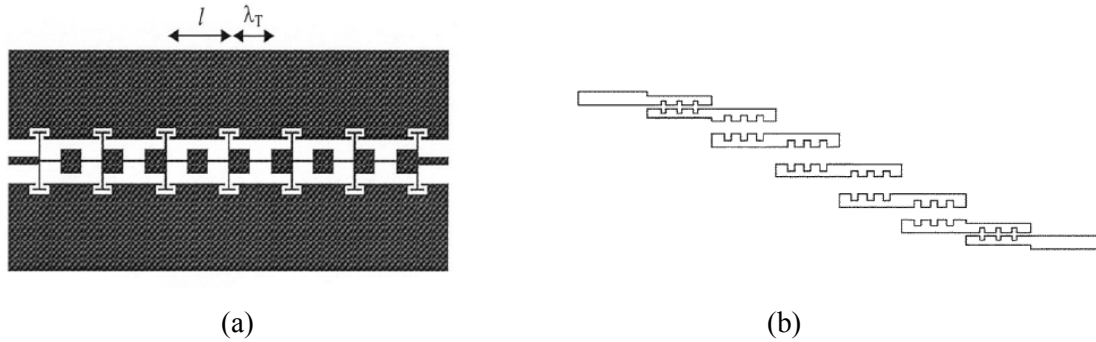


Figure II.25: Filtrage à structures périodiques (a) passe-bas à saut d'impédance
(b) passe-bande à résonateurs couplés.

La rupture de la périodicité (ou “tapérisation”) est utilisée pour supprimer l'ondulation dans la bande passante et élargir la bande de rejection des filtres.

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons établi un bref état de l'art du filtrage microonde planaire. Nous avons décrit une grande variété de technologies des filtres planaires. Par rapport aux technologies volumiques, les structures planaires sont plus avantageuses en termes de taille, de coût, d'intégration et de flexibilité. Nous avons également présenté les différentes topologies des filtres planaires.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons l'essentiel de nos résultats de conception et de simulations de certains types de structures de filtres de formes très complexes, destinés pour des applications faibles puissances en télécommunications.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE II-

[II.1] D. BOURSE

"Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Mars 1997.

[II.2] E.RAMPNOUX

"Analyse, conception et réalisation des filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale", *Thèse de Doctorat, en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 7-2003, Mars 2003.

[II.3] R. BOUDOT

"Oscillateurs micro-ondes à haute pureté spectrale", *Thèse de Doctorat, en Sciences pour l'Ingénieur, de l'Université de Franche-Comté*, n° d'ordre 1190, Décembre 2006.

[II.4] M. CHATRAS

"Filtre micro-usines à bande étroite pour les applications spatiales", *Thèse de doctorat en électronique, université de Limoges*, Décembre, 2003.

<http://www.unilim.fr/theses/2003/sainces/2003limo0067/html/index-frames.html>.

[II.5] P. F. COMBES

"Micro – ondes : Lignes, guides et cavités ", *Dunod, Paris*, 1996.

[II.6] E. RIUS

"Modélisation de la technologie uniplanaire par la méthode des différences finies.

Application ou couplage et ou filtrage ", *Thèse de doctorat en Electronique l'Université de Bretagne Occidentale Brest*, n° d'ordre 324, Décembre 1994.

[II.7] W. MENZEL, SCHWAB

"Compact multilayer filter structures for coplanar MMICS", *IEEE Microwave and Guided wave Letters*, vol. 2, n°. 12, December 1992.

[II.8] B. POTELON

"Étude et conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires-volumiques", *Thèse de Doctorat en Electronique, l'Université de Bretagne Occidentale*, Décembre 2007.

[II.9] D. M. POZAR

"Microwave Engineering, 3rd Edition", *John Wiley & sons, In, USA*, 2005.

[II.10] T. M.VU

"Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordables à MEMS RF en bande millimétrique pu silicium", *Thèse de Doctorat en micro-onde Electromagnétisme et Optoélectronique, l'Université de Toulouse*, Avril 2010.

[II.11] E. D HAMMERSTAD

"Equations for micros trip circuit design", *European Microwave conference*, pp. 268- 272, 1975.

[II.12] Y. CLAVET

"Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de Télécommunications", *Thèse de Doctorat en Electroniques, l'Université Bretagne Occidentale, Berat*, Novembre 2006.

[II.13] T. LENADAN

"Contribution à la conception et à la réalisation de modules hyperfréquences multi-jonction. Apporta d'une solution d'intégration par combinaison des (filaires) filières technologiques hybrides 3D", *Thèse de Doctorat en Electroniques, l'Université de Brest*, n° d'ordre 723, Février 2000.

[II.14] R. R. MANSOUR

"Filter Technologies for Wireless Base Stations", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, n°.1, pp. 68 – 74, March 2004.

[II.15] H. KANAYA, T. SHINTO, K. YOSHIDA, T. UCHIYAMA, Z. WANG

"Miniaturized HTS Coplanar Waveguide Bandpass Filters with Highly Packed Meander Lines", <http://yossvr0.ed.kyushu-u.ac.jp/filter/01asc/2eg07.pdf>.

[II.16] J.B.YOON

"3D MEMS approaches to inductors", *Workshop on Micowave Theoy and Techniques, Philadalphia, CD-Rom*, June 2003.

[II.17] A.F.SHETA, K. HETTAK, J.P.COUPEZ, C.PERSON, S. TOUTAIN, J.P. BLOT

"A new semi-lumped microwave filter structure", *IEEE MTT Symposuim Digest*, pp. 383-386, Orlando, FL, USA, May 1995.

[II.18] J. TISSIER, W. MOUZANNAR, L. BILLONNET, B. JARRY, P.GUILLON.

"Novel alternative design methods based upon combined amplification, matching and filtering approaches in MMIC technology", *IEEE MTT, CD-ROM*, 2000.

[II.19] H. ISSA

"Miniaturisation de lignes de propagation microondes en technologie circuit imprimé et CMOS - Application à la synthèse de filtres", *Thèse de Doctorat en Optique et Radiofréquences, l'Université de Joseph Fourier*, Novembre 2009.

[II.20] W. Q. XU, Z. Y. CHANG, and M. H. HO,

"CPW Lumped Elements Combined Microstrip for a Bandpass Filter Design", *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf. pp.1-4, Bangkok, China*, December 2007.

[II.21] L. ZHU

"Guided-Wave characteristics of Periodic coplanar waveguides with Inductive Loading-Unitlength Transmission Parameters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.51, n°. 10, pp.2133-2138, October 2003.

[II.22] G. MATTHAIE, L. YOUNG, AND E. M. T. JONES,

"Microwave Filters Impedance-Matching Network and Coupling Structures. New York": *McGraw-Hill*, 1964.

[II.23] M. KARIM, A. LIU, A. ALPHONES, AND X. ZHANG,

"Low-pass filter using a hybrid EBG structure", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, n°. 2, pp. 95-98, April 2005.

[II.24] S. HUANG AND Y. LEE,

"Compact U-shaped dual planar EBG microstrip low-pass filter", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n°. 12, pp. 3799-3805, December 2005.

[II.25] F. MARTIN, F. FALCONE, J. BONACHE, T. LOPETGI, M. A. LASO, M. CODERCH, AND M. SOROLLA

"New periodic-loaded electromagnetic bandgap coplanar waveguides with complete spurious passband suppression", *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 12, n° 11, pp. 435-437, November 2002.

[II.26] J. GARCIA-GARCIA, J. BONACHE, F. FALCONE, F. MARTIN, I. GIL, T. LOPETGI, M. A. LASO, A. MARCOTEGUI, R. MARQUÉS, AND M. SOROLLA,

"Stepped-impedance lowpass filters with spurious passband suppression", *IEEE Electronic Letters*, vol. 40, n°. 14, pp. 881-883, July 2004.

[II.27] D. KADDOUR

"Conception et réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large bande, semi localisés en technologie planaire", *Thèse de Doctorat en Optique et Radiofréquences, l'Université de Joseph Fourier*, Juillet 2007.

[II.28] J. GARCIA-GARCIA, J. BONACHE, AND F. MARTIN

"Application of electromagnetic bandgap to the design of ultra-wide bandpass filters with good out-of-band performance", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n°. 12, pp. 4136-4140, December 2006.

[II.29] K. HETTAK, N. DID, A. OMAR, G.-Y. DELISLE, M. STUBBS, AND S. TOUTAIN

"A useful new class of miniature CPW shunt stubs and its impact on millimeter-wave integrated circuits", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n°. 12, pp. 2340-2349, December 1999.

[II.30] J. - T. KUO AND E. SHIH

"Wideband bandpass filters design with three-line microstrip structures", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, pp. 1593-1593, 2001.

[II.31] M. - Q. LEE, K.-K. RYU, I.-B. YOM, AND S.-P. LEE

"Novel lowpass filter for broad-band spurious suppression" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002.

[II.32] K. KIM, S. KIM, H. HAN, I. PARK, AND H. LIM

"Compact microstrip lowpass filter using shunt open stubs and coupled slots on ground plan", *IEEE Electronic Letters*, vol. 40, n°. 5, pp. 313-314, March 2004.

[II.33] C. JIANXIN, Y. MENGXIA, X. JUN, AND X. QUAN

"Compact microstrip lowpass filter", *IEEE Electronic Letters*, vol. 40, n°. 11, pp. 674-675, May 2004.

[II.34] C. QUENDO

"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèse associées", *Thèse de Doctorat en Electroniques, l'Université Brest*, n° d'ordre 839, Novembre 2001.

[II.35] R. E. COLLIN and F. J. ZUCKER

"Antenna Theory", *McGraw-Hill Editions*, 1969.

[II.36] E. YABLONOVITCH

"Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and Electronics", *Physical Review Letters*, vol.58, pp.2059-2062, May 1987.

- [II.37] V. RADISIC, Y. QIAN, R. COCCIOLI, AND T. ITOH
"Novel 2-D photonic Bandgap structure for Microstrip Lines", *IEEE Microwave and Guided wave Letters*, vol. 8, n° 2, PP 69-71, February 1998.
- [II.38] N. YANG AND Z.N. CHEN
"Microstrip Line Periodic Structures with Capacitive and Resonant Element Loads", *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, pp. 391- 394, Singapore, Malaysia, March 2005.
- [II.39] P. RIZZI,
"Microwave Engineering Passive Circuits", *Prentice Hall*, 1988.
- [II.40] D. KADDOUR, E. PISTONO, J.M. DUCHAMP, J.D. ARNOULD, H. EUSÈBE, P. FERRARI, AND R.G. HARRISON
"A Compact and Selective Low-Pass Filter with Reduced Spurious Responses, Based on CPW Tapered Periodic Structures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, n° 6, pp. 2367–2375, June 2006.
- [II.41] H. SHAMAN AND J. - S. HONG
"A compact ultra-wideband (UWB) bandpass filter with transmission zero", *36th European Microwave Conference*, pp. 603–605, September 2006.
- [II.42] E. PISTONO, M. ROBERT, J.M. DUCHAMP, L. DUVILLARET, A. VILCOT, AND P. FERRARI
"Compact Fixed and Tune-All Bandpass Filters Based on Coupled Slow-Wave Resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, n° 6, pp. 2790-2799, June 2006.
- [II.43] G. L. MATTHAEI, D. C. PARK, Y. M. KIM, AND D. L. JOHNSON
"A Study of the Filter Properties of Single and Parallel-Coupled Dielectric-Waveguide Gratings", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, n° 10, pp. 825–835, October 1983.
- [II.44] C. CALOZ AND T. ITOH
"A Super-Compact Super-Broadband Tapered Uniplanar PBG Structure for Microwave and Millimeter-Wave Applications", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1919–1922, Seattle, WA, USA, 2002.
- [II.45] L.H. HSIEH AND C. KAI
"Slow-wave Bandpass Filters Using Ring or Stepped Impedance Hairpin Resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, n° 7, pp. 1795–1800, July 2002.
- [II.46] J.T. KUO AND C.Y. TSAI
"Periodic Stepped Impedance Ring Resonator (PSIRR) Bandpass Filter with a Miniaturized Area And Desirable Upper Stopband Characteristics", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, n° 3, pp. 1107-1112, March 2006.
- [II.47] Y.S. LIN, W.H. KU, C.H. WANG, AND C.H. CHUN
"Wideband Coplanar Waveguide Bandpass Filter with Good Stopband Rejection", *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 14, n° 9, pp. 422-424, September 2004.
- [II.48] A. GORUR, C. KARPUZ, J.M. ERYILMAZ, AND T. TUMER
"Miniature Dual-Mode Microstrip Bandpass Filters with Enhanced Parasitic Coupling", *IEEE MTT-S Int. Microwave Workshop series (IMWS)*, pp. 51-54, December 2008.
- [II.49] H. ZHANG AND J.K. CHEN
"Miniaturized Coplanar Waveguide Bandpass Filters Using Multisection Stepped-Impedance Resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, n° 3, pp. 1090-1095, October 2006.
- [II.50] V. ZHURBENKO, V. KROZER, AND P. MEINCKE
"Miniature Microwave Bandpass Filter Based on EBG Structures", *36th European Microwave Conference*, pp. 792-794, Manchester, UK, September 2006.
- [II.51] Y. YUN, K.S. LEE, C.R. KIM, K.M. KIM, AND J.W. JUNG
"Basic RF Characteristics of the Microstrip Line Employing Periodically Perforated Ground Metal and Its Application to Highly Miniaturized On-Chip Passive Components on GaAs MMIC", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, n° 10, pp. 3805-3817, October 2006.
- [II.52] Q. MENG, X. ZHANG, F. LI, J. HUANG, X. ZHU, D. ZHENG, B. CHENG, Q. LUO, C. GU, AND Y. HE
"An Impedance Matched Phase Shifter Using BaSrTiO₃ Thin Film", *IEEE Microwave and Wireless Component letters*, vol. 16, n° 6, pp. 345-347, June 2006.
- [II.53] Y.C. CHIOU, C.H. TSAI, J.S. WU, AND J.T. KUO
"Miniaturization Design for Planar Hybrid Ring Couplers", *IEEE MTT-S Int. Microwave Workshop series (IMWS)*, pp. 19-22, Chengdu, China, December 2008.
- [II.54] C. ZHOU AND H.Y.D. YANG
"Design considerations of Miniaturized Least Dispersive Periodic Slow Wave Structures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, n° 2, pp. 467-474, February 2008.

- [II.55] **M. DELCASTILLO VELAZQUEZ-AHUMADA, J. MARTEL and F. MEDINA**
"Parallel coupled microstrip filter with ground plane aperture for spurious band suppression and enhanced ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n°. 3, March 2004.
- [II.56] **M. DELCASTILLO VELAZQUEZ-AHUMADA, J. MARTEL et F. MEDINA**
"Parallel coupled microstrip filters with floating ground- plane conductor for spurious- band suppression", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n°. 5, May 2005.
- [II.57] **P. CHEONG, S.-W. FOK et K.-W. TAM**
"Miniaturized parallel coupled-line bandpass filter with spurious-response suppression", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n°5, May 2005.
- [II.58] **J.-S. HONG and M. LANCASTER**
"End coupled microstrip slow wave resonator filter", *IEE Electronic letters*, vol. 32, n°. 16, pp. 1494–1496, August 1996.
- [II.59] **S.B. COHN**
"Parallel-Coupled Transmission Line Resonator Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.6, n°.2, pp.223-231, April 1958.
- [II.60] **J.H. HONG and M. J. LANCASTER**
"Microwave filters for RF Microwave applications", *Ed. John Wiley and Sons Inc.*, 2001.
- [II.61] **E. CRISTAL and S. FRANKEL**
"Hairpin-line and hybrid hairpin line/ half wave parallel coupled-line filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, pp. 719–728, November 1972.
- [II.62] **K. SAGAWA and M. MAKIMOTO**
"Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front end MIC's", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, n°. 12, pp. 1991–1997, December 1989.
- [II.63] **J. ZHU and Z. FENG**
"Microstrip interdigital hairpin resonator with an optimal physical length", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 2, n°. 16, pp. 672–674, December 2006.
- [II.64] **M. MAKIMOTO and S. YAMASHITA**
"Bandpass filters using parallel couples stripline stepped impedance resonators", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT- 28, n°. 12, pp. 1413–1417, December 1980.
- [II.65] **J. S. HONG and M. J. LANCASTER**
"Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.44, n°. 12, pp.2099-2109, December 1996.
- [II.66] **E. HANNA**
"Synthèse et réalisation avec des zéros de Transmission de filtres planaires Miniaturisés à topologies Fractales en substrat suspendu", *Thèse de Doctorat en Electronique, de l'Université de Bordeaux 1*, n° d'ordre 3197, Juillet 2006.
- [II.67] **J. S. HONG and M. J. LANCASTER**
"Microstrip Cross-Coupled Trisection Bandpass Filters with Asymmetric Frequency Characteristics", *IEE Proceedings on Microwave Antenna Propagation*, vol.46, n°.1, February 1999.
- [II.68] ———
"Canonical microstrip filter using square open-loop resonators", *IEE Electronic letters*, vol. 31, n°. 23, pp. 2020–2022, November 1995.
- [II.69] ———
"Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters", *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 46, n°. 1, pp. 118–122, December 1998.
- [II.70] ———
"Compact microwave elliptic function filter using novel microstrip meander open-loop resonators", *IEE Electronic letters*, vol. 32, n°. 6, pp. 563–564, March 1996.
- [II.71] ———
"A new network model for miniaturized hairpin resonators and its applications", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, 11-16, pp. 1161–1164, June 2000.
- [II.72] **A. PERIGAUD**
"Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compact dans la bande 2-20 G Hz à l'aide des technologies multicouches", *Thèse de Doctorat en Electroniques, des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges*, n°10-2009, Mars 2009.
- [II.73] **G.L.MATTHAEI**
"Interdigital Band-Pass Filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.10, n°.6, pp.479-491, November 1962.

[II.74] R. J. WENZEL

"Exact Theory of Interdigital Band-Pass Filters and Related Coupled Band-Pass Structures", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.13, n° 5, pp.559-575, September 1965.

[II.75] G. L. MATTHAEI

"Comb-Line Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth", *Microwave Journal*, vol. 6, pp. 82-91, August 1963.

[II.76] G. L. MATTHAEI, N. O. FENZI, R. FORSE, and S. ROHLFING

"Narrow-band hairpin comb filters for hts and other applications", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 457-460, June 1996.

[II.77] M. MAKIMOTO and S. YAMASHITA

"Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," *Proceedings to IEEE*, vol. 67, pp. 16-19, January 1979.

[II.78] J.A. CURTIS and S. FIEDZIUSKI

"Miniature Dual Mode Microstrip Filters", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 443-446, Palo Alto, CA, USA, June 1991.

[II.79] I. WOLFF

"Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator", *IEE Electronics Letters*, vol. 8, n° 12, pp. 163-164, June 1972.

[II.80] L. ZHU, P.M. WECOWSKI, and K. WU

"New Planar Dual Mode Filter Using Cross Slotted Patch Resonator for Simultaneous Size and Loss Reduction", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, n° 5, pp. 650-654, May 1999.

[II.81] A. ABDEL-RAHMAN, A. VERMA, A. BOYTEDJAR, and A. OMAR

"Control of bandstop response of hi-lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n° 3, pp. 1008-1013, March 2004.

[II.82] A. D'ORAZIO, M. D. SARIO, V. PETRUZZELLI, F. PRUDENZANO, and F. RENNA

"Compact tapered photonic bandgap microstrip low pass filter", *IEE Electronics Letters*, vol. 38, n° 19, pp. 1107-1109, September 2002.

[II.83] A. GRIOL, A. MIRA, A. MARTINEZ, J. MARTI, and J. CORRAL

"Microstrip multistage coupled ring bandpass filters using photonic bandgap structures for harmonic suppression", *IEE Electronics Letters*, vol. 39, n° 1, pp. 68-70, January 2003.

[II.84] A. BOZETTI, A. D'ORAZIO, M. D. SARIO, V. PETRUZZELLI, F. PRUDENZANO, and F. RENNA

"Tapered photonic bandgap microstrip low pass filters : Design and realization", *Pocceedings in Microwave Antennas Propagation*, vol. 150, n° 6, pp.459-461, December 2003.

[II.85] Y.-Q. FU, G.-H. ZHANG, and N.-C. YUAN

"A novel PBG coplanar waveguide", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n° 11, pp. 447-449, November 2001.

[II.86] M. KARIM, A. LIU, A. ALPHONES, and X. ZHANG

"CPW bandstop filter using unloaded and loaded EBG structures", *IEE Proceedings on Microwave Antenna propagation*, n° 6, pp. 434-440, December 2005.

[II.87] J. P. KIM and W. S. PARK

"Microstrip lowpass filter with multislots on ground plane", *IEE Electronic Letters*, vol. 37, no. 25, pp. 1525-1526, December 2001.

[II.88] T. K IMAND C. SEO

"A novel photonic bandgap structure for low-pass filter of wide stopband", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, n° 1, pp. 13-15, January 2000.

[II.89] D. AHN, J.-S. PARK, C.-S. KIM, J. KIM, Y. QIAN, and T. ITOH

"A design of the lowpass filter using the novel microstrip defected ground structure", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, n° 1, pp. 86-92, January 2001.

[II.90] N. C. KARMAKAR and M. N. MOLLAH

"Investigations into non uniform photonic bandgap microstripline low-pass filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, n° 2, pp. 564-572, February 2003.

[II.91] J.-S. LIM, C.-S. KIM, D. AHN, Y.-C. JEONG, and S. NAM

"Design of lowpass filters using defected ground structure", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n° 8, pp. 2539-2545, August 2005.

[II.92] S.-W. TING, K.-W. TAM, and R. MARTINS

"Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, n° 5, pp. 240-242, May 2006.

- [II.93] **F. FALCONE, T. LOPETEGI, J. BAENA, R. MARQUES, F. MARTIN, and M. SOROLLA**
"Effective negative stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators", *Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, n°. 6, pp. 280–282, June 2004.
- [II.94] **J. GARCIA-GARCIA, F. MARTIN, F. FALCONE, J. BONACHE, I. GIL, T. LOPETGI, M. A. LASO, M. SOROLLA, and R. MARQUES**
"Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n°. 9, pp. 416–418, September 2004.
- [II.95] **Y.-S. LIN, W.-C. KU, C.-H. WANG, and C. CHEN**
"Wideband coplanar-waveguide bandpass filters with good stopband rejection", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n°. 9, pp. 422–424, September 2004.

CHAPITRE III

RESULTATS DE STRUCTURES COMPLEXES DE FILTRES A FAIBLE PUISSANCE

III.1 INTRODUCTION

L'utilisation d'outils de simulations pour la modélisation et la caractérisation électromagnétique (EM) 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.

Dans la première partie de ce chapitre nous décrivons les différentes méthodes numériques employées pour concevoir les filtres microondes utilisés dans les systèmes de télécommunications.

Dans la deuxième partie, nous nous intéressons à la conception et à l'analyse de certaines structures de filtres de forme très complexes (en général) en se basant sur la théorie présentée dans les chapitres précédents.

Comme la réalisation de filtres micro-onde passe bande ou stop bande se base sur l'association de structures résonnantes élémentaires, nous nous sommes intéressés en premier lieu à l'analyse et à la simulation de structures résonnantes élémentaires blindées miniaturisées en technologie microruban. Ces dernières utilisent un substrat diélectrique de permittivité relative 10, d'épaisseur 0.254mm et un blindage de hauteur égale à 1.254mm.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressés à une structure de type passe bas utilisant une structure à une seule couche de substrat diélectrique et des rubans. En suivant sa méthode de conception décrite dans ce chapitre, nous avons pu réaliser un programme général sous C++ Builder (ADMFilters : Analysis and Design of Microstrip Filters) permettant la conception et la simulation rapide des trois types de filtres : passe bas, passe haut et passe bande selon les deux lois de Tchebyshev et de Butterworth.

Une de nos contributions pour la littérature scientifique, réside dans la structure de filtre de type coupe bande multicouche, à rubans asymétriques et à diaphragmes métalliques. Nous avons proposé son utilisation en Mai 2008. Une modification de la valeur de l'ouverture de la demi-largeur de notre structure va nous permettre la conception d'un filtre coupe bande accordable en fréquences dans la plage [1796-1852] MHz. Notre nouvelle structure de filtre accordable en fréquences peut être réalisée sans difficultés majeures et avec une construction mécanique simple et de faible coût.

Enfin, nous terminons ce chapitre par la présentation de nos résultats de conception et de simulation d'une structure de filtre de type coupe bande microruban à bande étroite,

supraconducteur à haute température (HTS) [III.1]. Le filtre coupe bande utilise trois résonateurs en boucle ouverte séparés d'une longueur L et tous couplés à une ligne microruban d'impédance 50Ω . Pour un substrat diélectrique : LaAlO_3 de permittivité relative 23.87, d'épaisseur 0.5mm, de $\tan\delta=10^{-5}$ à 77K et pour une distance de séparation des résonateurs de 11mm, notre filtre ainsi conçu fonctionne dans la bande de fréquences qui s'étale de 1750 à 1790 MHz et présente une très bonne réjection qui dépasse 30 dB dans une grande partie de cette bande.

III.2 MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES FILTRES MICRO-ONDES

III.2.1 MOYENS DE CONCEPTION DE FILTRES HYERFREQUENCES

Comme pour la simulation EM, différents logiciels existent qui constituent aujourd'hui de véritables plates formes. 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.

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 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 des lignes MoL (*Line Method*). Pour la simulation fréquentielle, les techniques les plus couramment utilisées sont la méthode des éléments finis (MEF, *Finite Element Method*) et la résolution des équations intégrales par la méthode des moments (MoM, *Method of Moments*).

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 (MEF) :

HFSS™ [III.2], EMDS™ [III.3], Maxwell®2D [III.2], etc.

- Méthode des différences finies (FDTM) :

Fidelity™ [III.4], Empire™ [III.5], etc.

- Méthode des moments (MoM) :

Momentum™-ADS [III.3], Ansoft Designer™ [III.2], IE3D™ [III.4], CST MICROWAVE STUDIO® [III.6], Sonnet® [III.7], WIPL-D™ [III.8], 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.

III.2.2 METHODES NUMERIQUES

Il existe de nombreuses méthodes de modélisation électromagnétique, par résolution des équations dans le domaine temporel ou fréquentiel. Parmi celles-ci, les plus utilisées sont la méthode des éléments finis (MEF), la méthode des moments (MoM), la méthode des différences finies temporelles (FDTM) ou bien encore, la méthode des lignes (MoL).

III.2.2.1 METHODE DES DIFFERENCES FINIES

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) est une méthode largement reconnue dans le domaine de la simulation électromagnétique. Cette méthode, a été à l'origine développée par Kane S. Yee en 1966 [III.9-10].

La résolution numérique des équations de Maxwell par cette méthode, nécessite une fine discrétisation spatio-temporelle. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques, à l'intérieur des quelles sont calculées les six composantes orthogonales des champs électromagnétiques (E_x , E_y , E_z et H_x , H_y , H_z). La forme particulière des équations de Maxwell conduit à calculer les composantes du champ électrique au milieu des arêtes des mailles, tandis que celles du champ magnétique sont déterminées au centre des faces [III.9-10] (figure III.1).

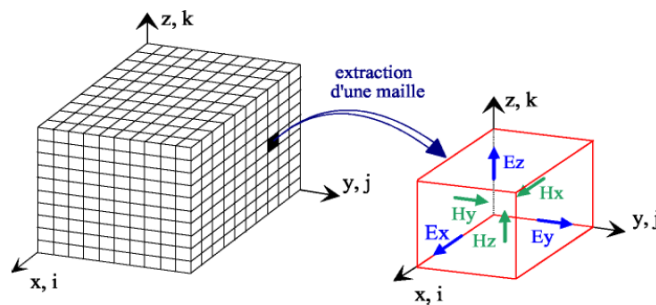


Figure III.1 : Volume de calcul et cellule élémentaire dans la F.D.T.D

A partir de ces composantes, on peut connaître l'ensemble des caractéristiques des structures étudiées. Les principaux avantages de cette méthode résident dans la formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme et surtout dans la possibilité de calculer des caractéristiques électriques d'un dispositif sur une large bande de fréquence. Elle a en revanche quelques défauts. Des besoins informatiques conséquents sont également requis lorsque l'on est confronté à des variations très rapides du champ électromagnétique. Ces variations nécessitent un échantillonnage temporel important ce qui peut conduire à des temps de calcul prohibitifs.

III.2.2.2 METHODE DES LIGNES (MoL)

Cette méthode présente quelques similitudes avec la méthode des différences finies et des moments. Elle est très bien adaptée au traitement de circuits planaires ou quasi-planaires mais peut également s'appliquer aux structures volumiques, lorsqu'il s'agit de couches minces [III.11-13]. C'est une méthode semi-analytique qui permet de gérer

l'empilement de couches inhomogènes. Le circuit à analyser est discrétisé sur sa surface. Ainsi, pour des structures à trois dimensions, seules deux dimensions seront maillées. Pour la dernière dimension, les champs électromagnétiques seront décrits analytiquement. Une limitation de cette méthode est que si l'on modifie la géométrie de la structure suivant cette troisième dimension, il faudra trouver une nouvelle description analytique des champs [III.10], [III.14].

Cette technique permet de caractériser les modes propres des structures pour connaître la répartition des champs électromagnétiques et les fréquences de résonance. Elle permet également d'apprécier les pertes métalliques et diélectriques et donc de remonter aux valeurs des coefficients de qualité à vide des résonateurs. Dans le cas d'une étude en oscillations forcées, la résolution du système d'équation conduit à l'obtention des paramètres [S] du circuit.

III.2.2.3 METHODE DES ELEMENTS FINIS (MEF)

La méthode des éléments finis est conceptualisée par A. Hrennikoff et R. Courant dans les années 1940 pour résoudre des problèmes de mécanique de structures [III.15-16]. Quelques années plus tard, elle est introduite en électromagnétisme pour résoudre l'équation de Maxwell. Cette méthode s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques [III.17]. C'est un outil mathématique qui résout de manière discrète les équations aux dérivées partielles. De manière générale, l'équation porte sur une fonction spécifique définie sur un domaine et comporte des conditions aux bords permettant d'assurer existence et unicité de la solution.

La méthode des éléments finis repose sur un découpage de l'espace selon un maillage. D'habitude l'on choisit un maillage tétraédrique qui a l'avantage de s'adapter facilement aux structures complexes mais rien n'empêche de le modifier suivant la géométrie du domaine et de mailler plus finement certains endroits que d'autres (figure III.2-a). La résolution de l'équation aux dérivées partielles sur chaque nœud du réseau des éléments finis donne une solution approximée par des fonctions d'interpolation.

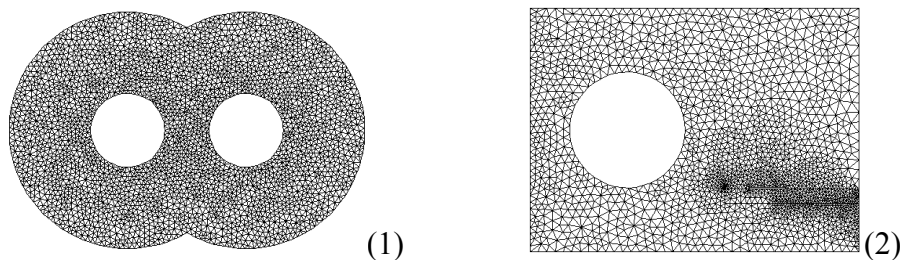


Figure III.2-a : Exemples de maillages en éléments finis : simple en (1) et adaptatif en (2).

III.2.2.4 METHODE DES MOMENTS (MoM)

Cette méthode s'applique en général aux systèmes planaires ou quasi-planaires [III.17-18], elle est alors considérée comme une méthode 2.5D. La méthode des moments est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell sur un modèle électromagnétique de la structure étudiée. Seuls les conducteurs métalliques présents sur les différentes couches sont discrétisés par des éléments rectangulaires (en général), ensuite, l'analyse prend en considération la hauteur des différents diélectriques mais ceux-ci doivent obligatoirement être homogènes dans les deux autres directions. La figure III.2-b présente un exemple de segmentation utilisé sous l'environnement LINPAR.

L'analyse s'appuie sur le calcul de la distribution de courant évaluée sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels. Elle permet d'obtenir les paramètres [S] du dispositif par la méthode de Galerkin qui consiste à résoudre les équations intégrales dérivées des équations de Maxwell.

Les logiciels commerciaux basés sur cette méthode, tel que "Momentum -ADS" ou "Sonnet", sont donc particulièrement bien adaptés à l'étude des circuits planaires, contrairement à "LINPAR" qui est bien adapté à l'étude de toute forme géométrique mais nécessite un fichier de segmentation réalisé par l'utilisateur. Ce fichier doit contenir toutes les informations (nombre de nœuds et leurs coordonnées, paramètres physiques des substrats, ...) de la structure d'étude. Ces logiciels effectuent l'analyse de structures multicouches composées de diélectriques isotropes avec ou sans pertes et de conducteurs qui peuvent être soit considérés comme parfaits ou avec des pertes. Notons que les dispositifs étudiés peuvent également être blindés.

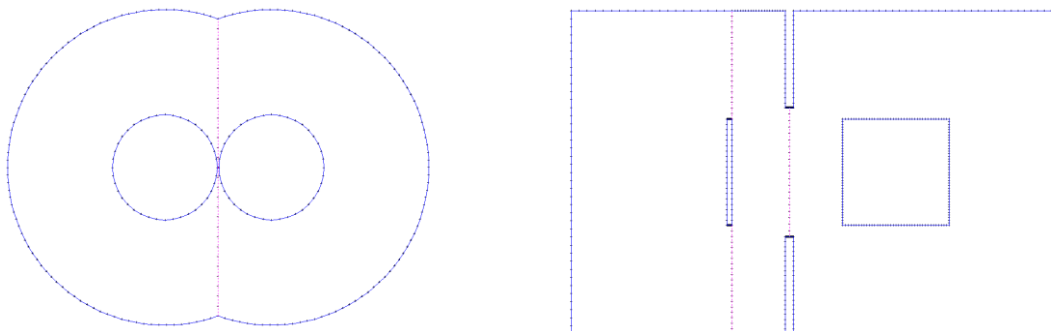


Figure III.2-b : Exemples de maillages (segmentation) utilisant la MoM sous LINPAR.

III.2.2.5 COMPARAISON DES METHODES DE MODELISATION EM

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.

Le tableau III.1 fait un bilan des forces et des faiblesses de chacune des méthodes selon la géométrie étudiée.

Tableau III. 1: Comparaison des forces et des faiblesses des méthodes de modélisation électromagnétique.

Méthode	Circuits planaires	Structures volumiques	Substrat inhomogène	Temps de calcul
Moments	très efficace 😊😊	non adapté 😞	non adapté 😞	courts 😊
Différences Finies	Efficace 😊	moyen 😞	moyen 😞	Longs 😞
Lignes	Efficace 😊	moyen 😞	moyen 😞	courts 😊
Éléments finis	moyen 😞	très efficace 😊😊	très efficace 😊😊	longs 😞

La méthode des moments et des éléments finis sont les méthodes les plus adaptées aux structures planaires simple et multicouche.

III.3 CIRCUITS RESONNANTS RADIOFREQUENCES ET MICROONDES

III.3.1 INTRODUCTION

Les structures résonnantes sont des circuits oscillants trouvant leurs applications dans de nombreux dispositifs [III.19-21] tels que les générateurs, les sondes, les fréquencemètres, les filtres, ect ...

Dans le domaine de basses fréquences, la conception et la réalisation d'un circuit résonnant utilisant des composants localisés (R-L-C) ne posent aucun problème majeur. L'élément principal de ce circuit (pour certaines expériences [III.21-22]) est l'inductance L. Le premier composant utilisé pour réaliser ces inductances est le solénoïde. Or ce dernier perd ses performances au-delà de 100MHz [III.23-24] car sa capacité devient

importante et donc auto-résonnante. En hautes fréquences, 400MHz et plus, le solénoïde n'est pas adapté à la conception d'un circuit résonant [III.21-22].

L'emploi d'éléments résonnants différents des solénoïdes réalisés à partir de tronçons de lignes de transmission est une solution. L'idée est donc de réaliser un élément selfique à constantes localisées à partir d'éléments à constantes réparties.

III.3.2 ÉQUIVALENCE ENTRE UN TRONÇON DE LIGNE ET UNE INDUCTANCE OU UN CONDENSATEUR

On appelle aussi les filtres à éléments distribués : filtres à lignes microrubans, dans la mesure où ils utilisent la technologie de réalisation « microstrip », ou « stripline ». Le principe de base de ces filtres repose sur la conversion des filtres LC classiques à éléments localisés en filtres à éléments distribués. Cette conversion s'appuie sur la modélisation d'un tronçon de ligne de transmission par des éléments localisés (L, C, ou circuit résonant). Pour cela un tronçon de ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c , fermé sur une charge Z_r (figure III.3) présente à une distance ℓ de cette dernière une impédance $Z(\ell)$ donnée par [III.21], [III.25].

$$Z(\ell) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \tan(\beta\ell)}{Z_c + jZ_r \tan(\beta\ell)} \quad (III.1)$$

Où, β est la constante de propagation de l'onde électromagnétique le long de la ligne.

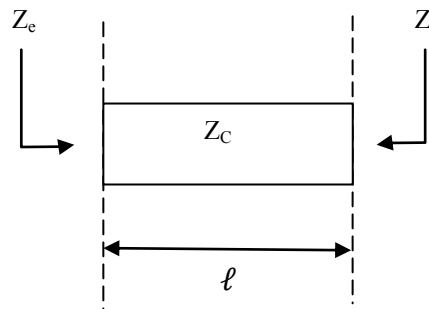


Figure III.3 : Portion de ligne microruban d'impédance Z_c , chargée par une charge Z_r

Par la suite, nous utiliserons des tronçons de ligne dont la longueur est telle que le produit $\tan\beta\ell$ s'approxime à 10% près du produit $\beta\ell$; ce qui correspond à $\ell < \lambda/12$. Dans ces conditions, l'équation précédente s'écrit [III.26-27]:

$$Z(\ell) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \beta\ell}{Z_c + jZ_r \beta\ell} \quad (III.2)$$

- **Ligne en court-circuit ($Z_r = 0$) ou d'impédance caractéristique très grande devant la charge ($Z_r \ll Z_c \beta \ell$)**

Lorsque la ligne est en court-circuit ou que l'impédance caractéristique Z_c est très grande devant la charge (rapport $W/h < 1$ et ε_r faible), nous avons d'après l'équation (III.2):

$$Z(\ell) = jZ_c \beta \ell = jZ_c \frac{\omega}{v_\varphi} \ell \quad (\text{III.3})$$

Où ω est la pulsation de fonctionnement et $v_\varphi = \frac{\omega}{\beta}$ est la vitesse de phase.

Le tronçon de ligne se comporte donc comme une impédance inductive $jL\omega$ et l'on peut dire qu'il est équivalent à une inductance de valeur [III.27-28] (unité en Henri) :

$$L = Z_c \frac{\ell}{v_\varphi} \quad (\text{III.4})$$

- **Ligne en circuit ouvert ($Z_r = \infty$) ou d'impédance faible devant la charge ($Z_c \ll Z_r \beta \ell$)**

La réalisation technologique de cette condition peut se faire avec une ligne dont l'impédance caractéristique est très petite devant la charge (rapport $W/h > 1$ et ε_r élevé) ou avec une ligne en circuit ouvert. L'équation (III.2) devient alors :

$$Z(\ell) = -j \frac{Z_c}{\beta \ell} = -jZ_c \frac{v_\varphi}{\omega} \frac{1}{\ell} \quad (\text{III.5})$$

Le tronçon de ligne se comporte comme une capacité de valeur (unité en Farade) :

$$C = \frac{1}{Z_c} \cdot \frac{\ell}{v_\varphi} \quad (\text{III.6})$$

En somme, du point de vue circuiterie, nous pouvons décrire un circuit résonnant comme un assemblage de composants passifs (R-C) et de tronçon de ligne court-circuité (par exemple) à son extrémité.

III.3.3 LIGNE QUART D'ONDE COURT CIRCUITEE A UNE EXTREMITE SANS PERTES

Nous savons qu'une ligne quart d'onde dont une extrémité est en court circuit se comporte comme un circuit résonnant parallèle. Il en résulte qu'aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance, la ligne court-circuitée à une extrémité se comporte comme

une inductance, alors qu'aux fréquences supérieures à la fréquence de résonance elle aura un comportement capacitif. Ceci veut aussi dire qu'à une fréquence donnée, une ligne plus courte qu'un quart d'onde à cette fréquence, se comporte comme une inductance. Soit λ_g la longueur d'onde guidée et soit θ le déphasage entre l'entrée et la sortie de la ligne. Lorsque la ligne est sans pertes, l'impédance vue de son extrémité s'écrit :

$$Z = jZ_0 \tan \theta \tag{III.7}$$

Avec les cas particuliers suivants :

$$\begin{aligned} l = \lambda_g / 2 \quad \theta = 180^\circ \quad Z &= 0 \\ l = \lambda_g / 4 \quad \theta = 90^\circ \quad Z &\rightarrow \text{inf ini} \\ l = \lambda_g / 8 \quad \theta = 45^\circ \quad Z &= X_L = Z_0 \quad \text{réac tan ce inductive} \end{aligned}$$

III.3.4 LIGNE QUART D'ONDE OUVERTE A UNE EXTREMITE

Dans une ligne quart d'onde ouverte à une extrémité, la distribution du courant et de la tension est inversée par rapport au cas précédent. L'impédance vue à l'extrémité de la ligne s'écrit :

$$Z = -jZ_0 \coth \theta \tag{III.8}$$

Avec les cas particulier suivants :

$$\begin{aligned} l = \lambda_g / 2 \quad \theta = 180^\circ \quad Z &\rightarrow \text{inf ini} \\ l = \lambda_g / 4 \quad \theta = 90^\circ \quad Z &= 0 \\ l = \lambda_g / 8 \quad \theta = 45^\circ \quad Z &= X_C = Z_0 \quad \text{réac tan ce capacitive} \end{aligned}$$

III.3.5 REALISATION D'INDUCTANCES, CONDENSATEURS ET CIRCUITS RESONANTS

Nous pourrons donc déduire que la réalisation de composants passifs ou de circuits résonnants découle de tout ce qui a été expliqué dans ce qui précède. Cette réalisation est tout particulièrement aisée dans la mesure où l'impédance caractéristique varie inversement proportionnel à la largeur W de la bande conductrice.

III.3.5.1 INDUCTANCE SERIE

En technologie micro ruban, l'inductance s'obtient par un fort rétrécissement de la bande métallique (figure III.4). En effet le tronçon de faible largeur qui présente une forte impédance caractéristique est chargé par deux lignes d'impédance plus faible (généralement deux lignes de 50Ω).

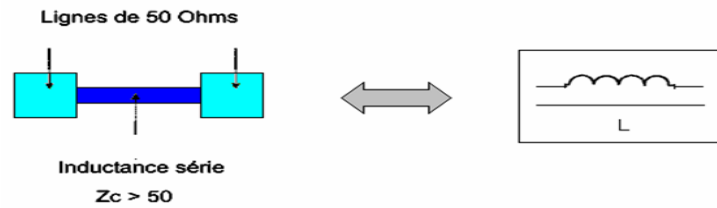


Figure III.4: Réalisation d'une inductance série en technologie microruban.

III.3.5.2 INDUCTANCE PARALLELE

Une inductance parallèle (figure III.5) s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuité :

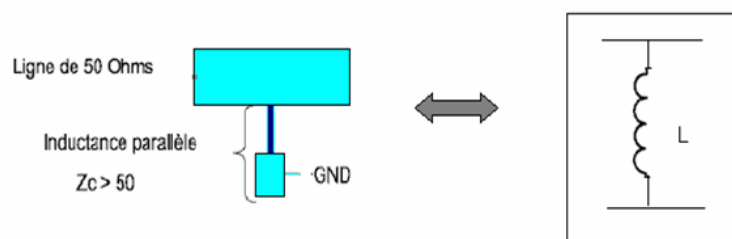


Figure III.5: Réalisation d'une inductance parallèle en ligne microruban.

III.3.5.3 CAPACITE PARALLELE

Elle s'obtient par un élargissement important de la bande métallique (figure III.6). Le tronçon qui présente une faible impédance caractéristique, se trouve chargé à ses extrémités par des lignes d'impédance caractéristique plus forte (condition : $Z_c \ll Z_r \beta l$).

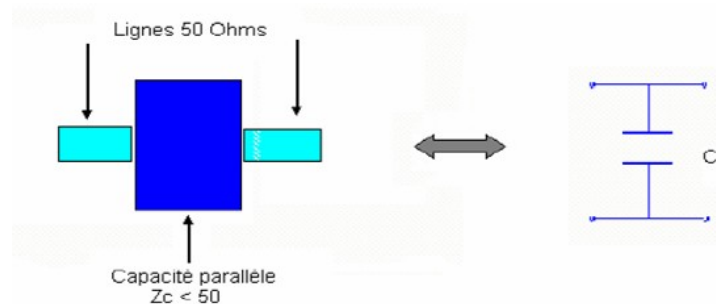


Figure III.6: Réalisation d'une capacité parallèle en ligne microruban.

III.3.5.4 CAPACITE SERIE

Une capacité série est plus délicate à réaliser car de couper la ligne sur une très petite longueur (quelque microns ou dizaines de microns). Aussi on préfère utiliser des capacités sous forme d'élément localisé tel que la capacité interdigitale [III.27].

III.3.5.5 REALISATION DE CIRCUITS RESONANTS OU ANTI-RESONANTS

La difficulté de réaliser des capacités séries nous impose que les seuls circuits résonants que l'on puisse réaliser soient des circuits série (figure III.7) ou des circuits parallèle (figure III.8) placés en dérivation sur la ligne principale.

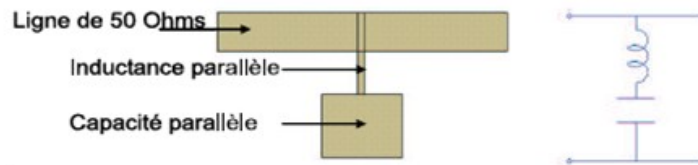


Figure III.7: Réalisation d'un circuit résonant série en technologie microruban.

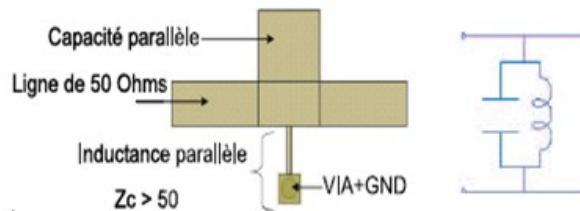


Figure III.8: Réalisation d'un circuit résonant parallèle technologie microruban.

III.4 STRUCTURES RESONNANTES BLINDEES

Plusieurs nouveaux systèmes de communications nécessitent pour leur fonctionnement des filtres micro-ondes passe bandes et stop bandes de faibles dimensions, de formes très compactes et de faibles poids. En pratique, ces filtres peuvent être conçus en utilisant plusieurs variantes très sophistiquées de structures résonnantes (figure III.9). Dans ce cas, il est nécessaire d'étudier leurs réponses fréquentielles pour mieux comprendre leurs effets sur les performances du filtre à concevoir.

Une rigoureuse méthode SDIE (Space Domain Integral Equation) en utilisant la théorie des lignes de transmissions a été déjà utilisée par Hettak [III.29] pour prédire les réponses fréquentielles de ces structures résonnantes utilisant des lignes micro rubans couplées mais non blindées.

Dans cette partie, nous allons étudier le fonctionnement des mêmes structures résonnantes que celles traitées dans la référence [III.29] (figure III.9), mais blindées, en exploitant le logiciel des moments 3D. Cette simulation est faite en tenant compte des effets du blindage et des discontinuités que présentent ces structures.

Nos résultats de simulation présentés sur les graphes des figures III.11 (a) et III.12 (a), sont obtenus pour un substrat diélectrique de permittivité relative $\epsilon_r = 10$, d'épaisseur

0.254mm et un blindage de hauteur égale à 1.254mm. Les paramètres géométriques des structures élémentaires sont indiqués sur la figure III.10 (b).

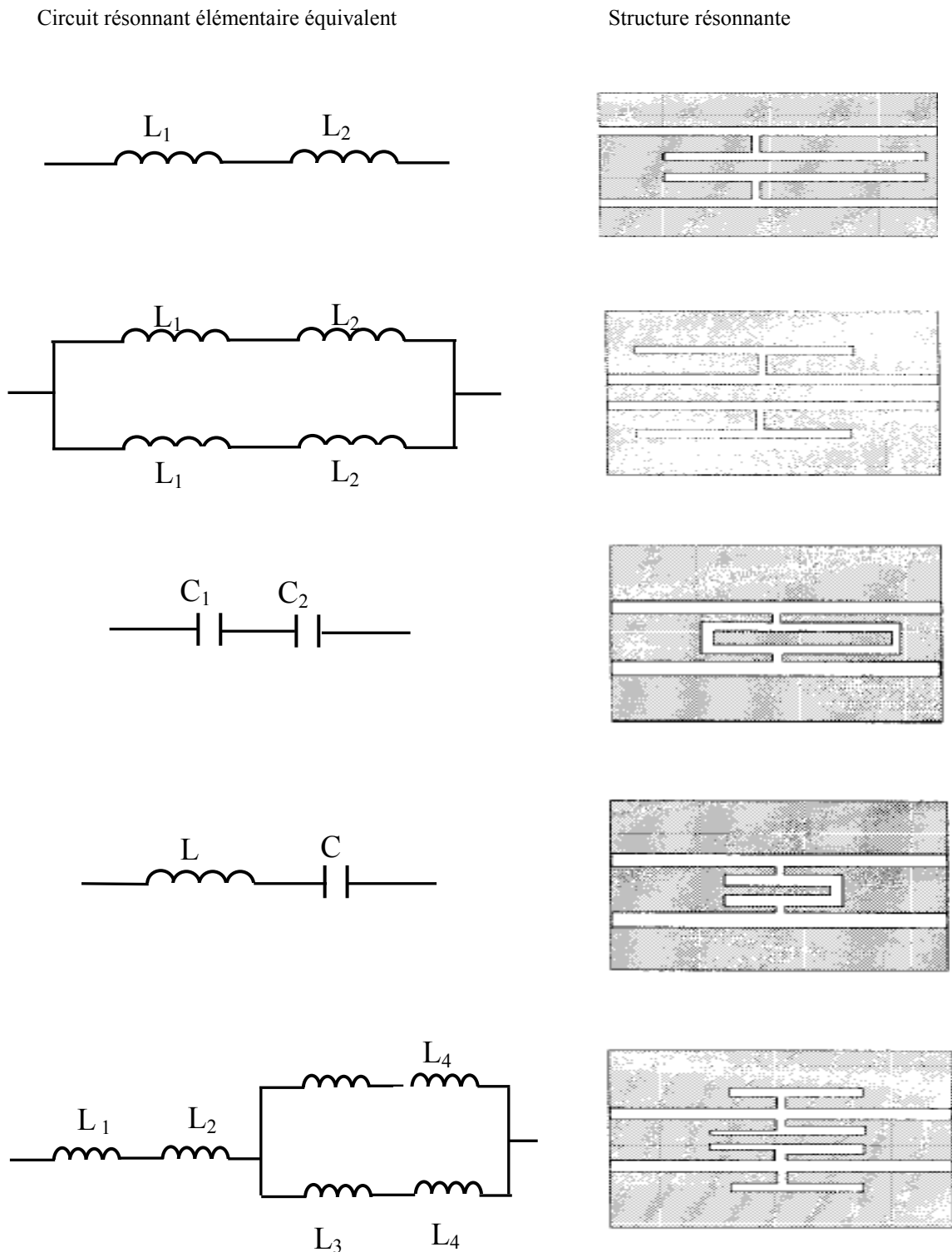


Figure III.9: Structures résonnantes élémentaires en éléments localisés et distribués.

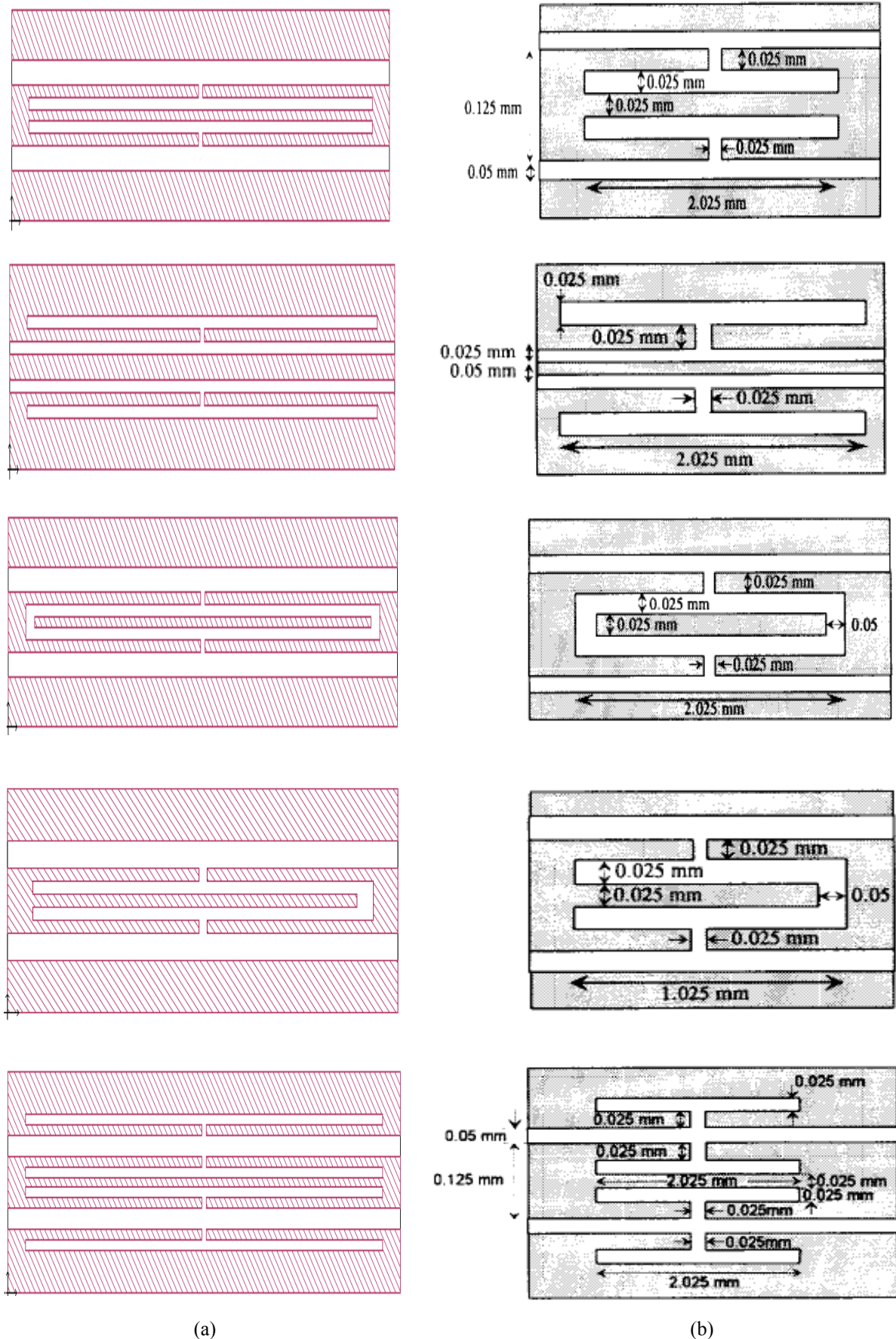
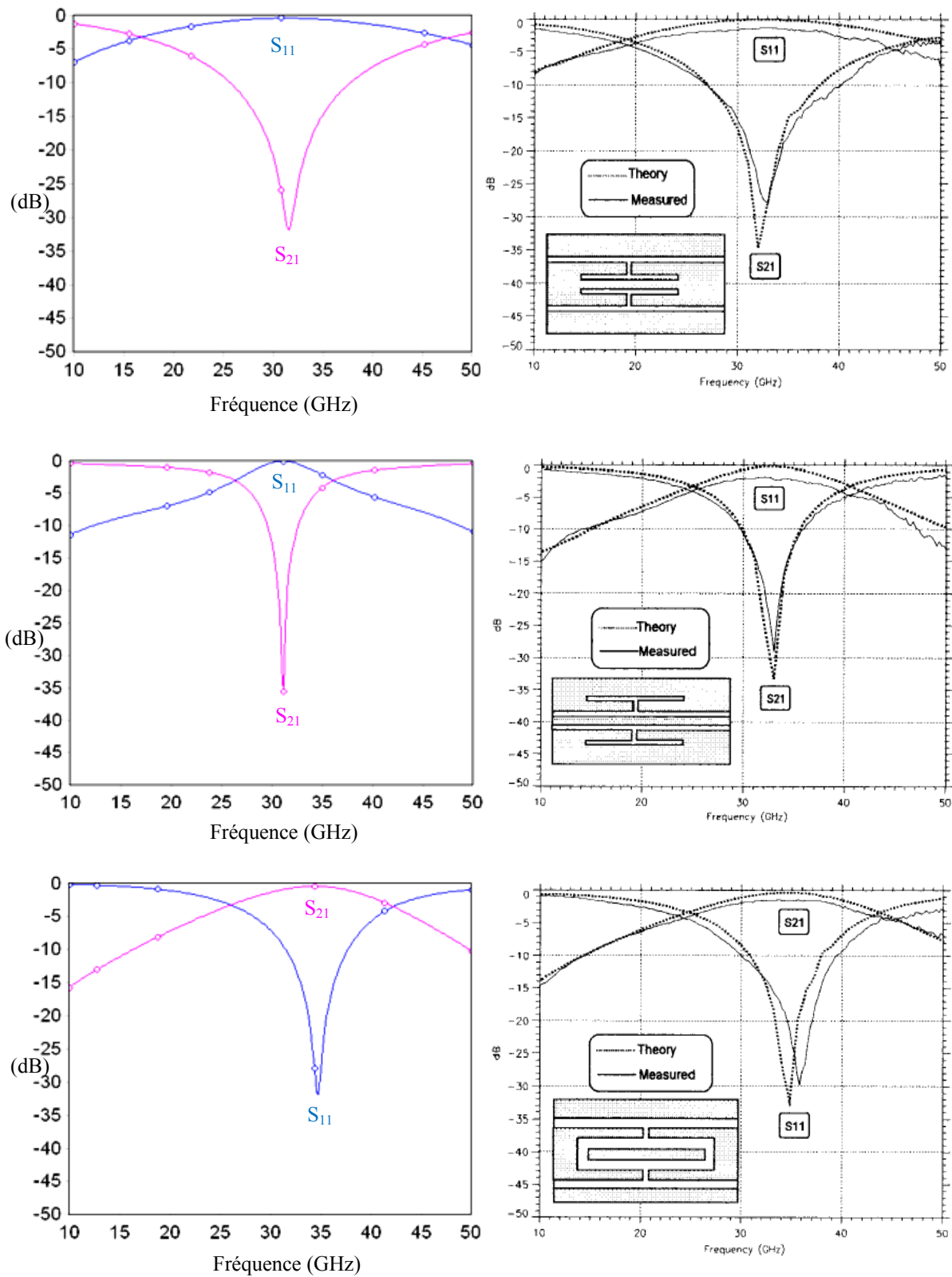


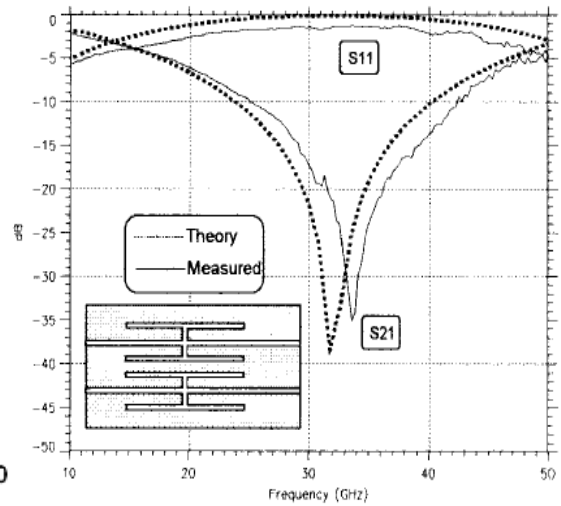
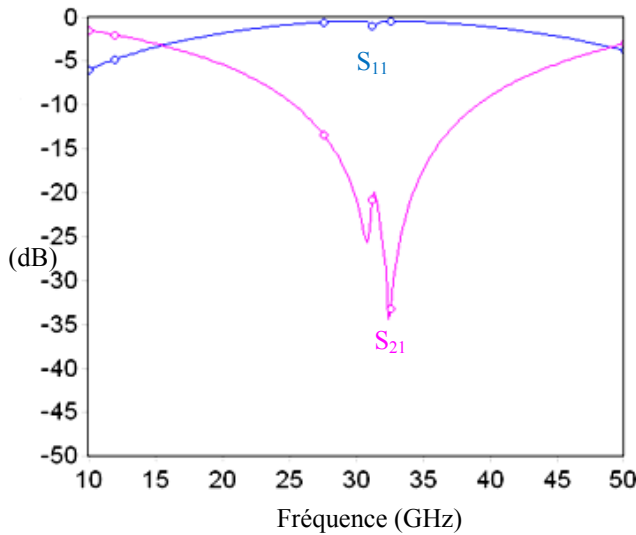
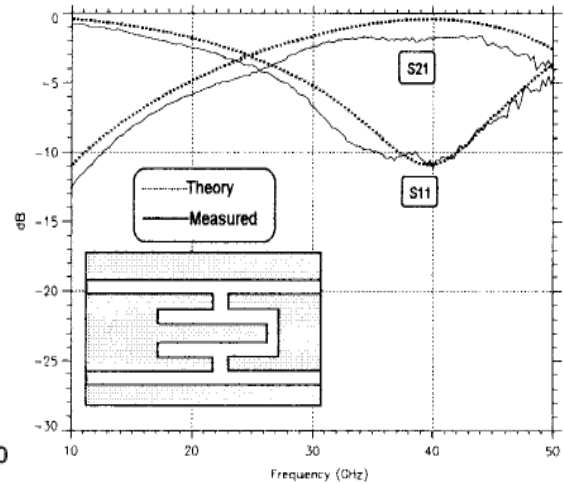
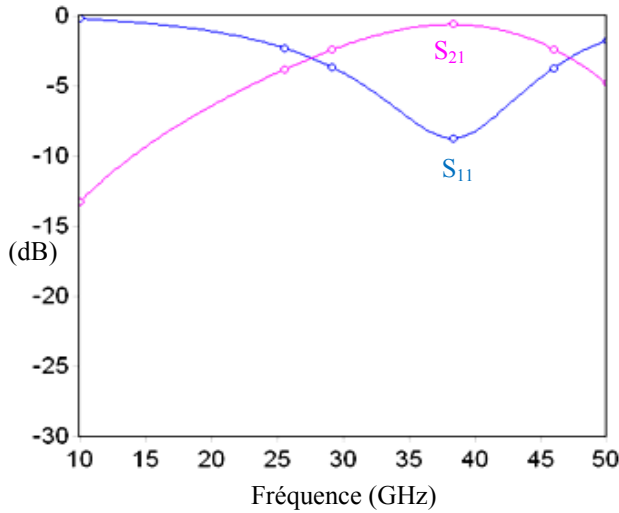
Figure III.10 : Structures résonnantes élémentaires : (a) simulées sous l'environnement SONNET (b) paramètres géométriques de la référence [III.29].



(a) MoM 3D

(b) Résultats de Hettak [III.29]

Figure III.11 : Réponses fréquentielles des structures élémentaires en technologie microruban blindées et non blindées.



(a) MoM 3D

(b) Résultats de Hettak [III.29]

Figure III.12 : Réponses fréquentielles des structures élémentaires en technologie microruban.

En technologie micro ruban non blindée, Hettak [III.29] a trouvé pour les mêmes paramètres géométriques et électriques, des structures résonnantes précédentes, les résultats présentés sur les figures III.11(b) et III.12 (b).

En comparant nos résultats numériques trouvés à l'aide du logiciel SONNET et ceux trouvés par la méthode SDIE [III.29], on constate clairement un accord entre les deux. Le décalage de la fréquence de résonance dans nos résultats est dû essentiellement à l'influence du blindage sur les paramètres électromagnétiques des structures résonnantes élémentaires.

L'association de ces structures résonnantes élémentaires pour réaliser un filtre micro-onde passe bande ou stop bande en technologie microruban blindée reste toujours possible.

III.5 MODELISATION ET CONCEPTION DE FILTRE PASSE-BAS

Nous nous sommes intéressés ensuite à la conception de filtre passe bas en ligne quasi-TEM. Le schéma de la figure III.13 présente le modèle en éléments localisés d'un filtre passe-bas. Aux fréquences basses, les inductances séries ont des impédances faibles et les capacités parallèles des impédances élevées : le filtre est donc transparent. Aux fréquences élevées, c'est l'inverse : les inductances génèrent une réjection partielle des signaux appliqués et les capacités court-circuitent le reste. La réponse en fréquence ou fonction de filtrage de ce filtre est présentée sur la figure III.13(b). La coupure n'est pas idéale et l'atténuation se fait progressivement. On définit généralement la bande passante du filtre à -3dB, et des fréquences de réjection à -20 ou -30 dB. La pente de la réjection est également un paramètre courant.

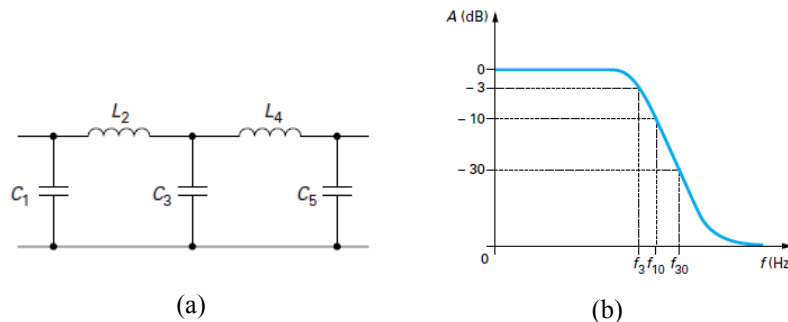


Figure III.13 : (a) Modélisation localisée d'un filtre passe-bas sous forme d'un réseau en échelle (b) courbe de réponse du filtre passe-bas.

III.5.1 PROCEDURE DE CONCEPTION

1) Les données de départ sont les suivantes :

- ✓ ω_c , qui est la pulsation de coupure correspondant à une atténuation de 3 dB.
- ✓ le taux d'ondulation A_m (dB) si la loi est de type Tchebyshev.
- ✓ ω_a , pulsation de réjection correspondant à une atténuation A_a en dehors de la bande passante.

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence (figure III.14) peut suivre deux lois principales (Tchebyshev, Butterworth). Ces lois mathématiques [III.30] représentent la fonction de filtrage.

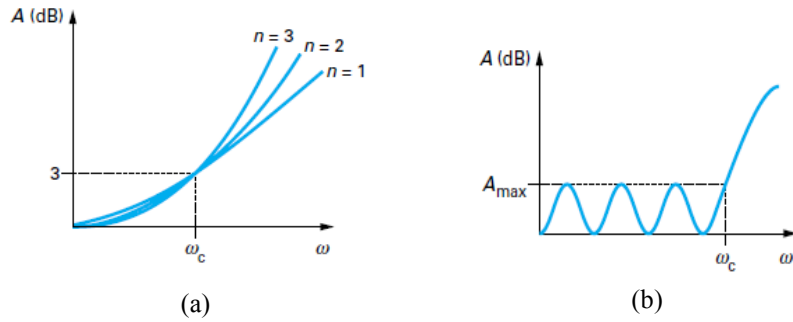


Figure III.14 : Réponse d'un filtre passe-bas : (a) de type Butterworth (b) de type Tchebyshev.

2) Après avoir normalisé les pulsations ω par rapport à ω_c , on détermine le nombre de cellules n du filtre pour obtenir la réjection voulue selon le type de fonction de filtrage choisie. Des abaques [III.30] facilitent la détermination de cette valeur. Pour la loi de type Tchebyshev, plusieurs abaques sont disponibles selon l'atténuation souhaitée dans la bande.

3) Nous cherchons à déterminer les éléments localisés selfiques et capacitifs correspondant au modèle passe-bas (figure III.13(a)). Pour déterminer ces paramètres, on se sert d'un prototype (figure III.15). La détermination des paramètres g_k représente la base de la synthèse des filtres passe-bas. Les éléments de ce schéma sont tous normalisé par rapport à R_1 . R_1 et R_n sont respectivement les impédances d'entrée et de sortie du filtre.

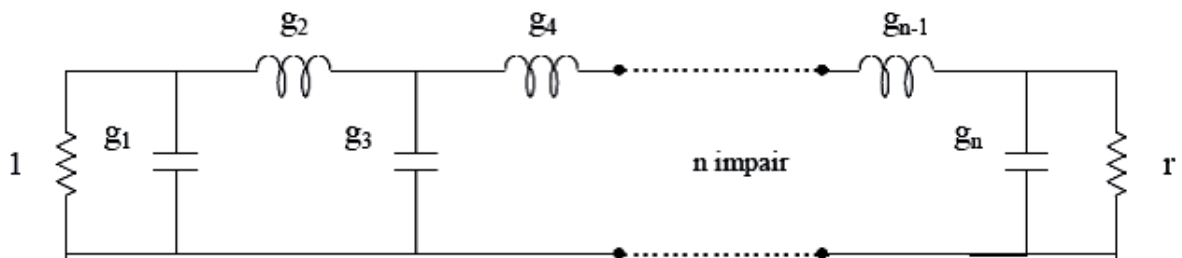


Figure III.15: Prototype de filtre passe-bas avec n impair.

Selon l'ordre n du filtre et le type de loi choisie, les valeurs des éléments g_k sont données par des tableaux [III.31]. On en déduit enfin les L_k et C_k après dénormalisation du schéma III.16. Les inductances séries sont données par :

$$L_k = \frac{R_1}{\omega_c} \cdot g_k \tag{III.9}$$

et les capacités parallèles par :

$$C_k = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\omega_c} \cdot g_k \tag{III.10}$$

Ainsi que $R_n = r.R_1$. En pratique, on considère souvent le cas où $r = 1$.

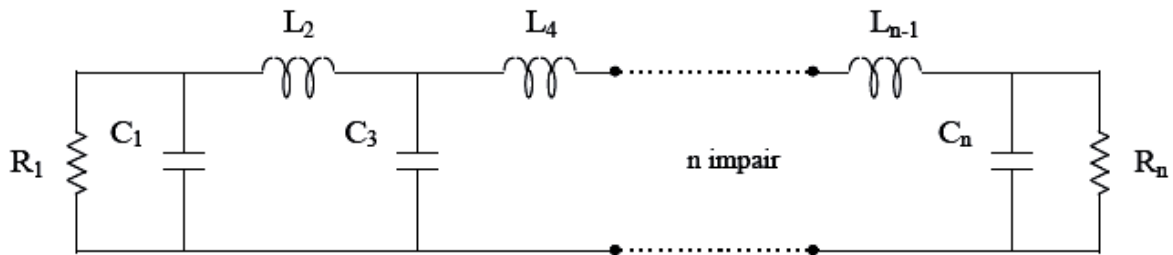


Figure III.16 : Modélisation d'un filtre passe-bas à ordre n impair.

4) la réalisation d'une inductance, en microruban, peut se faire par un tronçon de ligne, de longueur faible vis-à-vis de la longueur d'onde et dont l'impédance caractéristique Z_c est très grande devant l'impédance de charge.

Nous obtenons donc une impédance inductive à partir d'un tronçon de ligne (figure III.17) de faible largeur, de longueur ℓ_k et d'impédance caractéristique Z_{ck} (relation (III.4)).

Inversement, un tronçon de ligne, de longueur faible par rapport à la longueur d'onde, dont l'impédance caractéristique Z_c est très petite devant l'impédance de charge permet de réaliser une capacité. Un tronçon de ligne de grande largeur (figure III.17), de longueur ℓ_k et d'impédance caractéristique Z_{ck} se comporte donc comme une impédance capacitive (relation (III.6)).

Compte tenu des conditions sur les longueurs des tronçons de lignes, ces équivalences localisé-distribué ne sont valables qu'à une fréquence donnée.

Connaissant depuis l'étape 3 la valeur des éléments L_k et C_k , les deux degrés de liberté pour le concepteur sont les impédances caractéristiques Z_{ck} et les longueurs ℓ_k . Il suffit de fixer une des deux valeurs pour déterminer l'autre inconnue : on peut, par exemple, fixer Z_{ck} min (tronçons capacitifs) et Z_{ck} max (tronçons selfiques) aux mêmes valeurs pour les deux types de section de ligne et déterminer les longueurs respectives de ces tronçons.

Les valeurs d'impédance peuvent être fixées aux limites afin de minimiser la longueur totale du filtre et éviter des remontées parasites à des fréquences trop proches de la fréquence de coupure.

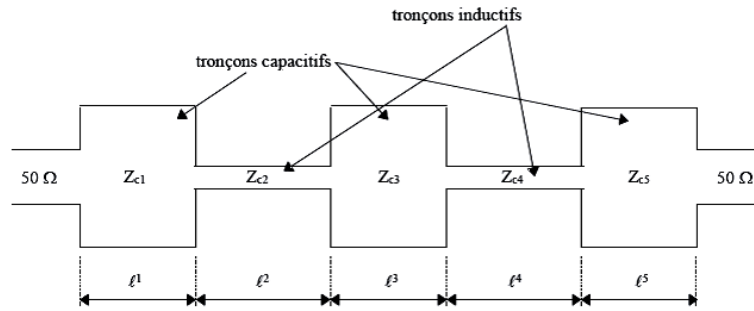


Figure III.17 : Exemple de filtre passe-bas à saut d'impédance en technologie microruban.

Suite à cette section qui présente rapidement un exemple de méthode classique de synthèse de filtre passe bas, nous allons valider la méthode de conception sur un exemple simple de filtre passe bas qui fonctionnent dans la bande WiFi.

III.5.2 CONCEPTION DU FILTRE MICROONDE PASSE BAS DANS LA BANDE WiFi

Nous présentons dans cette partie quelques résultats obtenus pour le cas d'un filtre passe bas à saut d'impédance de type Butterworth (par exemple).

En fixant le cahier de charges comme suit :

- Fréquence de coupure : 2.45GHz.
- Fréquence de réjection : 4GHz.
- Atténuation en dehors de la bande passante : 20dB.
- Impédance d'entrée (Z_0) : 50Ω
- Constant diélectrique : $\epsilon_r = 4.2$
- Hauteur du substrat diélectrique : 1.52mm.

La synthèse de ce filtre donne un ordre $n = 5$.

En suivant les étapes de conception de ce type de filtre, citée au dessus nous obtenons les valeurs des paramètres g_i suivant :

$$g_1 = g_5 = 0.6180, g_2 = g_4 = 1.618 \text{ et } g_3 = 2.000$$

Les valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bas correspondant sont :

$$L_1 = L_5 = 2.008 \text{ nH}, C_2 = C_4 = 2.103 \text{ pF} \text{ et } L_3 = 6.499 \text{ nH}$$

Pour pouvoir déterminer les longueurs des tronçons de lignes inductifs et capacitifs du filtre, il faut tenir compte de la contrainte suivant :

$$Z_{cC} < Z_c < Z_{cL} \tag{III.11}$$

Où : Z_{cC} : Impédance caractéristique du tronçon de ligne capacitif.

Z_{cL} : Impédance caractéristique du tronçon de ligne inductif.

En tenant compte de cette considération, les valeurs des impédances caractéristiques du tronçon des lignes inductif et capacitif sont choisies respectivement

$$Z_{cL} = 120\Omega \text{ et } Z_{cC} = 25\Omega$$

Ainsi les longueurs physiques des tronçons des lignes inductif et capacitif sont respectivement calculées par les deux relations suivant [III.1] :

$$\ell_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{\omega_c L}{Z_{cL}}\right) \quad (\text{III.12})$$

$$\ell_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1}(\omega_c C Z_{cC}) \quad (\text{III.13})$$

Où λ_{gL} et λ_{gC} sont respectivement les longueurs d'ondes des tronçons de ligne inductif et capacitif calculées à la fréquence de coupure $f = f_c$ c'est-dire :

$$\lambda_{gL} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reL}}} \quad (\text{III.14.a})$$

$$\lambda_{gC} = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{reC}}} \quad (\text{III.14.b})$$

Où

ϵ_{reL} et ϵ_{reC} sont les permittivités effectives de chaque tronçon respectivement les longueurs d'ondes des tronçons de ligne micro ruban (inductif ou capacitif).

Aussi les largeurs des lignes inductive et capacitive sont notée respectivement par W_{oL} et W_{oC} .

Nous obtenons les résultats des paramètres géométriques suivants du filtre passe bas d'ordre 5 à éléments distribués dont le layout est représenté su la figure III.18.

- Largeurs des rubans : $W_1 = 0.41\text{mm}, W_2 = 8.17\text{mm}.$
- Distances entre les rubans et le blindage : $s_1 = 2.1\text{mm}, s_2 = 6\text{mm}$
- Hauteur du blindage : 2.3 mm
- Longueurs des lignes : $\ell_1 = \ell_5 = 2.99\text{mm}, \ell_2 = \ell_4 = 9.82\text{mm}, \ell_3 = 11.32\text{mm}.$

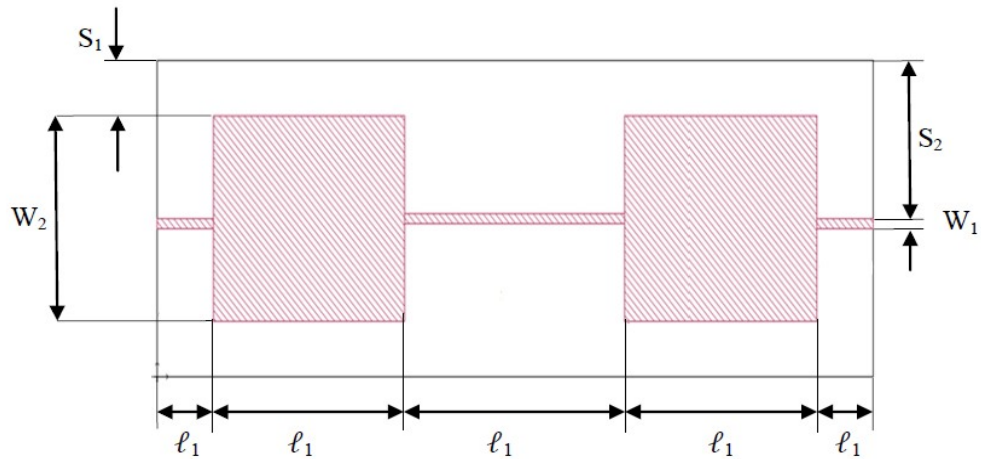


Figure III.18 : Métallisation longitudinale du filtre passe bas à saut d'impédance obtenue sous Sonnet (Unité : mm)

Ces résultats ne tiennent pas compte de l'effet des discontinuités (de type changement de largeur des rubans) du filtre.

Si on tient compte de cet effet, les longueurs physiques des tronçons des lignes inductif et capacitif, sont calculées en résolvant (dans notre cas numériquement) le système d'équations suivant [III.1] :

$$\begin{cases} \omega_c L = Z_{cL} \sin\left(\frac{2\pi \ell_L}{\lambda_{gL}}\right) + Z_{cC} \tan\left(\frac{2\pi \ell_C}{\lambda_{gC}}\right) \\ \omega_c C = \frac{1}{Z_{cL}} \sin\left(\frac{2\pi \ell_C}{\lambda_{gC}}\right) + 2x \frac{1}{Z_{cC}} \tan\left(\frac{2\pi \ell_L}{\lambda_{gL}}\right) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Après résolution numérique, nous obtenons les résultats suivants :

$$\ell_1 = \ell_5 = 1.7 \text{ mm}, \ell_2 = \ell_4 = 7.6 \text{ mm}, \ell_3 = 7.7 \text{ mm}$$

La réponse fréquentielle de notre filtre micro-onde ainsi conçu en tenant compte ou pas de l'influence de la discontinuité est montrée sur les graphes des figures III.19-a et III.19-b.

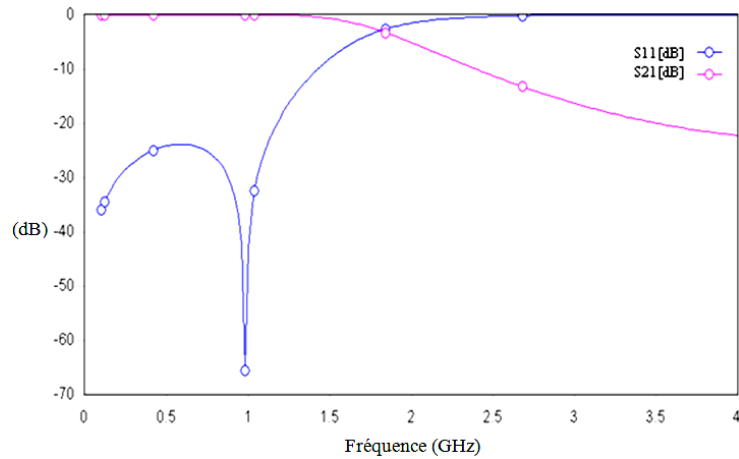


Figure III.19-a : Réponse fréquentielle du filtre (sans tenir compte de l'effet des discontinuités) obtenue sous l'environnement SONNET.

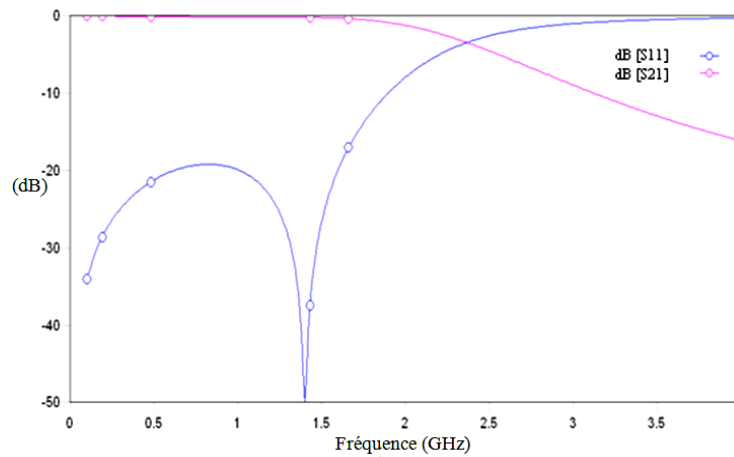


Figure III.19-b : Réponse fréquentielle du filtre (en tenant compte de l'effet des discontinuités) obtenue sous l'environnement SONNET.

Les figures III.19-a et III.19-b montrent que la présence de discontinuité entraîne un léger décalage de la fréquence de coupure du filtre.

En suivant la méthode de conception et la théorie présentée dans les chapitres précédents, nous avons contribué à la réalisation d'un logiciel (ADMFilters) sous l'environnement C++ BUILDER (figure III.20-a) permettant d'une part la conception des filtres planaires micro-ondes de type L-C, à savoir les filtres : passe bas à saut d'impédance et à stub ouvert, et les filtres passe haut utilisant une capacité interdigitale, et d'autre part le tracé des réponses fréquentielles de ces filtres (figure III.20-b et III.20-c).

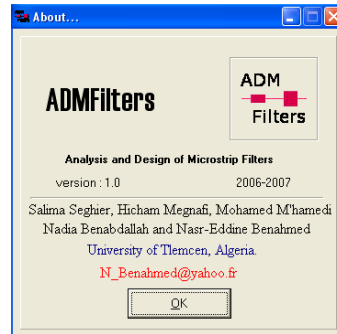


Figure III.20-a : Interface ‘About’ de notre logiciel ADMFilters.

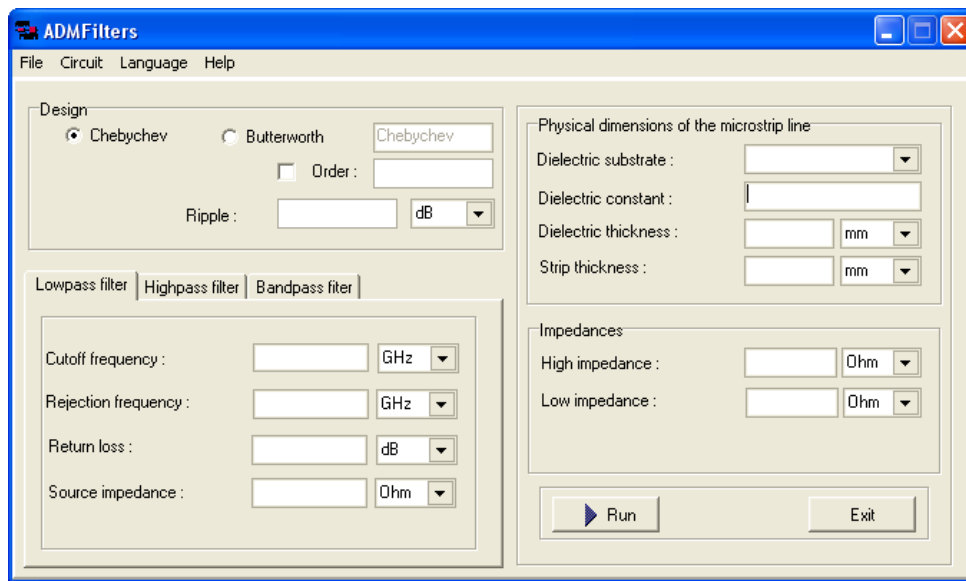


Figure III.20-b : Interface principale de notre logiciel ADMFilters.

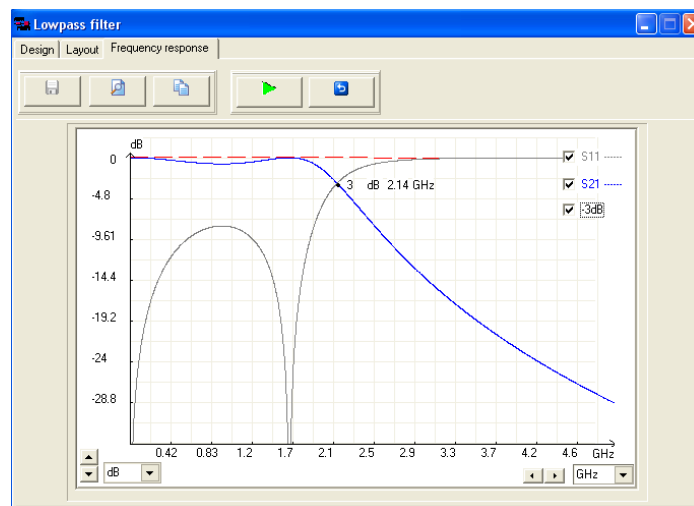


Figure III.20-c : Exemple de réponse après conception d’un filtre passe bas sous l’environnement ADMFilters.

III.6 FILTRES MICROONDES PLANAIRES ACCORDABLES**III.6.1 INTRODUCTION**

La conception de filtres compacts et performants constitue un grand défi dans le domaine RF/microondes. L'intégration de systèmes de transmission sans fil pour ces gammes de fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission-réception (filtres, antennes, amplificateurs, etc.). Dans le cas de récepteurs multibandes, l'utilisation de plusieurs filtres (dédiés à chaque bande de fréquences, ou ensemble de canaux de réception) doit être évitée puisqu'elle consomme une surface importante. Ainsi, le filtre accordable est une solution intéressante à ce problème de superficie, sa réponse fréquentielle pouvant être modifiée afin de sélectionner les diverses bandes de fréquences utiles du récepteur multibandes [III.32].

Les filtres accordables suscitent un intérêt important depuis de nombreuses années [III.32-34] grâce aux nombreuses perspectives qu'ils laissent entrevoir. L'avantage de pouvoir remplacer des banques de filtres ou des filtres d'émission /réception par un seul circuit apparaît comme tout à fait évident.

Les filtres planaires, même pour les technologies les plus abouties (circuits sur membrane, micro usinage, micro cavités...), souffrent généralement de performances inférieures aux circuits volumiques mais grâce à leurs faibles coûts de production et faibles dimensions, ils commencent à s'imposer dans certains domaines d'applications. La réalisation de filtres et résonateurs planaires accordables permettrait donc d'intégrer sur une très petite surface des fonctions effectuées par plusieurs circuits [III.35].

III.6.2 DEFINITION

Un filtre est accordable (ou agile) lorsque certaines de ses caractéristiques peuvent être modifiées par une commande extérieure. Il y a en général trois types d'agilité :

- la bande passante variable avec une fréquence centrale constante
- la fréquence centrale variable sans contrainte sur la bande passante relative
- la fréquence centrale variable avec la bande passante relative constante [III.36].

III.6.3 DISPOSITIFS MICROONDES ACCORDABLES**III.6.3.1 EXEMPLE D'APPLICATION**

Pour répondre aux besoins de reconfigurabilité des systèmes d'émission-réception multi-bandes tout en évitant la multiplication des chaînes de transmission au sein d'un

même système, plusieurs architectures radiofréquences reconfigurables ont été proposées [III.37-39].

La figure III.21 présente l’architecture proposée par Rebeiz [III.38], architecture d’une chaîne d’émission-réception tri-bandes de téléphonie sans fil. Cette solution montre l’intérêt évident apporté par les dispositifs accordables. Ainsi, les antennes, commutateurs, adaptateurs d’impédance et filtres accordables permettent de traiter les diverses bandes de fréquences dévolues à chaque standard (par exemple : GSM 900, DCS 1800, PCS 1900, UMTS) tout en réduisant les dimensions. Les bandes allouées à chaque standard ne présentant pas les mêmes largeurs de spectre utile (voir tableau III.2), les filtres accordables en fréquence centrale mais aussi en bande passante peuvent alors être d’une grande utilité pour remplacer dans l’exemple de la figure III.21 les filtres en entrée de chaîne d’émission réception (front-end).

Les filtres microondes accordables peuvent être utilisés dans d’autres types d’applications commerciales, mais également militaires, ou encore dans des systèmes de mesure [III.40-41].

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

Tableau III.2: Plages de fréquences allouées aux standards GSM 900, DCS 1800, PCS 1900, UMTS [III.42]

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

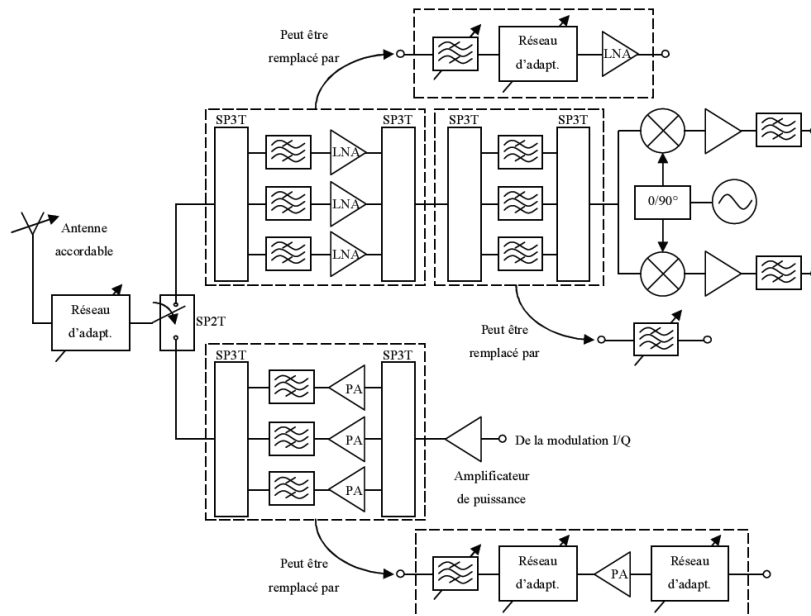


Figure III.21: Architecture d'une chaîne d'émission-réception tri-bande de téléphonie sans fil proposée par Rebeiz [III.38].

III.6.4 TECHNOLOGIES UTILISEES POUR REALISER L'ACCORD

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

- les transducteurs piézoélectriques ;
- les transducteurs photoconducteurs ;
- les matériaux commandables (ferroélectriques, magnétoélectriques, cristaux liquides) ;
- les varactors micro-électro-mécaniques (MEMS : Micro-Electro-Mechanical Systems) ;
- les varactors à jonctions semi-conductrices.

III.6.5 FILTRE COUPE BANDE ACCORDABLE MULTICOUCHE A LIGNES MICRORUBAN

La figure III.22 montre une structure formée d'une ligne microruban reliée à un stub ouvert qui provoque un effet de réjection de bande autour d'une certaine fréquence f_0 .

Dans les circuits MIC où l'espace est restreint, on préfère avoir des structures un peu plus compactes. Une configuration, proposée par D. Jaisson [III.44], consiste à tourner le ruban ouvert et à le placer au dessus de la ligne principale en insérant entre les deux rubans une couche additionnelle de substrat diélectrique.

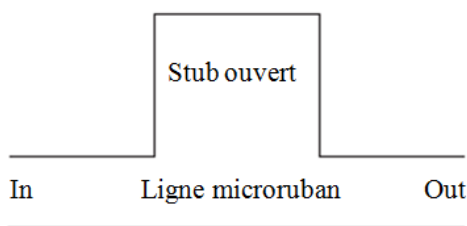


Figure III.22 : Vue de dessus du filtre coupe bande à stub ouvert.

La structure utilisant deux couches de substrat diélectrique, de la figure III.23, a été utilisée par D. Jaisson (1998) [III.44] pour réaliser un filtre coupe bande. Ce filtre est conçu pour opérer autour de $f_0 = 1842.5$ MHz et pour rejeter une fréquence porteuse traitée par un module à fréquence intermédiaire (FI) d'un système de communication digitale (DCS : Digital Communication System). La méthode de conception a été déjà présentée par D. Jaisson [III.44-45] et T.C. Edwards [III.46].

Dans ce domaine de recherche, nous avons proposé et analysé, une nouvelle structure de filtre stop-bande multicouche accordable utilisant des lignes micro-rubans ordinaires à diaphragmes métalliques et fonctionnant dans la bande de fréquences [1796-1852] MHz [III.43].

Cette analyse est basée sur une résolution numérique du problème électrostatique par la méthode des éléments finis (MEF) sous l'environnement FreeFEM [III.47-48]. Cette méthode est très adaptée à l'étude de systèmes de lignes de transmission de formes complexes n'admettant pas de solution analytique exacte ou même approchée.

Par la MEF, la modélisation du filtre coupe bande consiste en l'analyse des matrices d'inductances et de capacités ($[L]$ et $[C]$). Quand ces matrices sont trouvées, il est possible d'estimer les paramètres $[S]$ du filtre stop-bande en utilisant un modèle numérique adapté [III.49].

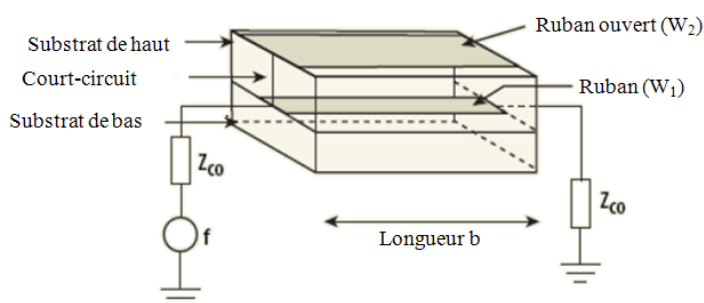


Figure III.23 : Représentation 3D du filtre coupe bande à structure multicouche utilisant des rubans non symétrique.

La figure III. 24 donne le schéma électrique équivalent du filtre coupe bande de la figure III.23 quand sa sortie est chargée par $Z_{co} = 50\Omega$.

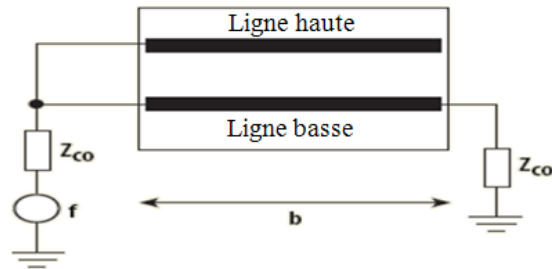


Figure III.24 : Circuit équivalent du filtre coupe bande.

La figure ci-dessus, montre que pour une longueur b choisie, le filtre coupe bande est constitué de deux lignes de transmission couplées de type TEM ou quasi-TEM. Un court-circuit est réalisé à l'entrée du filtre entre les rubans de largeurs W_1 et W_2 , alors que la sortie de la ligne de largeur W_2 est laissée ouverte et celle de la ligne de largeur W_1 est chargée par $Z_{co} = 50\Omega$.

La section transversale de notre filtre à structure multicouche inhomogène utilisant des rubans non symétriques à diaphragmes métalliques est présentée sur la figure III.25.

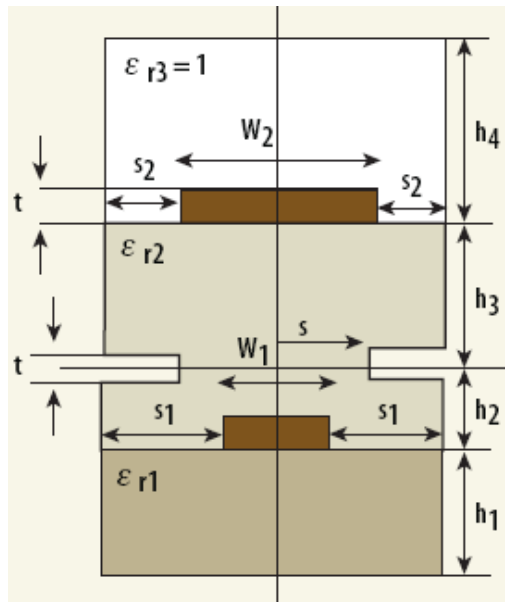


Figure III. 25: Section transversale du filtre à structure inhomogène utilisant des rubans non symétriques avec diaphragmes métalliques

Pour les rubans non symétriques [III.47-48], et en utilisant notre modèle numérique, les capacités $C_i(\epsilon_r)$ du filtre peuvent être calculées pour :

$V_i = 1V$ (avec tous les autres conducteurs mis à la masse).

En réglant les tensions V_1 et V_2 à 1 volt la capacité C_3 et la capacité de couplage C_m sont calculées par la relation suivante:

$$C_m = \frac{1}{2}(C_1(\epsilon_r) + C_2(\epsilon_r) - C_3) \quad (\text{III.16})$$

Les inductances de filtre L_i ($i = 1,2$), sont données en termes des capacités comme dans le cas d'une seule ligne quasi-statique, et l'inductance mutuelle L_m peut être calculée à partir de la relation suivante :

$$L_m = L_1 \frac{C_m(\epsilon_r)}{C_2(\epsilon_r)} = \frac{C_m(\epsilon_r)}{C_1(\epsilon_r)} \quad (\text{III.17})$$

Sur la base de cette théorie, nous avons établi un programme assisté par ordinateur pour calculer les matrices d'inductances et de capacités ([L] et [C]) pour le filtre coupe bande multicouche microruban et à diaphragmes métalliques.

Quand ces matrices sont déterminées, il est possible d'estimer les réponses fréquentielles de notre filtre.

Pour montrer l'influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur les propriétés du filtre coupe bande, nous avons analysé notre filtre coupe bande multicouche microruban blindé à diaphragmes métalliques. La section transversale de ce filtre est présentée sur la figure III.25.

Le filtre est caractérisé par les paramètres géométriques et physiques suivants :

- Largeur du ruban du bas : $W_1 = 0.5 \text{ mm}$;
- Largeur du ruban du haut: $W_2 = 5 \text{ mm}$;
- Hauteur du substrat du bas : $h_1 = 1 \text{ mm}$;
- Hauteur du substrat du haut : $h_2 = h_3 = 0.0825 \text{ mm}$;
- Longueurs de séparation : $s_1 = 3.25 \text{ mm}$ et $s_2 = 1 \text{ mm}$;
- Epaisseur du ruban : $t = 0.01 \text{ mm}$;
- Largeur de diaphragme : $t = 0.01 \text{ mm}$;
- Substrat diélectrique : FR4 ($\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$) ayant une constante diélectrique de 4.7;
- Longueur du filtre : $b = 19.44 \text{ mm}$.

Les éléments de la matrice d'inductance [L] en fonction de l'ouverture de la demi-largeur sont fournis par les graphes des figures III.26-28.

L'influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur les éléments de la matrice de capacité [C] du filtre est représentée sur les figures III.29-31.

Nos figures montrent clairement l'influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur les paramètres électromagnétiques ($[L]$, $[C]$) du filtre coupe bande et par conséquent sur sa fréquence de réjection f_0 .

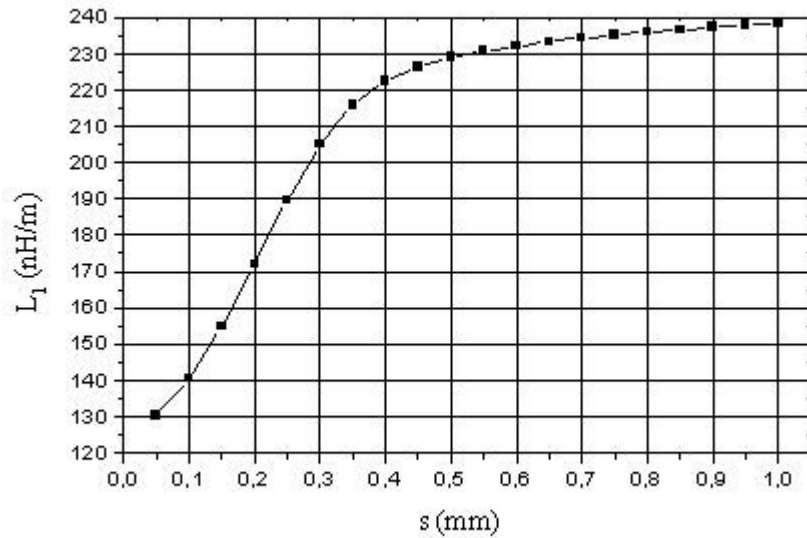


Figure III. 26: Influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur l'inductance (L_1) du filtre coupe bande.

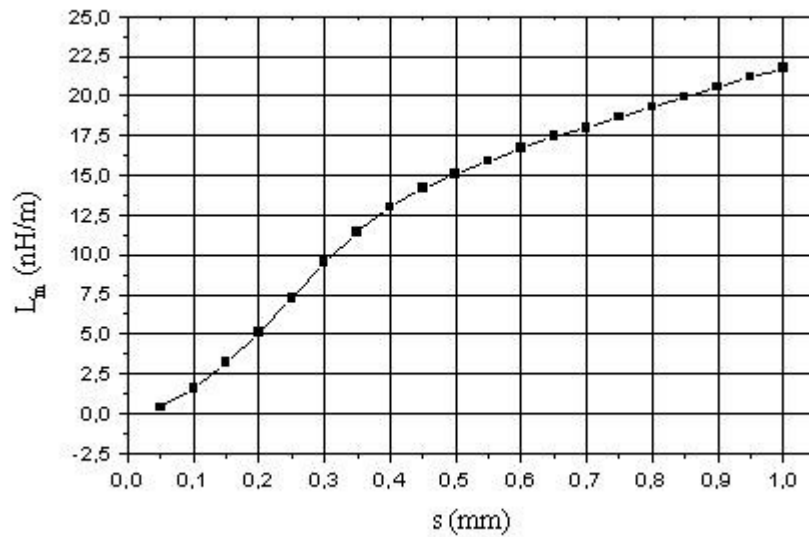


Figure III. 27: Influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur l'inductance (L_m) du filtre coupe bande.

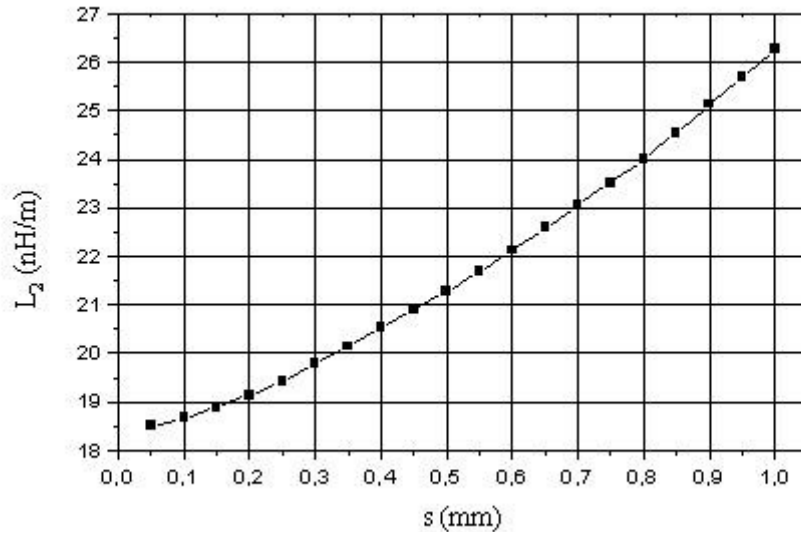


Figure III.28 : Influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur l'inductance (L_2) du filtre coupe bande.

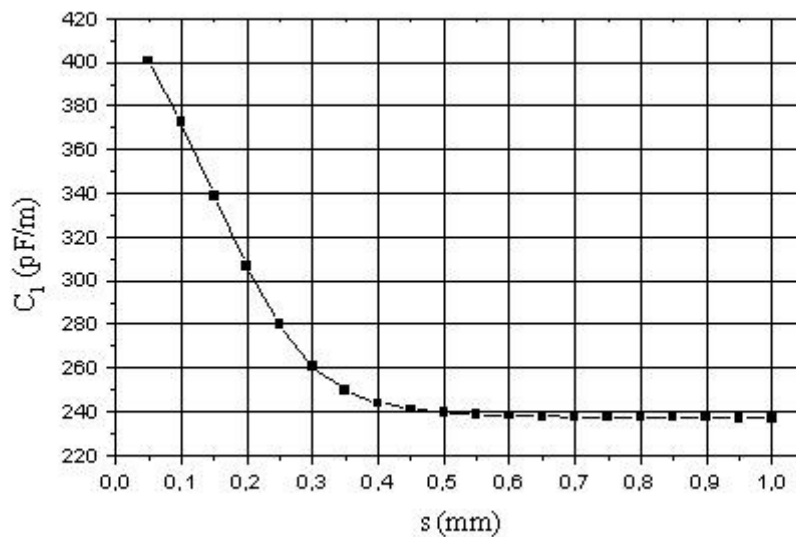


Figure III. 29: Influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur la capacité (C_1) du filtre coupe bande.

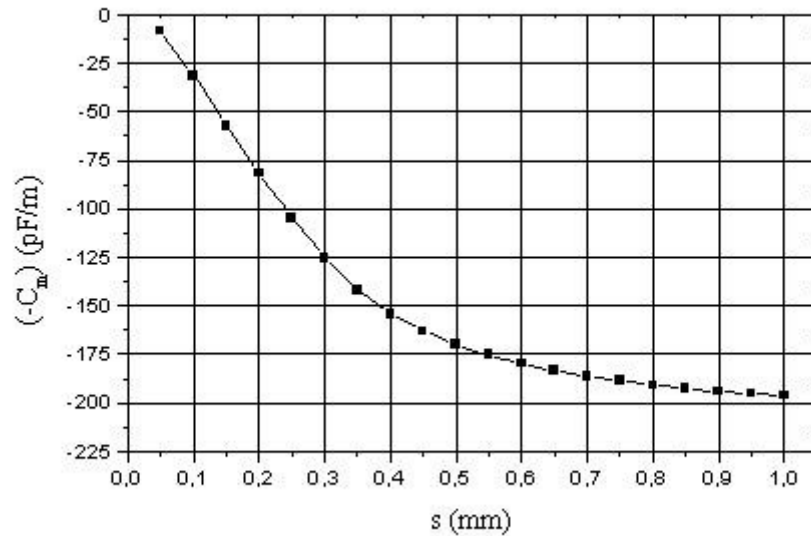


Figure III. 30 : Influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur la capacité (C_m) du filtre coupe bande.

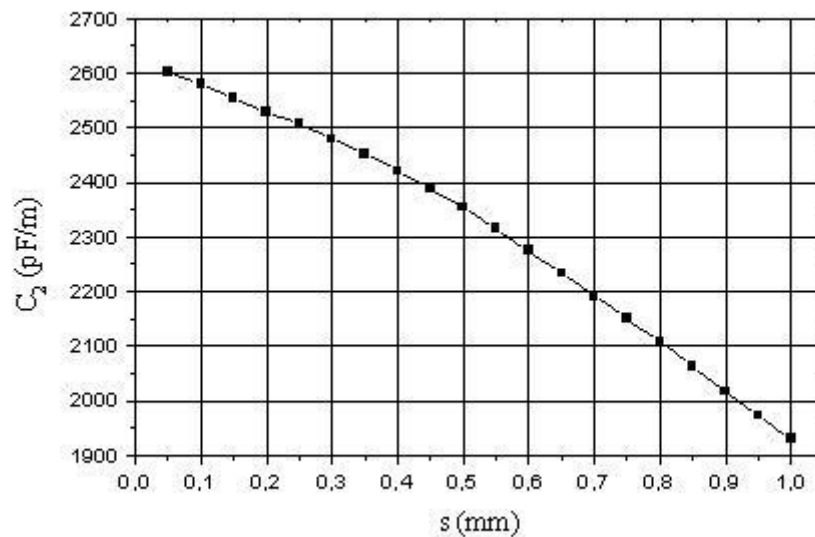


Figure III. 31: Influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur la capacité (C_2) du filtre coupe bande.

Pour montrer l'influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur la fréquence de réjection f_0 du filtre coupe bande, nous avons analysé sa réponse pour les mêmes paramètres géométriques et physiques mentionnées ci-dessus.

Pour différentes valeurs de l'ouverture de la demi-largeur ($s=0.2\text{mm}$, 0.4mm et 0.6mm , par exemple), la variation du coefficient de transmission (S_{21}) du filtre en fonction de la fréquence est montrée sur les graphes de la figure III.32.

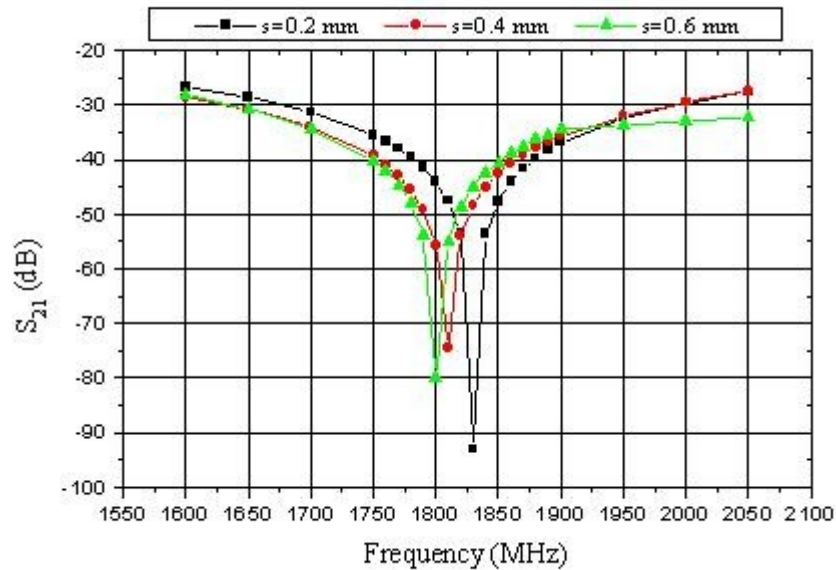


Figure III.32 : Réponses du filtre coupe bande pour différentes valeurs de l'ouverture de la demi-largeur (s).

La figure ci-dessus montre que la valeur minimale de $|S_{21}| = -93$ dB est obtenue à $f_0 = 1830$ MHz pour $s = 0.2$ mm. Pour $s = 0.4$ mm, la valeur minimale de $|S_{21}| = -74,44$ dB est obtenue à $f_0 = 1810$ MHz et pour $s = 0.6$ mm, la valeur minimale de $|S_{21}| = -79.76$ dB est obtenue à $f_0 = 1800$ MHz.

Enfin, sur la figure III.33 nous montrons l'influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur la fréquence de réjection f_0 du filtre coupe bande accordable que nous avons proposé en utilisant des lignes multicouches micro-rubans et à diaphragmes métalliques. La plage de fréquences de fonctionnement de notre filtre est de 1796 à 1852 MHz, ce qui est obtenu pour une variation de la demi-largeur de 0.05 à 1 mm.

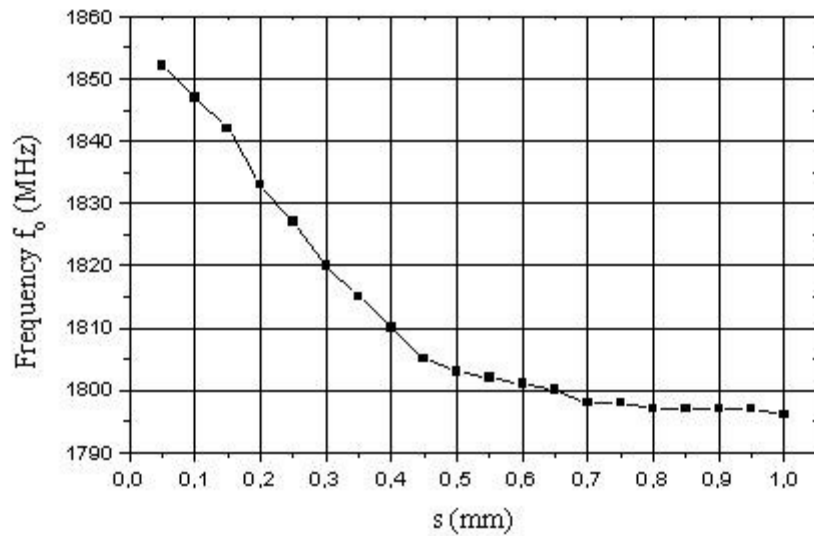


Figure III.33: Influence de l'ouverture de la demi-largeur (s) sur la fréquence de fonctionnement.

Nous avons proposé, analysé et simulé une nouvelle structure de filtre coupe bande accordable utilisant des lignes multicouche micro-rubans et à diaphragmes métalliques. Le principe de fonctionnement de base pour notre nouvelle structure est de contrôler la fréquence de réjection accordable au moyen d'ajustement de la valeur de l'ouverture de la demi-largeur. Cette nouvelle structure peut être réalisée sans difficultés majeures et avec une construction mécanique simple et de faible coût.

III.7 FILTRE SUPRACONDUCTEUR

III.7.1 INTRODUCTION

Depuis la découverte des Supraconducteurs à Haute Température (HTS) en 1986 [III.50], de nombreux HTS à base de composants micro-ondes planaire tels que résonateurs et les filtres ont été démontrée. L'utilisation de ces films HTS à la place de conducteurs normaux (par exemple, l'or et le cuivre) a réduit les pertes dans les conducteurs, et par conséquent les pertes d'insertion.

Au cours des dernières années, les filtres à base de couches minces d'HTS ont été envisagés pour des applications dans les systèmes de communications, ainsi que pour certaines applications spécifiques de radioastronomie [III.50-53].

III.7.2 FILTRE COUPE BANDE MICRORUBAN HTS

Enfin, nous nous sommes intéressés à la conception d'un filtre coupe bande microruban à bande étroite dont le substrat est de type LaAlO_3 , sous l'environnement CST

MICROWAVE STUDIO[®] [III.6]. Ce filtre coupe bande dont les spécifications mentionnées ci-dessous, est utilisé pour concevoir un duplexeur microruban.

- Fréquences de la bande atténuée : 1760-1780 MHz
- Atténuation à la fréquence de réjection : 20 dB
- Bande de réjection : 1750-1790 MHz
- Ondulation dans la bande passante : 0.1 dB

Ces spécifications peuvent être satisfaites avec un filtre coupe bande de Tchebychev d'ordre 3. Son prototype passe-bas a les valeurs des paramètres g_k suivants : $g_0 = g_4 = 1$, $g_1 = g_3 = 1.0316$ et $g_2 = 1.1474$

Pour la réalisation microruban, nous avons utilisé trois résonateurs en boucle ouverte qui sont couplés à une ligne microruban d'impédance 50Ω (figure III.34). La séparation entre les résonateurs est désignée par L et est d'environ un quart de longueur d'onde. Il s'agit d'un filtre coupe-bande à bande étroite dont la procédure de conception a été détaillée dans la référence [III.1].

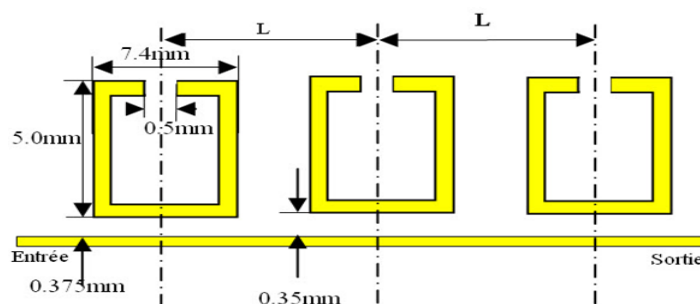


Figure III. 34: Filtre coupe bande microruban utilisant trois résonateurs en boucle ouverte sur un substrat LaAlO_3 d'épaisseur 0.5mm.

La structure du filtre coupe bande microruban utilisant trois résonateurs en boucle ouverte sous l'environnement CST est présentée sur la figure III.35.

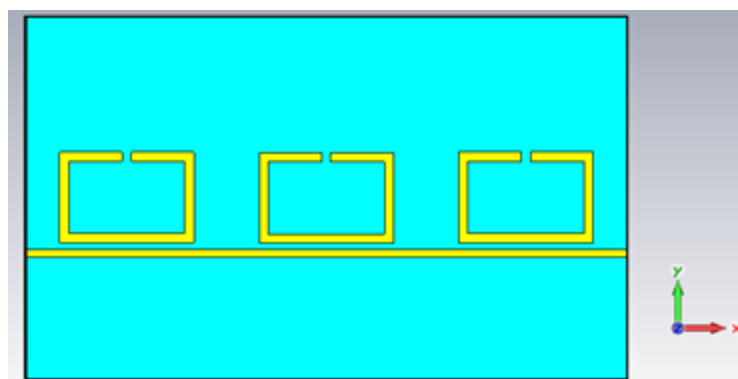


Figure III. 35 : Structure du filtre coupe bande microruban utilisant trois résonateurs en boucle ouverte sous l'environnement CST.

Le filtre coupe bande, nous l'avons réalisé sur substrat diélectrique : LaAlO_3 de permittivité relative 23.87, d'épaisseur 0.5mm et $\tan\delta = 10^{-5}$ à 77K [III.54]. Dans la plage de fréquences [1700-1900] MHz, sa réponse fréquentielle est présentée sur la figure III.36, nous l'avons obtenue pour une longueur $L=11$ mm.

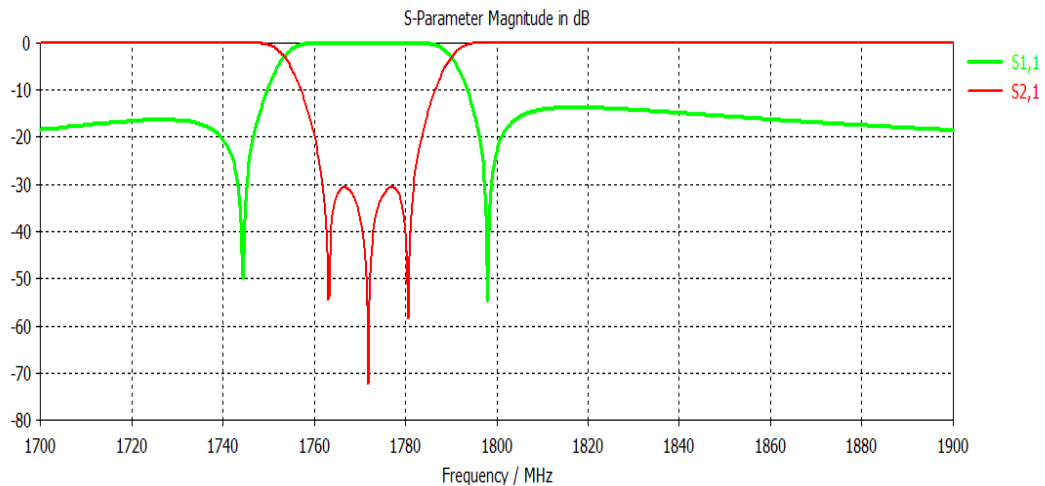


Figure III. 36: Réponse fréquentielle du filtre coupe bande microruban HTS Obtenue sous l'environnement CST.

De cette figure apparaît clairement que pour $L=11$ mm, le filtre que nous avons conçu répond bien au cahier de charges que nous avons fixé au début de la conception.

III.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté l'essentiel de nos résultats de conception et de simulations de structures de filtres planaires microondes de formes très complexes (en général) pour des applications faibles puissances en télécommunications. Ces résultats ont été obtenus grâce à l'utilisation de méthodes numériques puisque les structures étudiées n'admettent pas de solutions analytiques exactes pour leurs grandeurs EM.

Ce qui caractérise cette partie de notre travail est d'une part la contribution dans la réalisation du logiciel ADMFilters, et d'autre part la proposition en Mai 2008 d'une nouvelle structure de filtre coupe bande multicouche, à rubans asymétriques et à diaphragmes métalliques.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons l'essentiel de notre savoir faire sur d'autres types de structures de filtres de formes très complexes, destinés pour des applications hautes puissances en télécommunications.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE III-

- [III.1] **J. S. HONG, M. J. LANCASTER**
"Microstrip Filters RF/ Microwave Application", *John Wiley & son, In, USA*, 2001.
- [III.2] **ANSOFT CORPORATION**
<http://www.ansoft.com/products/>
- [III.3] **AGILENT TECHNOLOGIES**
http://eesof.tm.agilent.com/products/design_products.html
- [III.4] **ZELAND SOFTWARE, Inc.** Electromagnetic Simulation & Electronic Design Automatation
<http://www.zeland.com/>
- [III.5] **IMST GmbH**
<http://www.empire.de/>
- [III.6] **www.CST.com**
- [III.7] **SONNET SOFTWARE**
<http://www.sonnetusa.com/>
- [III.8] **WIPL-D.** Electromagnetic modeling of composite metallic and dielectric structures.
<http://www.wipl-d.com/>
- [III.9] **F. DENANOT**
"Techniques de sous-maillage dans la méthode FDTD, apports de l'approche variationnelle", *Thèse de Docteur de l'Université de Limoges*, Février 2006.
- [III.10] **K. NOURI**
"Conception, Réalisation et Caractérisation de filtres et de duplexeurs en technologies guides d'ondes et SIW Application aux systèmes de communication", *Thèse de Doctorat en Télécommunication de l'Université de Tlemcen*, Décembre 2008.
- [III.11] **P. VALADE**
"Développement et mise en œuvre d'outils de CAO électromagnétiques pour la conception de dispositifs micro-ondes et optiques", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, juin 2000.
- [III.12] **O. PIQUET**
"Les résonateurs diélectriques : application aux domaines optiques et micro-ondes", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Novembre 2002.
- [III.13] **M. CHATRAS**
"Filtre micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 72-2003, Décembre 2003.
- [III.14] **S. DEMARTY**
"Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé", *Thèse de Docteur de l'Université de Limoges*, Août 2006.
- [III.15] **R. L. COURANT**
"Variational Methods for the solution of problems of equilibrium and Vibration", *Bulletin of the American Mathemat Cal Society* 49 : 1-2, 1943.
- [III.16] **G. LUNET**
"Radôme Actif utilisant des Matériaux et structures à propriétés électromagnétiques contrôlées", *Thèse de Doctorat en Electronique, de l'Université de Bordeaux*, n°, d'ordre ; 3862, Octobre 2009.
- [III.17] **C. SABOUREAU**
"Analyses électromagnétiques et méthodologies de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 20-2004, Septembre 2004.
- [III.18] **M. SI. MEONI**
"Conception, réalisation et test de nouvelles topologies de résonateurs et filtres micro-ondes", *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 18-2002, Mai 2002.
- [III.19] **M. FEHAM**
"Analyse rigoureuse par la méthode des éléments finis des structures résonantes passives micro-ondes. Application au filtre millimétrique à résonateur diélectrique", *Thèse de Doctorat, l'Université de Tlemcen*, 1996.
- [III.20] **R. BADOUAL**
"Les micro-ondes", *Edition Masson*.
- [III.21] **N. BENAHMED**
"Analyse électromagnétique des lignes de transmission et caractérisation numérique des discontinuités micro-ondes -Application à la conception des circuits micro-ondes", *Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Tlemcen*, 2002.
- [III.22] **N. BENAHMED**

"Simulation numérique du résonateur à bandes symétrique blindé et application à la RMN", *Thèse de Magister, l'Université de Tlemcen*, 1997.

[III.23] **M. KHELIF et N. BENAHMED**

"Caractéristique de la ligne à bandes symétriques par la méthode des éléments Finis ", *Revue Internationale des Technologies Avancées (CDTA), Algérie*, Octobre 1998.

[III.24] **F. TAULLELE, D. MASSIOT**

"Bulletin magnetic resonance" 11, pp 314-316, 1990.

[III.25] **P.F. COMBES**

"Composants, dispositifs et circuits actifs micro-ondes", *Dunod Université*, 1985.

[III.26] **J. DAVID**

"Contribution à l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques dans les matériaux inhomogènes et les structures non uniformes", *Thèse d'Etat Es-Sciences, Toulouse*, 1984.

[III.27] **M. BOUSSALEM**

"Etude et modélisation de structures de transmission non uniformes applications à l'adaptation d'impédance et au filtrage ", *Thèse de Doctorat en Microonde, Electromagnétisme et Optoélectronique de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, n° d'ordre 2504, Juillet 2007.

[III.28] **K. MURAKAMI, J. ISHII**

"MCD Analysis of Reflection Characteristics on Non uniform Transmission Lines" , *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E81-C, n°5, pp. 781-787, Mai 1998.

[III.29] **K. HETTAK, N. DIB, A.F. SHETA and S. TOUTAIN**

"A class of Novel Uniplanar Series Resonators and Their Implementation in Original Applications " *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, n°. 9, September 1998.

[III.30] **P. F. COMBES**

"Micro-ondes - 1. Lignes, guides et cavités ", *Dunod*, 1996.

[III.31] **G. L. MATTHAEI, L. YOUNG & E. M. T. JONES**

"Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures", *Artech House, Norwood MA*, 1980.

[III.32] **E. PISTONO**

"Conception et réalisation de filtres micro-ondes planaires accordables par varactors à base de structures périodiques", *Thèse de Doctorat, en Optique et Radiofréquence, de l'Université de Savoie*, Juillet 2006.

[III.33] **T. OHGIHARA, Y. MURAKAMI, AND T. OKAMOTO**

"A 0.5-2.0 GHz tunable bandpass filter using YIG film grown by LPE", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 23, n°.5, pp .3745–3747, September 1987.

[III.34] **I. HUYNEN, G. GOGGIO, D. VANHOENACKER, AND A.V.VORST**

"A novel nanostructured Microstrip device for tunable stopband filtering applications at microwaves", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, n°.10, pp.401–403, October 1999.

[III.35] **T. PAILLOT**

" Etude de composants MEMS RF pour les circuits hyperfréquences et millimétriques", *Thèse de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 31-2005 Septembre 2005.

[III.36] **M. K. M. SALLEH**

" Contribution à la synthèse de résonateurs pseudo elliptiques en anneau. Application au filtrage planaire millimétrique", *Thèse de Doctorat en Électronique de l'Université de Toulouse*, Octobre 2008.

[III.37] **E.R. BROWN**

"RF - MEMS switches for reconfigurable integrated circuits " , *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, n°.11, pp.1868–1880, November 1998.

[III.38] **G.M. REBEIZ, RFMEMS**

"Theory, design, and technology", *Wiley and Sons*, 2003.

[III.39] **M. BRANDOLINI, P. ROSSI, D. MANSTRETTA, AND F.SVELTO**

"Toward multistandard mobile terminals—fully integrated receivers requirements and architectures" *IEEE Transaction son Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n°.3, pp.1026–1038, March 2005.

[III.40] **J. UHERAND, W.J.R. HOEFER**

"Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters, " *IEEE Transactionson Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, n°. 4, pp. 643–653, April 1991.

[III.41] **K. ENTESARI**

"Development of high performance 6-18 GHz tunable /switchable RF MEMS filters and their system implementations," , *Ph. D. dissertation, University of Michigan, Michigan, USA*, 2006.

[III.42] [http:// :www.art – telecom.fr](http://www.art-telecom.fr).

[III.43] S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED and Y. BEKRI

"Multilayer Microstrip Forms Tunable Bandstop Filters", *Microwaves & RF*, vol. 47, n°. 5, pp. 98-106, May 2008.

[III.44] D. JAISSON

"A Multilayer Microstrip Bandstop Filter for DCS ", *Applied Microwave & Wireless*, pp. 64-70, March 1998.

[III.45] D. JAISSON

"A microstrip coplanar waveguide coupler for use with an attenuator", *Microwave Journal*, vol. 38, n°. 9, pp. 120-130, September 1995.

[III.46] T. C. EDWARDS

"Foundations for microstrip Circuit Design", *John Wiley & Sons Inc Nex York*.

[III.47] N. BENAHMED, M. FEHAM, and S. DALI

"Design of Tunable Bandstop Filters using Multilayers Microstrip", *Applied Microwave and Wireless*, vol. 13, n°. 7, pp. 82-91, July 2001.

[III.48] N. BENAHMED, M. FEHAM and M. KAMECHE

"Finite Element Analysis of Planar Couplers" , *Applied Microwave & Wireless*, vol. 12, n°. 10, pp. 28-38. October 2000.

[III.49] A. R. DJORDJEVIC, M. BAZDAR, G. vitosevic, T. SAKAR, and R.F. HARRINGTON

"Scattering Parameters of Microwave Networks With multiconductor transmission lines" , *Artech House Norwood*, MA, 1990.

[III.50] E. M. SAENG

"Fixed-Frequency and Frequency-Agile (Au, HTS) Microstrip Bandstop Filters for L-Band Applications", *Ohio University, Athens, Ohio*, NASA/TM-2001-210512.

[III.51] J -S. HONG, M.J. LANCASTER, R.B. GREED, D. JEDAMZIK, J.C. MAGE, AND H.J. CHALOUPKA

"A High-Temperature Superconducting Duplexer for Cellular Base Station Applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 1336–1343, August 2000.

[III.52] R. KEENAN

"Superconductors Improve Base-Station Sensitivity", *Wireless Systems Design*, pp. 32–37, July 1997.

[III.53] M.W. SINCLAIR, W.E. WILSON, G.G. MOOREY, P.B. SYKES, R.J. BOLTON

"A cryogenically cooled, thirteen beam, 21 cm receiver front end", *Electrochemical Society Proceedings*, vol. 97-2, pp. 336–346, 1997.

[III.54] F. AIGA, Y. TERASHIMA, M. YAMAZAKI, H. FUKU, H. KAYANO, R. KATO, T. HASHIMOTO

"Bandwidth tunable high-Tc superconducting filter ", *Elsevier, Physica C 387 (2002) 43-47*, February 2002.

CHAPITRE IV

Résultats de structures complexes de filtres à haute puissance

IV.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons nos résultats de conceptions et d'analyses de certaines structures de filtres de forme très complexes réalisées en technologie coaxiale pour des applications hautes puissances en télécommunications.

Une de nos contributions pour la littérature scientifique, réside dans le développement de formules analytiques précises pour la ligne coaxiale carrée à conducteurs internes : circulaire et carré. Nos expressions présentent une erreur relative inférieure à 1.5%, ce qui montre la bonne précision de nos modèles analytiques que nous avons proposés. Nous les avons utilisées par exemple pour concevoir un filtre passe-bas de fréquence de coupure de 1.3 GHz d'une part et pour concevoir un coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz.

Une deuxième contribution de notre part réside dans la nouvelle structure de filtre passe bande (PB) Ultra Large Bande (ULB) réalisée à partir de lignes coaxiales carrées couplées et à conducteurs internes carrés. Nous avons proposé son utilisation en Juillet 2011 pour des applications hautes puissances en télécommunication.

IV.2 TECHNOLOGIE COAXIALE

La ligne coaxiale est une des lignes de transmission les plus utilisées actuellement surtout pour des applications haute puissance en télécommunications. Sa fréquence maximale d'utilisation se situe aux alentours de 40 GHz [IV.1]. Elle est constituée de deux conducteurs : extérieur et intérieur de rayons respectifs (r_2 ou a_2) et (r_1) (figure IV.1), et par un diélectrique de permittivité relative (ϵ_r), qui permet de centrer le conducteur interne par rapport au conducteur externe.

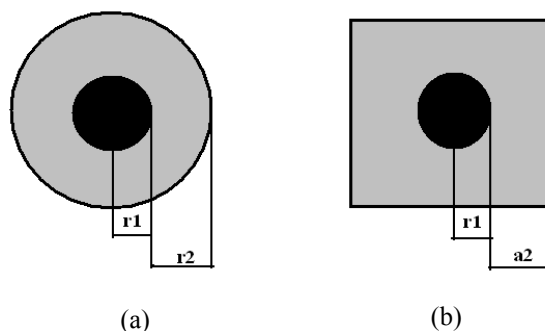


Figure IV.1 : Ligne coaxiale : classique en (a) et à conducteur externe carré en (b).

IV.2.1 LIGNE COAXIALE A CONDUCTEUR EXTERNE CARRE

L'impédance caractéristique des lignes de transmission coaxiales avec un conducteur interne circulaire et un conducteur extérieur carré est rapportée par les auteurs des références [IV.1-2].

Lorsque le mode de propagation est de type TEM, l'impédance caractéristique Z_0 est donnée, dans le cas d'un diélectrique sans perte ($\text{tg}(\delta) = 0$), non magnétique et pour des parois parfaitement conductrices ($\rho = 0$), par la relation suivante:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{1.0787 a_2}{r_1} \tag{IV.1}$$

Le câble coaxial est une solution à de nombreux problèmes : de haute puissance, de large bande passante à faible perte et d'isolement élevé [IV.1-2].

IV.2.2 APPLICATIONS AUX FILTRES

Le câble coaxial est la première ligne de transmission à examiner pour la conception de filtres pour des applications hautes puissances [IV.3]. Plusieurs travaux sont effectués pour concevoir des filtres microonde à base de cette ligne. Les figures IV.2 et IV.3 présentent un exemple de filtre à cavité coaxiale pour des applications WiMAX (3.44 GHz) [IV.4]. Ses réponses fréquentielles sont montrées par les graphes de la figure IV.4.

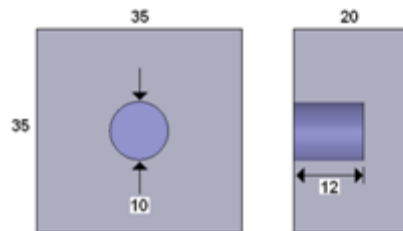


Figure IV.2 : Géométrie de résonateur carré pour un filtre WiMAX [IV.4].

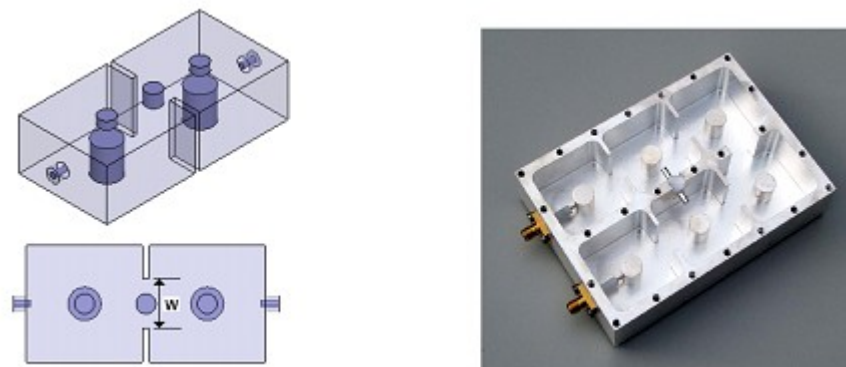


Figure IV.3 : Structure du filtre 3.44 GHz WiMAX de la référence [IV.4].

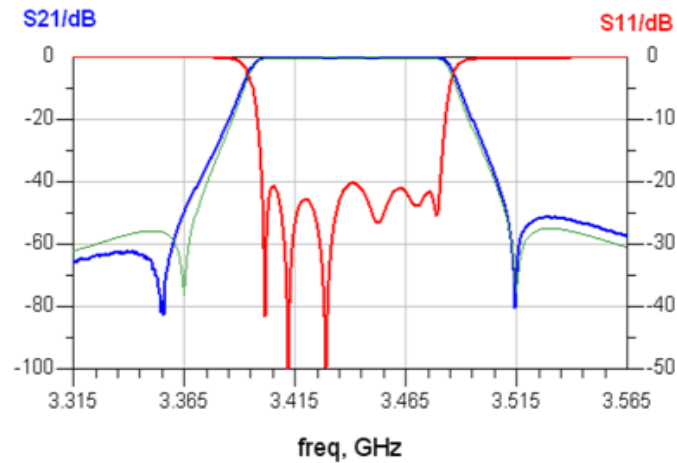


Figure IV.4 : Réponses fréquentielles du filtre d'ordre 6 à cavité coaxiale conçu pour des applications WIMAX de la référence [IV.4].

IV.3 PARAMETRES EM DES LIGNES COAXIALES CARREES [IV.5]

Les propriétés électriques d'une ligne coaxiale carrée sans perte peuvent être décrites en termes de l'impédance caractéristique Z_c , et des paramètres primaires (L et C) [IV.6-8].

Dans cette partie de ce chapitre, nous nous intéressons au développement de formules analytiques précises pour les paramètres électromagnétiques (inductance (L), capacité (C) et impédance caractéristique (Z_c)) des lignes coaxiales carrées à conducteur interne circulaire et carré. Les expressions analytiques, déduites d'une analyse rigoureuse par la méthode des éléments finis (FEM), la méthode des moments (MoM) [IV.9] et une technique de lissage des courbes, peuvent être facilement mises en œuvre dans des outils de simulation de CAO, pour concevoir divers composants pour les systèmes de télécommunication.

Nos expressions analytiques restent valables pour toutes les lignes coaxiales carrées ayant des rapports des conducteurs extérieur-intérieur (a_2/r_1 ou a_2/a_1) compris entre 1.2 et 10. Comme applications, nous présentons principalement nos résultats de conception et de simulation de coupleurs banchline de type MEMS et fonctionnant à 60 GHz.

IV.3.1 LIGNES COAXIALES CARREES

Les sections transversales des lignes coaxiales carrées avec conducteur interne circulaire et carré sont représentées respectivement sur les figures IV.5(a) et IV.5(b). Ces lignes sont supposées être sans perte avec un conducteur interne (r_1 ou a_1) et un conducteur externe de largeur (a_2). Un diélectrique de permittivité relative ϵ_r règne à l'intérieur des lignes.

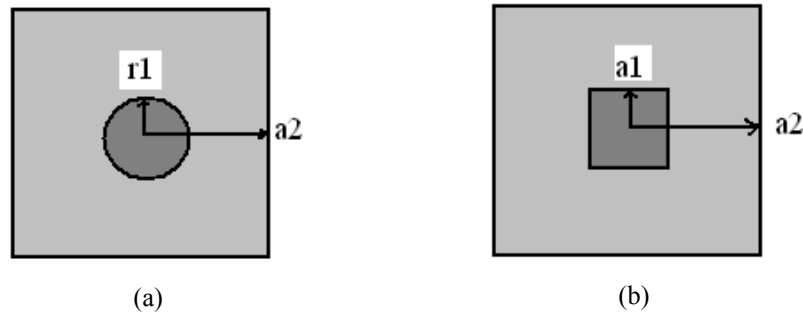


Figure IV.5 : Sections transversales de la ligne coaxiale carrée à conducteurs internes : circulaire en (a) et carré en (b).

IV.3.1.1 LIGNE COAXIALE CARREE A CONDUCTEUR INTERNE CIRCULAIRE

IV.3.1.1.1 RESULTATS NUMERIQUES

Les résultats numériques pour les paramètres EM (Z_c , L et C) que nous avons obtenus pour ce type de ligne coaxiale carrée (vide : $\epsilon_r = 1$) avec conducteur interne circulaire sont représentés sur les figures IV.6 à IV.8. Ces résultats montrent la très bonne cohérence entre la méthode MEF et celle des MoM.

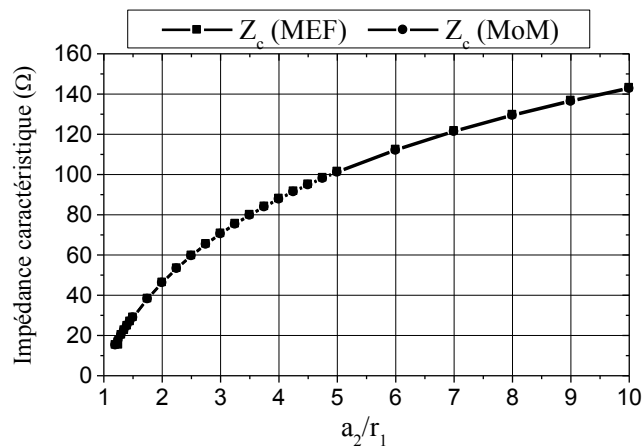


Figure IV.6 : Impédance caractéristique en fonction du rapport conducteur extérieure- intérieure (a_2/r_1).

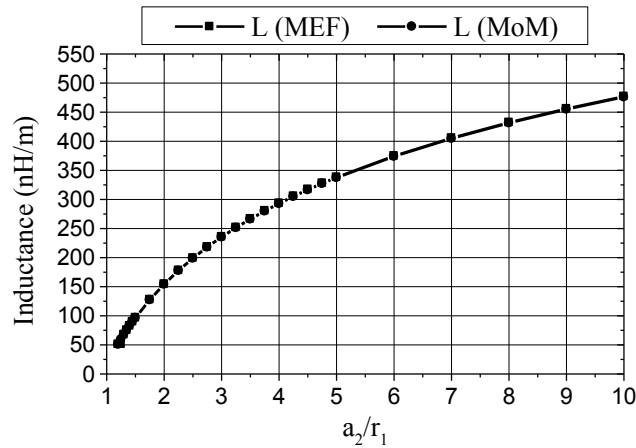


Figure IV.7 : Influence du rapport conducteur extérieure-intérieur (a_2/r_1) sur l'inductance linéique de la ligne carrée à conducteur interne circulaire.

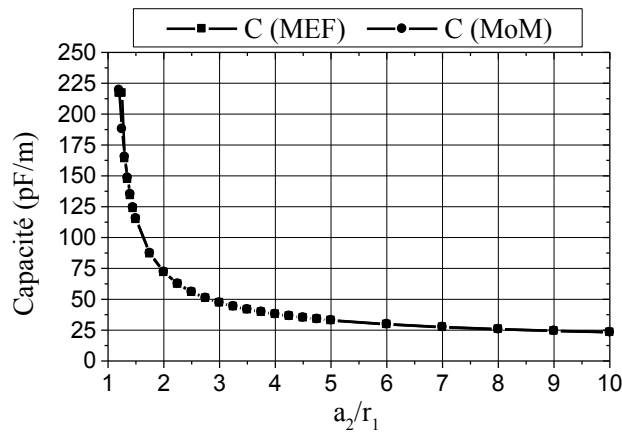


Figure IV.8 : Influence du rapport conducteur extérieure-intérieur (a_2/r_1) sur la capacité linéique de la ligne carrée à conducteur interne circulaire.

IV.3.1.1.2 DERIVATION DES MODELES ANALYTIQUES

- Impédance caractéristique

En utilisant un lissage rigoureux à nos résultats numériques, nous avons développé des expressions analytiques des paramètres EM de la ligne coaxiale carrée à conducteur interne circulaire. Il se trouve que son impédance caractéristique (Z_c) peut être exprimée par:

$$Z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(Z_o + A_1 \exp \left[\frac{-(r-r_o)}{t_1} \right] \right) \quad (\Omega) \tag{IV.2}$$

où

➤ Pour $1.2 \leq r \leq 5$,
 $Z_0 = 124.175$

$A_1 = -108.195$

$r = a_2/r_1$

$r_0 = 1.2$

$t_1 = 2.515$

➤ Pour $5 \leq r \leq 10$,
 $Z_0 = 184.318$

$A_1 = -82.764$

$r = a_2/r_1$

$r_0 = 5$

$t_1 = 7.179$

- *Inductance et capacité par unité de longueur*

L'inductance et la capacité linéiques de la ligne coaxiale carrée à conducteur interne circulaire sont données par deux relations suivantes :

$$L = L_o + A_1 \exp\left[\frac{-(r-r_o)}{t_1}\right] \quad \left(\frac{nH}{m}\right) \quad (IV.3)$$

où

➤ Pour $1.2 \leq r \leq 5$,
 $L_o = 414.228$

$A_1 = -360.904$

$r = a_2/r_1$

$r_0 = 1.2$

$t_1 = 2.518$

➤ Pour $5 \leq r \leq 10$,
 $L_o = 614.404$

$A_1 = -275.890$

$r = a_2/r_1$

$$r_0 = 5$$

$$t_1 = 7.179$$

$$C = \varepsilon_r \left(C_o + A_1 \exp \left[\frac{-(r-r_0)}{t_1} \right] + A_2 \exp \left[\frac{-(r-r_0)}{t_2} \right] \right) \left(\frac{pF}{m} \right) \quad (IV.4)$$

où

$$C_o = 24.949$$

$$A_1 = 118.680$$

$$A_2 = 72.692$$

$$t_1 = 0.208$$

$$t_2 = 1.583$$

$$r = a_2/r_1$$

$$r_0 = 1.2$$

La figure IV.9 montre une comparaison entre les résultats analytiques et numériques. De cette figure, il apparait clairement que les erreurs relatives entre les valeurs numériques et analytiques sont inférieures à 1.5% dans une grande page du rapport a_2/r_1 , ce qui montre la bonne précision des modèles analytiques proposés pour ce type de ligne de transmission.

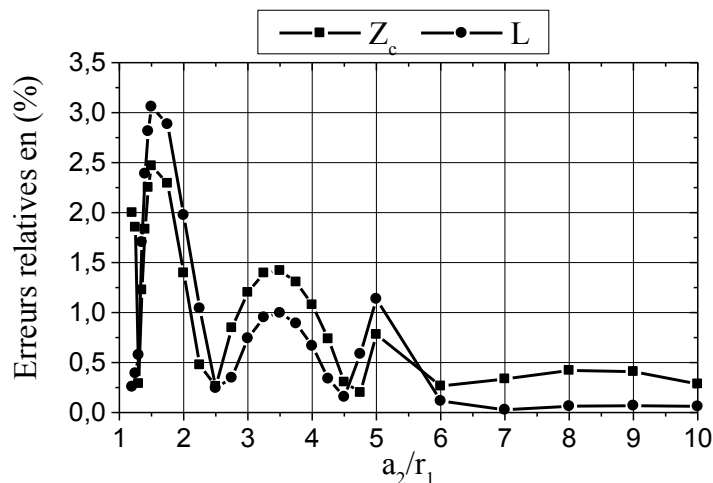


Figure IV.9 : Erreurs relatives entre nos résultats analytiques et numériques.

IV.3.1.2 LIGNE COAXIALE CARREE A CONDUCTEUR INTERNE CARRE

IV.3.1.2.1 RESULTATS NUMERIQUES

Les figures IV.10 à IV.12 montrent les résultats numériques que nous avons obtenus au moyen de la MEF et de la MoM pour l'impédance caractéristique Z_c et pour les paramètres primaires (L et C) de la ligne coaxiale carrée isolée à conducteur interne carré.

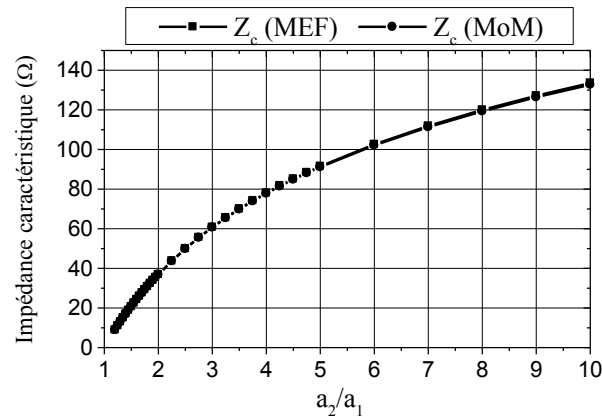


Figure IV.10 : Impédance caractéristique en fonction du rapport conducteur extérieur-intérieur (a_2/a_1).

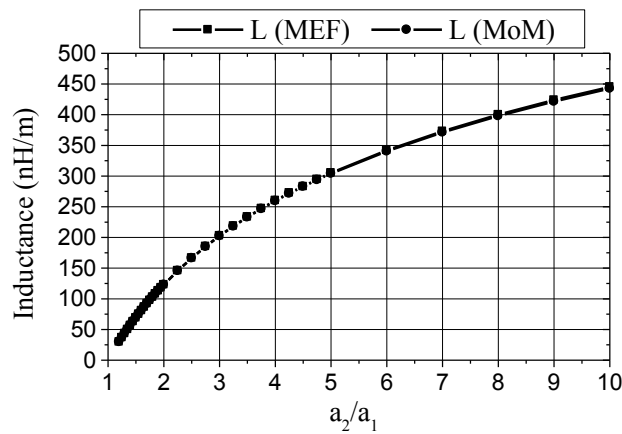


Figure IV.11 : Influence du rapport conducteur extérieure-intérieur (a_2/a_1) sur l'inductance de la ligne carrée à conducteur intérieur carré

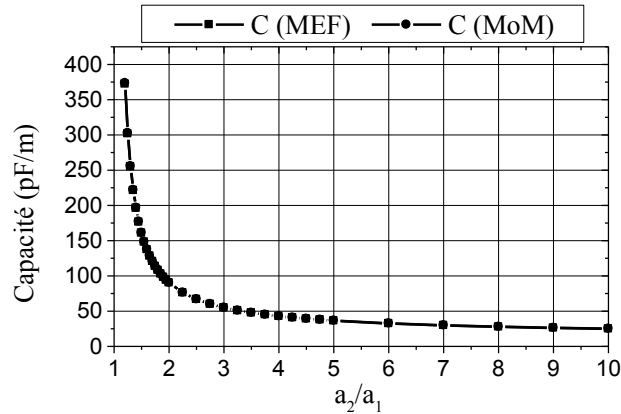


Figure IV.12 : Influence du rapport conducteur extérieure-intérieur (a_2/a_1) sur la capacité de la ligne carrée à conducteur intérieur carré

IV.3.1.2.2 DERIVATION DES MODELES ANALYTIQUES

- Impédance caractéristique

Pour ce type de ligne, l'impédance caractéristique (Z_c) peut être exprimée par l'équation suivante :

$$Z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(Z_o + A_1 \exp \left[\frac{-(r - r_o)}{t_1} \right] \right) \quad (\Omega) \tag{IV.5}$$

Où :

➤ Pour $1.2 \leq r \leq 5$,
 $Z_o = 119.686$

$A_1 = -110.061$

$r = a_2 / a_1$

$r_o = 1.2$

$t_1 = 2.847$

➤ Pour $5 \leq r \leq 10$,
 $Z_o = 175.534$

$A_1 = -83.911$

$r = a_2 / a_1$

$r_o = 5$

$t_1 = 7.236$

- Inductance et capacité par unité de longueur

Enfin, les deux relations suivantes donnent les expressions de l'inductance et de la capacité linéiques de la ligne coaxiale carrée à conducteur interne carré.

$$L = L_o + A_1 \exp\left[\frac{-(r-r_o)}{t_1}\right] \quad \left(\frac{nH}{m}\right) \quad (IV.6)$$

où

➤ Pour $1.2 \leq r \leq 5$,
 $L_o = 398.106$

$A_1 = -366.037$

$r = a_2 / a_1$

$r_0 = 1.2$

$t_1 = 2.839$

➤ Pour $5 \leq r \leq 10$,
 $L_o = 584.918$

$A_1 = -279.526$

$r = a_2 / a_1$

$r_0 = 5$

$t_1 = 7.229$

$$C = \epsilon_r \left(C_o + A_1 \exp\left[\frac{-(r-r_o)}{t_1}\right] + A_2 \exp\left[\frac{-(r-r_o)}{t_2}\right] \right) \quad \left(\frac{pF}{m}\right) \quad (IV.7)$$

où

$C_o = 29.068$

$A_1 = 217.255$

$A_2 = 121.432$

$t_1 = 0.164$

$t_2 = 1.185$

$r = a_2 / a_1$ et $r_0 = 1.2$

Une comparaison entre nos résultats analytiques et numériques est représentée dans la figure IV.13. Grâce à cette comparaison, il apparaît une bonne précision des expressions

que nous avons développées pour les paramètres EM de la ligne coaxiale carrée à conducteur interne carrée.

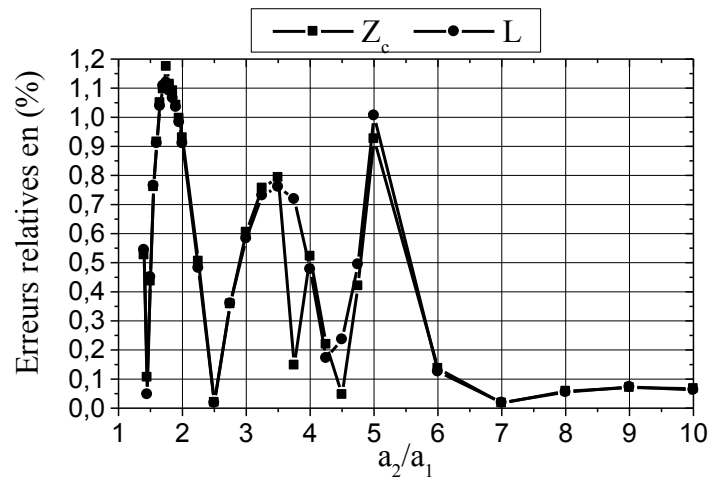
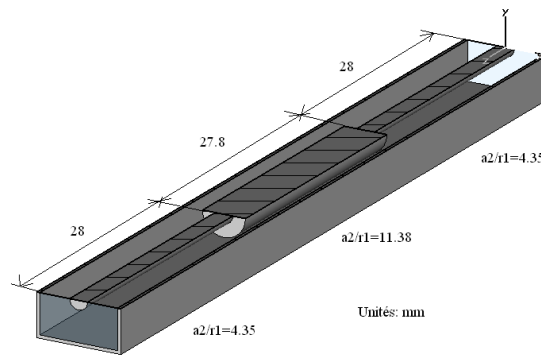


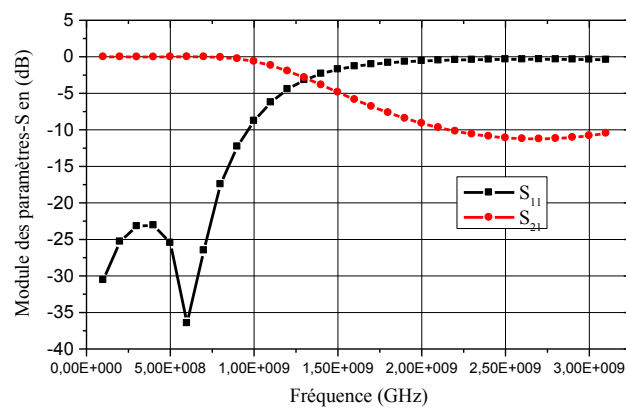
Figure IV.13 : Erreurs relatives entre les résultats analytiques et numériques.

IV.3.1.2 APPLICATIONS A LA CONCEPTION DE COUPLEURS BRANCH-LINE DE TYPE MEMS ET FONCTIONNANT A 60 GHz

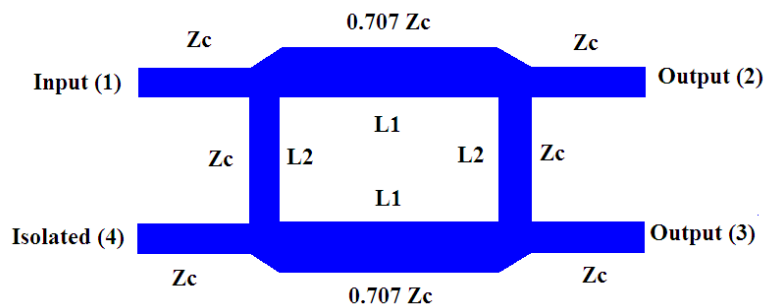
Les expressions que nous avons développées sont très faciles à utiliser pour concevoir plusieurs composants tels que les filtres (figures IV.14(a) et (b)) et les coupleurs (figure IV.14-c) pour des applications diverses dans le domaine des télécommunications. Ici nous avons préféré de les utiliser pour la conception de coupleurs de type branchline en se servant de la théorie des lignes couplées, ce qui constituera une bonne introduction à l'étude des filtres ultra large bande (ULB) à lignes couplés. La figure IV.14(c) présente la structure d'un coupleur branchline en utilisant des lignes coaxiales carrées. Tous les ports du coupleur sont adaptés à $Z_c = 50 \Omega$ [IV.10].



(a)



(b)



(c)

Figure IV.14 : Illustration détaillée du filtre passe-bas en (a) sa réponse fréquentielle en (b) et coupleur branchline en (c).

Pour concevoir un coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz utilisant des lignes coaxiales carrées (L1, L2) à conducteurs internes circulaires, nous avons analysé la structure représentée sur la figure IV.14.

Pour les lignes coaxiales, la largeur de conducteur externe (a_2) a été maintenue constante. Le rayon (r_1) du conducteur intérieur a été varié pour modifier l'impédance caractéristique de la ligne. Toutes les dimensions et les paramètres électromagnétiques, obtenus à partir de nos expressions analytiques proposées, pour les lignes du coupleur sont donnés dans le tableau IV.1.

Tableau IV.1 : Paramètres de conception du coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz et utilisant les lignes coaxiales carrées à conducteurs internes circulaires.

Lignes	L1	L2
r_1 (mm)	0.05	0.04
a_2 (mm)	0.086	0.086
ϵ_r	1	1
Z_c (Ω)	35.34	50.02
L (nH/m)	117.85	166.75
C (pF/m)	89.04	66.08
Longueur (mm)	1.25	1.25

Pour ces paramètres géométriques et physiques et en utilisant un modèle numérique adapté [IV.11] les réponses fréquentielles du coupleur branchline que nous avons conçu au moyen des lignes coaxiales carrés à conducteur interne circulaire, sont montrées par les graphes de la figure IV.15. Les réponses simulées respectivement couplée (S_{13}) et directe (S_{12}) sont meilleures que (-3.61 dB) dans une bande de fréquence s'étalant de 56 à 64 GHz, ce qui limite la bande passante à environ 17%. Les pertes de réflexion et d'isolation sont meilleurs que (-15 dB) dans cette même bande passante.

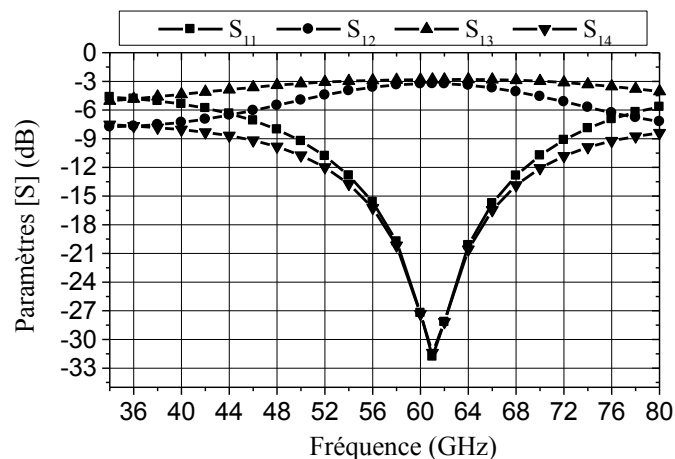


Figure IV.15 : Réponses fréquentielles du coupleur branchline utilisant des lignes coaxiales carrées à conducteurs internes circulaires

Le même travail a été fait pour concevoir un coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz utilisant lignes coaxiales carrées (L_1 , L_2) à conducteurs interne carrés. Avec les paramètres de conception donnés dans le tableau IV.2, la réponse obtenue du coupleur est représenté sur la figure IV.16.

Tableau IV.2 : Paramètres de conception du coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz et utilisant les lignes coaxiales carrées à conducteurs interne carrés.

Lignes	L_1	L_2
a_1 (mm)	0.044	0.035
a_2 (mm)	0.086	0.086
ϵ_r	1	1
Z_c (Ω)	35.23	48.9
L (nH/m)	117.45	163.01
C (pF/m)	95.16	71.23
Longueur (mm)	1.25	1.25

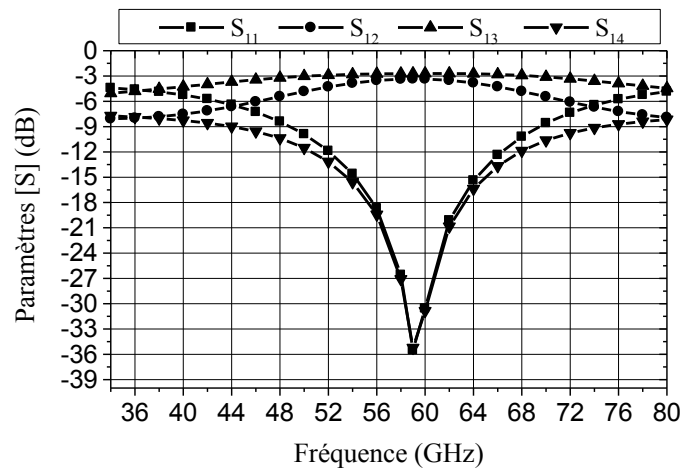


Figure IV.16 : Réponses fréquentielles du coupleur branchline utilisant des lignes coaxiales carrées à conducteurs internes carrés.

Pour ce type de coupleur, les réponses simulées respectivement couplée (S_{13}) et directe (S_{12}) sont meilleures que (-4.29 dB) dans une bande de fréquence s'étalant de 56 à 64 GHz, ce qui limite la bande passante à environ 21%.

IV.4 FILTRES ULTRA LARGE BANDE (ULB) HAUTE PUISSANCE

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

IV.4.1 DEFINITION

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

La Commission Fédérale de Communications (FCC) a ensuite défini le signal Ultra Large bande comme un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20 % de sa fréquence centrale [IV.12]. La bande principale prévue pour l'ULB se situe entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. Cette bande d'environ 7 GHz de large pourrait donc éventuellement être décomposée en 14 sous "canaux" de 500 MHz. Un système de communication utilisant la totalité de la bande, ou un ensemble des sous canaux de 500 MHz ou même un seul canal de 500 MHz sera donc considéré comme un système ULB, à condition qu'il respecte les contraintes réglementaires de mise en service [IV.13].

Depuis Février 2002, plusieurs chercheurs ont commencé à explorer divers composants, dispositifs et systèmes ultra larges bandes [IV.14-15]. Un des blocs principaux dans un système ULB est le filtre passe bande (FPB) ULB. Ce type de filtre a été étudié théoriquement et numériquement [IV.16-17]. Sur la base de l'utilisation de tronçons de lignes à saut d'impédance d'une part et de tronçons de lignes couplées d'autre part, plusieurs travaux récents se sont intéressés à la conception des filtres ULB planaires dédiés à des applications faibles puissances, à faibles pertes, de faibles dimensions et présentant une haute suppression des fréquences indésirables et une très bonne amélioration dans les performances de la bande de réjection [IV.18-19].

IV.4.2 REALISATION

Les filtres à stub présentés dans le paragraphe II.3.3 ont été utilisés pour concevoir des filtres à large bande passante [IV.20-21].

Les résonateurs couplés ne permettent pas de concevoir des filtres à bande passante supérieure à 20%. En effet, pour une structure à lignes couplées, un fort couplage est nécessaire pour assurer une large bande passante. Les contraintes de fabrication imposent une largeur de gap minimale et limitent la réalisation d'un couplage élevé. Le couplage

peut être renforcé de sorte que la bande passante relative soit de l'ordre de 40% à 70% avec une structure à 3 lignes couplées [IV.22]. Récemment, de nouvelles formules de synthèse de filtres passe-bande à ligne couplées à bande passante de l'ordre de 50 % ont été proposées dans la référence [IV.23]. Un renforcement du couplage capacitif des lignes en technologie microruban se fait aussi en ajoutant des défauts dans le plan de masse au niveau des rubans couplés. Ce motif est équivalent à un inverseur d'impédance et la bande passante du filtre à plusieurs lignes couplées présente une réduction de 70 %. Un filtre ULB construit avec une technologie microruban sur substrat à pertes absorbant le signal en hautes fréquences est présenté dans la référence [IV.16], avec des performances cependant médiocres. Les mesures montrent de fortes pertes d'insertion de 6 dB dans la bande passante et des pertes par réflexion supérieures à 4.5 dB en dehors de la bande passante.

Formé par un résonateur à saut d'impédance ou à modes multiples (MMR) et des lignes couplées de longueur $\lambda/4$, un filtre ULB est conçu avec une bande passante de 113 % [IV.17]. L'association du résonateur MMR à des lignes couplées chargées capacitivement a démontré sa capacité de suppression de la première bande passante indésirable et d'amélioration des pertes d'insertion [IV.24]. Un filtre ULB à 5 pôles conçu avec un résonateur multi-mode coplanaire court-circuité, montre de bonnes performances en termes de pertes d'insertion et temps de groupe [IV.18]. Un résonateur MMR chargé par des stubs montre son intérêt du fait de l'effet d'onde lente dans [IV.25] (figure IV.17(a)).

Un résonateur en anneau de longueur λ à la fréquence centrale, chargé par un stub en circuit ouvert, est étudié par les auteurs de la référence [IV.26]. Il présente une bande passante de 92%. Ce filtre présente de faibles pertes d'insertion mais souffre d'une faible sélectivité. Le réglage de ce filtre est assuré par l'insertion d'un varactor à l'extrémité du stub [IV.27]. Une paire de stubs court-circuités peut être ajoutée au résonateur en anneaux pour miniaturiser le filtre.

Une structure hybride microruban-coplanaire a été utilisée pour concevoir un filtre à ULB dans la référence [IV.28]. La section de base est constituée par deux lignes microruban séparées par un gap et couplées à travers le substrat à une ligne coplanaire en circuit ouvert. Dans les travaux des références [IV.29-30] (figure IV.17(b)), les pertes par réflexion dans la bande passante sont améliorées en remplaçant la ligne coplanaire par un résonateur multimode. Ce type de transition a été modélisée par des éléments localisés pour concevoir le filtre passe haut, essentiel pour le développement du passe-bande [IV.31]. Des stubs court-circuités sont également ajoutés pour introduire des zéros de transmission qui garantissent une bonne sélectivité et une meilleure réjection. Une bande

de rejection plus large est obtenue par la structure duale : transition coplanaire/microruban [IV.32]. Un filtre compact utilisant un résonateur coplanaire quart d'onde couplé à deux stubs en circuit ouvert en microruban est publié dans [IV.33].

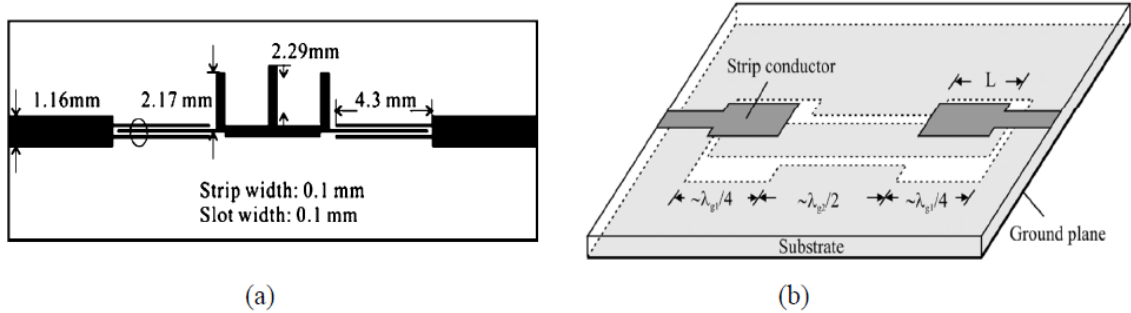


Figure IV.17 : Layout de filtres UWB : Résonateur MMR en (a) et Transition Microruban/coplanaire en (b).

IV.4.3 DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB (figure IV.18) [IV.34-35].

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules
- Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "see through wall"
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

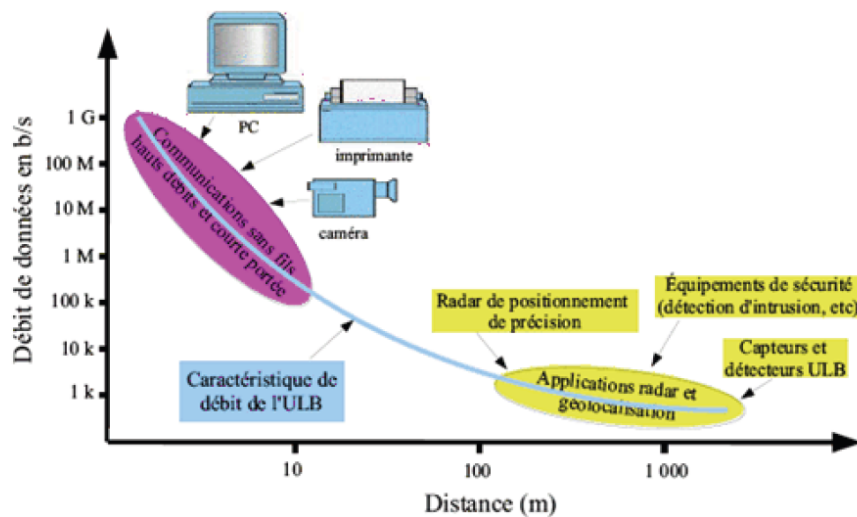


Figure IV.18 : Différentes applications de l'Ultra Large Bande.

IV.4.4 ANALYSE ET CONCEPTION D'UN NOUVEAU FILTRE ULTRA LARGE BANDE HAUTE PUISSANCE [IV.36]

En utilisant la méthode des éléments finis (MEF) en 2D et le logiciel CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS), l'analyse EM et la conception d'un nouveau filtre ultra large bande (ULB), compact et utilisant des tronçons de lignes coaxiales carrées-coupées, commode pour des applications hautes puissances en télécommunications, sont présentées dans cette partie de ce chapitre. La conception du filtre ULB est basée sur l'utilisation de tronçons de lignes à saut d'impédance d'une part et de tronçons de lignes couplées d'autre part. La fréquence centrale du filtre a été choisie autour de 6.85 GHz, la largeur de bande est comprise entre 3 et 10 GHz, les pertes de transmission s'élèvent à environ 0.35 dB et celles de réflexion sont trouvées supérieures à 10 dB dans une large gamme de fréquences (4-9.5 GHz). Les résultats de simulation des performances de la bande atténuée sont mieux que 15 dB pour une gamme de fréquences allant jusqu'à 11 GHz.

Pour la fréquence centrale choisie et sur un substrat diélectrique de permittivité relative de 2.03, le filtre ULB a seulement $6.7 \times 8.9 \times 33.4 \text{ mm}^3$ de taille.

IV.4.4.1 CABLES COAXIAUX RECTANGULAIRES

Les câbles coaxiaux rectangulaires couplés peuvent fournir un couplage de signal sous une forme compacte pour n'importe quelle impédance caractéristique du système. Ils ont été utilisés précédemment pour construire un coupleur directionnel. Ce type de coupleur est très performant, vu sa grande directivité, son faible rapport d'ondes stationnaires, sa bonne isolation et son faible cout [IV.37].

La figure IV.19 montre la section transversale d'une ligne coaxiale rectangulaire couplée à conducteurs internes carrés. Le câble est supposé être sans perte avec un conducteur interne de largeur ($2a_1$) et d'un conducteur externe (blindage) de hauteur ($2a_2$) et une largeur ($2(a_2+h)$). Un diélectrique de permittivité relative (ϵ_r), règne à l'intérieur du câble. Une partie de chaque câble est découpée et deux de ces câbles coupés sont joints pour former le système de lignes couplées. La profondeur de coupure (dite aussi de couplage) est représentée par (h) sur la section transversale.

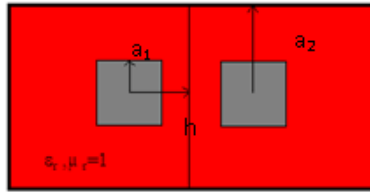


Figure IV.19 : Section transversale de la ligne coaxiale rectangulaire couplée à conducteurs internes carrés.

IV.4.4.2 RESOLUTION NUMERIQUE

Les propriétés électriques pour le coupleur homogène symétrique présenté dans la figure IV.19, à faibles pertes et propageant le mode transverse électromagnétique (TEM), peuvent être décrites en termes de paramètres primaires (matrices d'inductances [L] et de capacités [C]) et en termes de paramètres secondaires k, Z_{0e} et Z_{0o} [IV.38-39].

Où :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}$$

L_{ii} et C_{ii} (i=1, 2) sont respectivement l'inductance et la capacité propre de la ligne (i) en présence de la ligne (j) (j=1, 2, j≠i).

L_{ij} et C_{ij} (i≠j) sont respectivement l'inductance mutuelle et la capacité de couplage du système de lignes couplées.

$k = \frac{L_{12}}{L_{11}} = \frac{C_{12}}{C_{11}}$ est le coefficient de couplage et (Z_{0e}, Z_{0o}) sont les impédances respectives des modes pair et impair du coupleur.

D'autre part, la ligne isolée de la figure IV.20, est décrite en termes de son inductance et de sa capacité linéiques (L et C) et en terme d'impédance caractéristique Z₀.

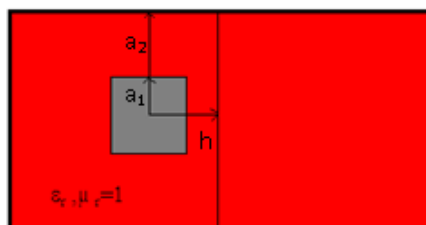


Figure IV.20 : Section transversale de la ligne coaxiale rectangulaire à un conducteur interne carré.

Dans la référence [IV.8], nous avons réalisé avec succès un outil numérique sous l'environnement FreeFEM pour la caractérisation EM de coupleurs coaxiaux rectangulaires à conducteurs intérieurs carrés. Cet outil numérique peut être facilement adapté à l'étude de toute autre structure de type TEM ou quasi-TEM [IV.40]. En outre, nous avons proposé des expressions analytiques rigoureuses pour les paramètres primaires (matrices inductance [L] et capacité [C]) et les impédances (Z_{0e} , Z_{0o}) des modes paires et impaires des coupleurs coaxiaux à conducteurs internes carrés [IV.8]. Ces expressions analytiques sont commodes pour tous les coupleurs coaxiaux à conducteurs internes carrés ayant un rapport du conducteur extérieur-intérieur compris entre 1.4 et 10 pour une large gamme de profondeur de coupure. Nous avons proposé d'autres expressions analytiques pour calculer les paramètres EM des lignes coaxiales carrés [IV.5]. Toutes nos expressions analytiques ont été déduites à partir d'analyses électromagnétiques en utilisant les méthodes MEF et MoM respectivement sous les environnements freeFEM et LINPAR [IV.41]. L'utilisation de ces expressions analytiques peut être facilement mise en œuvre dans des outils modernes de CAO pour la conception de divers composants micro-ondes.

IV.4.4.3 FILTRE ULTRA LARGE BANDE UTILISANT DES CABLES COAXIAUX

Assumant des lignes d'alimentation externes de 50Ω , les figures IV.21(a) et (b) montrent respectivement la représentation schématique 3D et la section longitudinale de filtre passe bande ultra large bande que nous avons proposé. Un tronçon de ligne coaxiale carrée-coupée est placé au milieu entre deux tronçons de coupleurs coaxiaux carrés-coupés situés aux deux extrémités du filtre [IV.42].

Pour concevoir un tel filtre passe bande ULB, les trois tronçons de ce filtre sont arrangés avec des longueurs d'environ $\lambda/4$, $\lambda/2$ et $\lambda/4$, comme indiqué sur le schéma de la figure IV.21 (b).

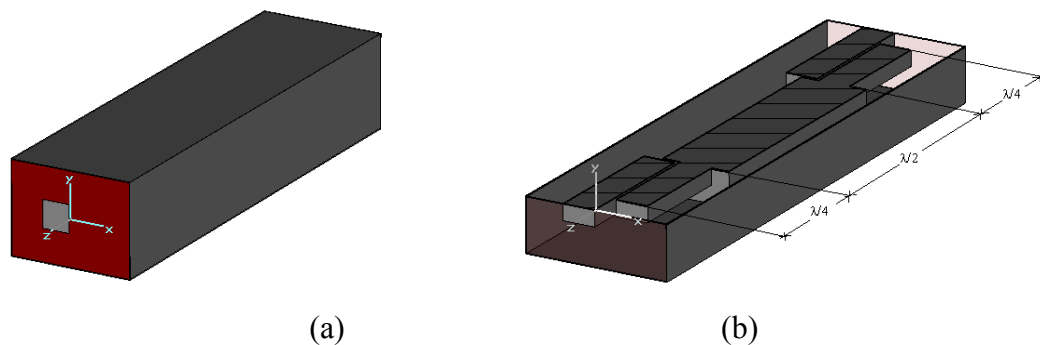


Figure IV.21 : Section longitudinale de filtre passe bande ULB utilisant des câbles coaxiaux rectangulaires à conducteurs intérieurs carrés

IV.4.4 .3 ANALYSE ET CONCEPTION PAR LA MEF

Nous avons appliqué notre outil numérique basé sur la MEF à l'analyse et à la conception du filtre ULB que nous avons proposé et utilisant des câbles coaxiaux carrés-coupés. L'approche MEF permet de décider si les contraintes permettent la réalisation du filtre.

Pour des lignes d'amenée de puissance d'impédances 50 Ω, un conducteur intérieur de largeur (2a₁=2mm), un blindage de largeur (2a₂=6.7mm) et une constante diélectrique de 2.03, nous avons varié la profondeur de coupe h de a₁ à a₂ dont le but d'assurer pour le coupleur coaxial rectangulaire un coefficient de couplage de 5 dB (figure IV.22).

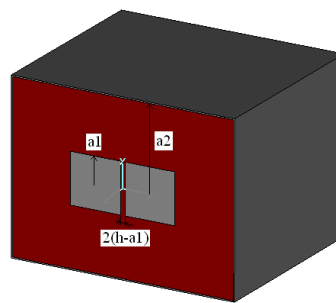


Figure IV.22 : Coupleur coaxial rectangulaire à conducteurs intérieurs carrés.

Un coefficient de couplage de 2.4 dB a été obtenu pour une profondeur de coupure (h) de 1.1mm, rapportant une impédance caractéristique du coupleur autour de $\sqrt{Z_{0e} \times Z_{0o}} = 26.24\Omega$ et des paramètres primaires suivants :

$$[L] = \begin{bmatrix} 190.9 & 144.6 \\ 144.6 & 190.9 \end{bmatrix} \quad \left(\frac{nH}{m} \right);$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 278.7 & -211.4 \\ -211.4 & 278.7 \end{bmatrix} \quad \left(\frac{pF}{m} \right)$$

Pour une longueur d'un quart de longueur d'onde, c'est à dire, $l = \lambda / 4$ et dans le but de vérifier si le coupleur est conçu avec un coefficient de couplage de moins de 5 dB dans la bande de fréquence [3.1-10.6] GHz, nous avons tracé en utilisant le logiciel MATPAR [IV.11] le coefficient de couplage qui en résulte du coupleur coaxial rectangulaire de la figure IV.22 comme représenté sur la figure IV.23.

A partir de cette figure, il apparaît clairement que les coefficients de couplage (S₁₂) et d'isolement (S₁₄) varient respectivement entre 4-5.5 dB et 11.4-11.5 dB dans la bande de

fréquence [3.1-10.6] GHz. Dans la même bande de fréquence le minimum de la directivité du coupleur ($|S_{14}| - |S_{12}|$) est d'environ 6 dB.

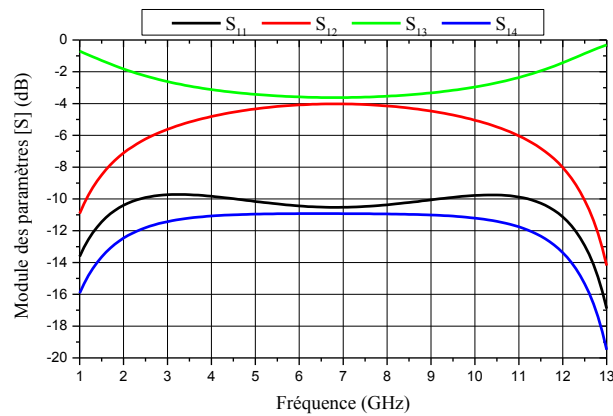


Figure IV.23 : Paramètres-S du coupleur coaxial rectangulaire de la figure IV.22.

Pour le tronçon de ligne placé au milieu du filtre passe bande ULB, présenté dans la figure IV.24, la largeur du conducteur externe (blindage), la profondeur de coupure (h) et la constante diélectrique ont été maintenues constantes ($a_2=3.35\text{mm}$, $h=1.1\text{mm}$ et $\epsilon_r=2.03$). Par contre la largeur du conducteur interne ($2a_1$) a été variée selon les besoins afin d'obtenir une impédance caractéristique (Z_0) de $19\ \Omega$. Cette valeur de (Z_0) est obtenu pour ($a_1=2.1\text{mm}$), ce qui donne une inductance et une capacité par unité de longueur respectivement de $90.75\ \text{nH/m}$ et $248.55\ \text{pF/m}$ [IV.8].

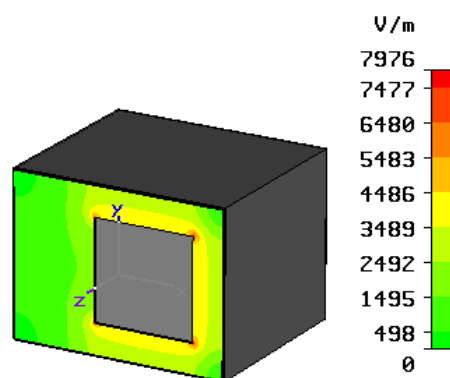


Figure IV.24 : Simulation sous CST du tronçon de ligne placé au milieu du filtre passe bande ULB proposé.

Nous avons appliqué le logiciel CST-MWS dans le but de vérifier les performances électriques prévues de notre filtre passe bande ULB proposé et conçu en utilisant des

câbles coaxiaux rectangulaires (figure IV.21). Le filtre que nous avons proposé a les caractéristiques géométriques celles indiquées sur la figure IV.25.

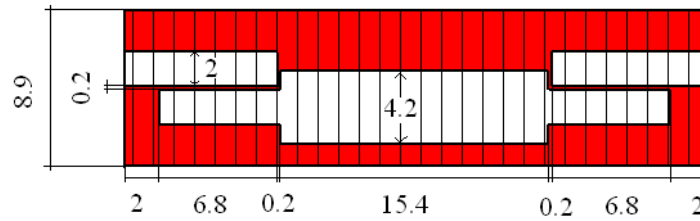


Figure IV.25 : Coupe longitudinale du filtre passe bande ULB, unités : mm.

Dans la plage de fréquences [1-11] GHz, la figure IV.26 fournit les résultats des réponses fréquentielles du filtre PB ULB que nous avons proposé pour des applications hautes puissances.

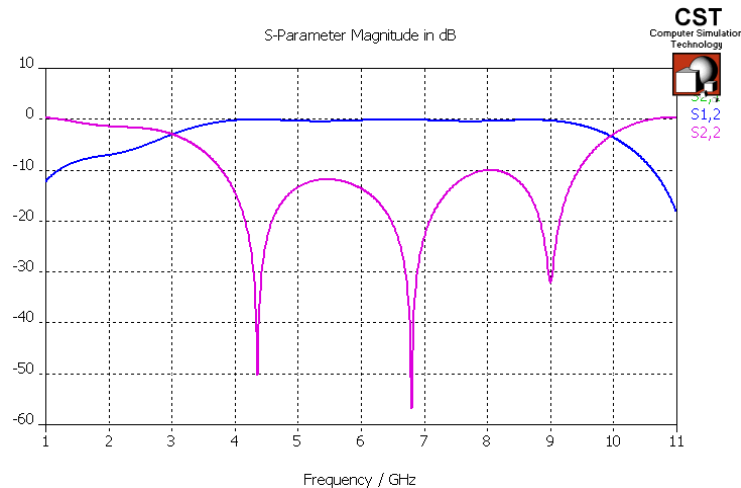


Figure IV.26 : Réponses des filtres PB ULB obtenues sous l'environnement CST-MWS.

La fréquence centrale du filtre est de 6.85 GHz, la largeur de bande est comprise entre 3.1 et 10.6 GHz, les pertes de transmission s'élèvent à environ 0.35 dB et celles de réflexion nous les avons trouvées supérieures à 10 dB dans une large gamme de fréquences (4-9.5 GHz). Les résultats de simulation des performances de la bande atténuée sont meilleures que 15 dB pour une plage de fréquences allant jusqu'à 11 GHz.

Pour pouvoir valider ces résultats de conception de notre filtre ULB dédié aux applications hautes puissances et utilisant des tronçons de lignes coaxiales carrées, nous montrons dans la figure IV.27(b) les réponses fréquentielles d'un filtre ULB commode aux applications faibles puissances et utilisant des guides d'ondes coplanaires (figure IV.27(a)) de la référence [IV.18].

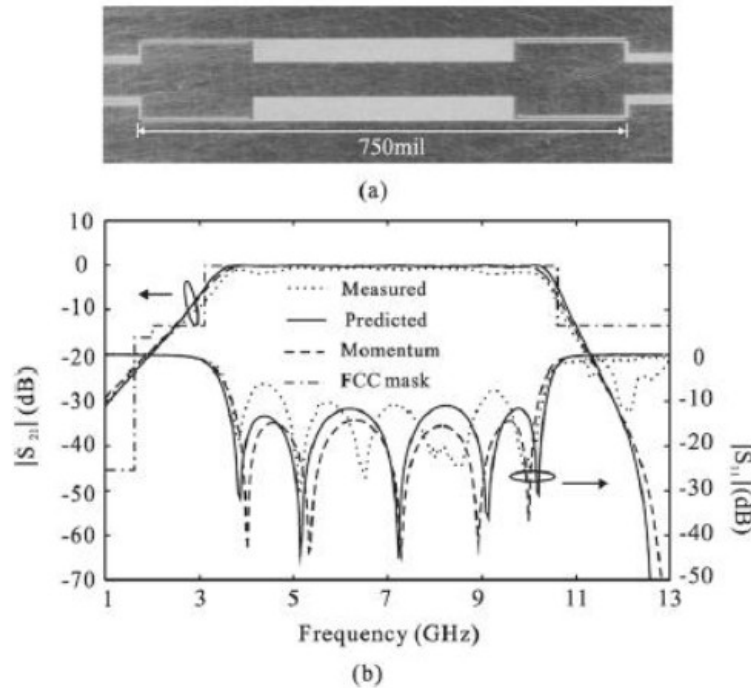


Figure IV.27: Structure coplanaire en (a) et réponses de filtre en (b) [IV.18].

La figure IV.27 montre que dans la bande (3.6-10.4 GHz), le filtre passe bande (FPB ULB) à guides d'ondes coplanaires présente des pertes de transmission inférieures à 1.5 dB et des pertes de réflexion supérieures à 10 dB.

Il apparaît clairement des deux dernières figures que les réponses simulées du circuit présenté dans la figure IV.21 et employant des câbles coaxiaux carrés-coupés sont en accord très raisonnable avec celles du circuit de la référence [IV.18] employant une structure coplanaire. La bande passante des filtres est également en bon accord avec celle définie par la commission fédérale de communications (FCC) pour des applications hautes puissances.

Pour notre type de filtre passe-bande ULB utilisant des câbles coaxiaux rectangulaire avec conducteurs intérieurs carrés, il n'ya pas de résultats numériques ou expérimentaux dans la littérature scientifique. Afin de vérifier nos résultats obtenus par le logiciel CST- MWS nous étions obligés, pour les mêmes paramètres géométriques et physiques de notre filtre, de faire des simulations à l'aide de nos précédents travaux et estimer les paramètres-S résultants du filtre ULB ainsi conçu en utilisant le logiciel MATPAR. Les résultats obtenus des coefficients S_{11} et S_{12} en fonction de la fréquence pour la structure du filtre PB ULB que nous avons proposée sont présentés sur la figure IV.28. Ainsi les figures IV.26 et IV.28 montrent que les réponses obtenues par les deux modèles numériques (CST et MATPAR) sont en bon accord.

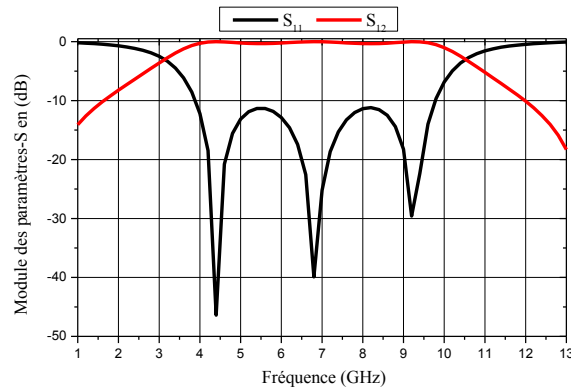


Figure IV.28 : Réponses obtenues au moyen de MATPAR du nouveau filtre FPB ULB.

IV.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux de nos contributions pour la littérature scientifique. La première est le développement de formules analytiques précises pour la ligne coaxiale carrée à conducteurs intérieurs : circulaire et carré alors que la deuxième est la proposition d'une nouvelle structure de filtre passe bande ULB commode pour des applications hautes puissances en télécommunication, réalisée à partir de lignes coaxiales carrées couplées et à conducteurs internes carrés.

Les expressions que nous avons développées sont très faciles à utiliser pour concevoir plusieurs composants tels que les filtres et les coupleurs pour des applications diverses. Comme applications, elles étaient utilisées pour concevoir un filtre passe-bas de fréquence de coupure de 1.3 GHz et un coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz.

L'analyse EM et la conception de notre nouvelle structure de filtre PB ULB, compacte et utilisant des tronçons de lignes coaxiales carrées-coupées, commode pour des applications hautes puissances en télécommunications ont été aussi présentées en utilisant la MEF en 2D et le logiciel CST-MWS. La conception du filtre ULB était basée sur l'utilisation de tronçons de lignes à saut d'impédance d'une part et de tronçons de lignes couplées d'autre part. La fréquence centrale du filtre a été choisie autour de 6.85 GHz, la largeur de bande est comprise entre 3 et 10 GHz, les pertes de transmission s'élèvent à environ 0.35 dB et celles de réflexion sont trouvées supérieures à 10 dB dans une large gamme de fréquences. Les résultats de simulation des performances de la bande atténuée sont mieux que 15 dB pour une gamme de fréquences allant jusqu'à 11 GHz. Pour la fréquence centrale choisie et sur un substrat diélectrique de permittivité relative de 2.03, le filtre ULB que nous avons proposé a seulement $6.7 \times 8.9 \times 33.4 \text{ mm}^3$ de taille.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES -CHAPITRE IV-

[IV.1] S. B. COHN

"Beating a Problem to Death ", *Microwave Journal*, p. 22, November 1969.

[IV.2] R. W. RHEA

"HF Filter Design and Computer Simulation", Hardcover, 448 pages, ISBN 1-884932-25-8, 1994.

[IV.3] R. KHUTLANG

"Design and Implementation of RF and Microwave filters Using transmission lines ", *A thesis submitted to the Departement of Electrical Engineering, University of Cape Town, infulfilment of the requirements for the degree of Bachelor of science in Engineering*, cape Town, October 2006.

[IV.4] M. HAGENSEN

"Narrowband microwave bandpass filter design by coupling Matrix Synthesis ", Guided Wave Technology APS, Hilleroed, Denmark.

[IV.5] S. SEGHER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, N. BENMOSTEFA and R. BOUHIDI

"Accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of squared coaxial lines ", *International Journal of Electronics and Communications, (AEUE: Archiv fuer Elektronik und Uebertragungstechnik (AEÜ))*, vol. 62, n°. 5, pp.395-400, April 2008.

[IV.6] N. BENAHMED and M. KAMECHE

"Finite element analysis of planar couplers ", *Appl Microw Wireless*, 12:28–38, 2000.

[IV.7] N. BENAHMED and M. FEHAM

"Finite element analysis of rf couplers with sliced coaxial cable ", *Microwave Journal*, 43:106–20, 2000.

[IV.8] N. BENAHMED and S. SEGHER

"Rigorous analytical expressions for the electromagnetic parameters of rectangular coaxial couplers with circular and square inner conductors ", *Microwave Journal*, vol. 49, n°. 8, pp. 164-174, August 2006.

[IV.9] A.R. DJORDJEVIC, D. DARCO and M.G. SARKAN

"Circuit analysis models for multiconductors transmission lines ", *Artech Housse*, 1997.

[IV.10] J. REID and R. WEBSTER

"A 60 GHz branch line coupler fabricated using integrated rectangular coaxial lines ", *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 441–444, 2004.

[IV.11] A. DJORDJEVIC, M. BAZDAR, G. VITOSEVIC, T. SARKAR and R. HARRINGTON

"Scattering parameters of microwave networks with multiconductor transmission lines", *Artech Housse*, 1990.

[IV.12] Federal Communications Commission "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems"

Technical Report ET-Docket 98-153, FCC 02.V48, April 2002.

[IV.13] N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, S. SEGHER, F. T. BENDIMERAD, B. BENYOUCEF

"Analyse et conception d'un nouveau filtre Ultra Large Bande compact en technologie coaxial carrée-coupée pour des applications hautes puissances en télécommunications", *Communication Science & technologie*, n°. 11, Juillet 2012.

[IV.14] G. R. AIELLO and G. D. ROGERSON

"Ultra-wideband wireless systems ", *IEEE Microw. Mag.*, vol. 4, n°. 2, pp. 36-47 June 2003.

[IV.15] Z. IRAHHAUTEN, H. NIKOOKAR, and G. J. M. JANSSEN

" An overview of ultra wide band indoor channel measurements and modeling ", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, n°. 8, pp. 386-388, August 2004.

[IV.16] A. SAITO, H. HARADA and A. NISHIKATA

" Development of bandpass filter for ultra wideband (UWB) communication ", *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. Tech*, pp.76-80, 2003.

[IV.17] L. ZHU, S. SUN and W. MENZEL

"Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator ", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, n°. 11, pp. 796-798, November 2005.

[IV.18] J. GAO, L. ZHU, W. MENZEL and F. BÖGELSACK

"Short-Circuited CPW Multiple-Mode Resonator for Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, n°. 3, pp. 104-106 March 2006.

[IV.19] M. MEELON, S. CHAIMOOL and P. AKKARAEKTHALIN

"Broadband bandpass filters using slotted resonators fed by interdigital coupled lines for improved upper stopband performances", *Int J Electron Commun (AEU)*, 2008.

[IV.20] H. SHAMAN and J. S. HONG

"A compact ultra-wideband (UWB) bandpass filter with transmission zero", *36th European Microwave Conference*, pp.603–605, September 2006.

[IV.21] J. G. GARCIA, J. BONACHE and F. MARTIN

"Application of electromagnetic bandgap to the design of ultra- wide bandpass filters with good out-of band performance", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n°. 12, pp. 4136–4140, December 2006.

[IV.22] J.T. KUO and E. SHIH

"Wideband bandpass filters design with three-line microstrip structures", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp.1593–1593, 2001.

[IV.23] K. S. CHIN, L. Y. LIN and J. KUO

"New formulas for synthesizing microstrip bandpass filters with relatively wide bandwidths", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n°. 5, pp. 231–233, May 2004.

[IV.24] S. SUN and L. ZHU

"Capacitive ended interdigital coupled lines for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 8, pp. 440–443, August 2006.

[IV.25] R. LI and L. ZHU

"Compact UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n°. 1, pp. 40–42, January 2007.

[IV.26] H. ISHIDA and K. ARAKI

"Design and analysis of UWB bandpass filter with ring filter", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, 6-11, pp. 1307–1310, June 2004.

[IV.27] ———

"Design and analysis of UWB bandpass filter with ring filter", *Conference on Ultra wideband Systems and technologies*, 18-21, pp. 424–429, May 2004.

[IV.28] K. LI, D. KURITA, and T. MATSUI

"An ultra-wideband bandpass filter with using broad-side coupled microstrip coplanar waveguide structure", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 675–678, June 2005.

[IV.29] H. WANG and L. ZHU

"Ultra-wideband bandpass filter using back to back microstrip to CPW transition structure", *Electronics Letters*, vol. 41, n°. 24, November 2004.

[IV.30] ———

"Ultra-wideband bandpass filter with hybrid microstrip/CPWstructure", *IEEE Microwave and Wireless Components letters*, vol. 15, n°. 12, pp. 844–846, December 2005.

[IV.31] T. N. KUO, S. C. LIN and C. CHEN

"Compact ultra-wideband bandpass filters using composite microstrip- coplanar-waveguide structure", *IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n°. 10, pp. 3772–3778, October 2006.

[IV.32] H. HU, X. D. HUANG, and C. H. CHENG

"Ultra-wideband bandpass filter using CPW to-microstrip coupling structure", *Electronics Letters*, vol. 42, n°. 10, May 2006.

[IV.33] N. THOMSON and J.-S. HONG

"Compact ultra wideband microstrip/ coplanar waveguide bandpass filter", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n°. 3, pp. 184–186, March 2007.

[IV.34] L. BENNETT and G.F. ROSS

"Time domain electromagnetics and its applications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.

[IV.35] L. BABOUR

" Etude et Conception d'antennes Ultra Large Bande miniaturisées en impulsional", *Thèse de Doctorat, en Optique et radiofréquences*, de l'Institut Polytechnique de Grenoble, Mai 2009.

[IV.36] N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, S. SEGHIER, F.T. BENDIMERAD, B. BENYOUCEF

"Analyzing an UWB Bandpass Filter for High Power Applications Using Rectangular Coaxial Cables with Square Inner Conductors ", *Scientific Research Publishing (SRP), Circuits and Systems (CS)*, vol. 2, n° 3, pp. 121-126, July 2011.

[IV.37] S. SEGHIER et N. BENAHMED

"Analyse et conception d'un coupleur coaxial rectangulaire à conducteurs internes circulaires par la méthode des éléments finis", *Afrique Science*, vol. 2, n° 3, pp. 300-313, Septembre 2006.

[IV.38] N. BENAHMED and M. FEHAM

"Rigorous analytical expressions for electromagnetic parameters of transmission lines: Coupled sliced coaxial cable", *Microwave Journal*, vol. 44, n° 11, pp. 130-138, November 2001.

[IV.39] N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, S. SEGHIER and R. BOUHMIDI

"Sliced coaxial cables form compact couplers", *Microwaves and RF*, vol. 46, n° 7, pp. 90-94 July 2007.

[IV.40] N. BENAHMED, M. FEHAM and M. KAMECHE

"Finite element analysis of planar couplers", *Applied Microwave & Wireless*, vol. 12, n° 10, pp. 28-38, October 2000.

[IV.41] A.R. DJORDJEVIC, M.B. BAZDAR and T.K. SARKAN

"LINPAR for windows: Matrix parameters of multiconductor transmission lines, Software and user's manual", Artech Housse, 1999.

[IV.42] W. MENZEL, L. ZHU, K. WU and F. BOGELSACK

"On the design of novel compact broadband planar filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 51, n° 2, pp. 364 -370, 2003.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit ont porté sur la conception de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunication.

Deux topologies de filtres coupe bande et passe-bande à Ultra Large Bande basées sur deux technologies différentes multicouche et coaxiale ont été proposées. Aussi bien pour le filtre coupe bande que pour le filtre passe-bande, des méthodes de conception ont été développées, et des prototypes réalisés en technologie multicouche et coaxiale ont permis de valider les approches proposées.

Dans le premier chapitre, une étude bibliographique des différentes solutions de filtrage développées pour la réalisation des filtres microondes a été présentée. Les principales technologies des filtres microondes passifs y ont été également décrites.

La technologie planaire constitue une technologie attrayante pour la réalisation de filtres, en termes de coût, de volume, ainsi que des possibilités d'intégration. La première partie du deuxième chapitre a été consacrée à un rapide rappel des différentes architectures de lignes de transmission qui constituent les éléments de base de plusieurs topologies de filtres distribués. Dans la deuxième partie, nous avons présenté les différentes topologies de filtres les plus couramment utilisées depuis les filtres à éléments localisés jusqu'aux filtres totalement distribués.

Le troisième chapitre a été consacré à la représentation, des résultats de conception et d'analyse de certaines structures de filtres de forme très complexes (en général). Dans la première partie de ce chapitre nous avons analysé et simulé des structures résonnantes élémentaires blindées miniaturisées en technologie microruban. Ces dernières utilisent un substrat diélectrique de permittivité relative 10, d'épaisseur 0.254mm et un blindage de hauteur égale à 1.254mm. En deuxième lieu, nous avons simulé une structure de type passe bas utilisant ligne microruban à une seule couche de substrat diélectrique et des rubans. Ensuite, une nouvelle structure de filtre accordable en fréquences dans la plage [1796-1852] MHz de type coupe bande en technologie multicouche, à rubans asymétriques et à diaphragmes métalliques pour des applications faibles puissances en télécommunication a été présentée. La simulation d'une structure de filtre de type coupe bande microruban à bande étroite, supraconducteur à haute température (HTS) est venue compléter ce troisième chapitre. Ce filtre coupe bande utilise trois résonateurs en boucle ouverte séparés d'une

longueur L et tous couplés à une ligne microruban d'impédance 50Ω . Pour un substrat diélectrique : LaAlO_3 de permittivité relative 23.87, d'épaisseur 0.5mm, de $\tan\delta=10^{-5}$ à 77K et pour une distance de séparation des résonateurs de 11mm, notre filtre ainsi conçu fonctionne dans la bande de fréquences qui s'étale de 1750 à 1790 MHz et présente une très bonne réjection qui dépasse 30 dB dans une grande partie de cette bande.

Enfin dans le quatrième chapitre, nous avons développé des formules analytiques précises pour la ligne coaxiale carrée à conducteurs interne : circulaire et carré. Nos expressions présentent une erreur relative inférieure à 1.5%, ce qui montre la bonne précision de nos modèles analytiques que nous avons proposés. Ces lignes sont utilisées pour concevoir un filtre passe-bas de fréquence de coupure de 1.3 GHz d'une part et pour concevoir un coupleur branchline fonctionnant à 60 GHz.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, notre nouvelle topologie de filtre passe-bande à Ultra Large Bande réalisée à partir de lignes coaxiales carrées couplées et à conducteurs internes carrés pour des applications hautes puissances en télécommunication a été mise en place.

En perspective, nous espérons que ces travaux de thèse nous mèneront à la réalisation pratique de toutes nos structures de filtres que nous avons proposées pour la littérature scientifique.

Signalons enfin que les structures de filtres étudiées et analysées dans cette thèse, ont fait l'objet d'au moins cinq publications internationales et de plusieurs communications internationales dans le domaine de recherches.

LISTE DES TRAVAUX

LISTE DES TRAVAUX

A/ PUBLICATIONS INTERNATIONALES

1. S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, F.T. BENDIMERAD and B. BENYOUCEF

"Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter for G.S.M Band Applications", Mediterranean Telecommunication Journal, vol. 2, n° 2, pp. 119-122, **October 2012**.

www.rmt.univcasa.ma

2. S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, F.T. BENDIMERAD and K. ALIANE

"Design and Optimization of Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter for FM Wireless Applications", Computing Science and Technology International Journal (CSTIJ), Vol. 2, n° 1, **March, 2012**, pp-39-43. ISSN (Print) 2162-0660, ISSN (Online) 2162-0687.

<http://www.researchpub.org/journal/cstij>

3. S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED and Y. BEKRI

"Multilayer microstrip forms tunable bandstop filters", Microwaves and RF, Vol. 47, n° 5, **May 2008**, pp. 98-106. ISSN: 0745-2993.

<http://www.mwrf.com/Articles/ArticleID/18371/18371.html>

4. S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, N. BENMOSTEFA and R. BOUHMIDI

"Accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of squared coaxial lines", International Journal of Electronics and Communications, (AEUE: Archiv fuer Elektronik und Uebertragungstechnik, Vol. 62, n° 5 **April 2008**, pp. 395-400, doi: 10.1016/j.aeue.2007.05.010

<http://www.sciencedirect.com>

5. S. SEGHIER et N. BENAHMED

"Analyse et conception d'un coupleur coaxial rectangulaire à conducteurs internes circulaires par la méthode des éléments finis", Afrique SCIENCE, Vol. 2, n° 3, **Septembre 2006**, pp. 300-313. ISSN 1813-548X.

<http://www.afriquescience.infodocument.php?id=533>.

6. N. BENAHMED and S. SEGHIER

"Rigorous analytical expressions for the electromagnetic parameters of rectangular coaxial couplers with circular and square inner conductors", Microwave Journal, Vol. 49, n° 8, **August 2006**, pp. 164-174.

http://www.mwjjournal.com/Journal/article.asp?HH_ID=AR_1388

7. N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, S. SEGHIER, F.T. BENDIMERAD and B. BENYOUCEF

"Analyzing an UWB Bandpass Filter for High Power Applications Using Rectangular Coaxial Cables with Square Inner Conductors", Circuits and Systems (CS), Vol. 2, n° 3, pp. 121-126, **July 2011**. ISSN (Print) 2153-1285, ISSN (Online) 2153-1293.

[http:// www.scirp.org/journal/cs](http://www.scirp.org/journal/cs)

8. N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, S. SEGHIER and R. BOUHMIDI

"Sliced coaxial cables form compact couplers", *Microwaves and RF*, Vol. 46, n°. 7 **July 2007**, pp. 90-94. ISSN: 0745-2993.

<http://www.mwrf.com/Articles/ArticleID/16046/16046.html>

9. N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, R. BOUHMIDI, Y. BEKRI, S. SEGHIER and F.T. BENDIMERAD

"Accurate Closed-form Formulas for the Electromagnetic Parameters of 50 Ω Micromachined Microstrip Directional Couplers", in *Proc. IEEE Conf. Ninth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, **2012**. E-ISBN : 978-1-4673-1589-0, Print ISBN: 978-1-4673-1590-6, INSPEC Accession Number: 12726660, Digital Object Identifier : 10.1109/SSD.2012.6197963

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=6197963&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D6197963

10. N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, F.T. BENDIMERAD, B. BENYOUCEF and S. SEGHIER

"Accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of micromachined shielded membrane microstrip line", in *Proc. IEEE Conf. Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, **2011**. doi: 10.1109/SSD.2011.5767386. Print ISBN: 978-1-4577-0413-0

<http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F5764310%2F5767360%2F05767386.pdf%3Farnumber%3D5767386&authDecision=-203>

B/ PUBLICATION NATIONALE

1. N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, S. SEGHIER, Y. BEKRI, R. BOUHMIDI et M. FEHAM

"Caractérisation numérique des discontinuités dans les lignes microrubans blindées", *Revue des Sciences, Technologies et Développement de l'agence nationale pour le développement de la recherche universitaire (ANDRU)*, n°. 5, pp. 154-168, **2009**.

ISSN: 1112-7309.

<http://www.andru.gov.dz>

C/ COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

1. S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, F.T. BENDIMERAD, and B. BENYOUCEF

"Design and Analysis of Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter for FM Wireless Applications", *International Conference: Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications, SETIT'2012*, **21-24 March 2012**, Tunisia.

<http://www.setit.mu.tn>

2. S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, F.T. BENDIMERAD et B. BENYOUCEF

"Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter for G.S.M Band Applications", *Congrès Méditerranéen des Télécommunications CMT'2012*, **22-24 Mars 2012**, Fès, Maroc.

www.usmba.ac.ma/CMT12

3. **S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, F.T. BENDIMERAD, B. BENYOUCEF and K. ALIANE**

"Design and Analysis of Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filters", International Congress on Telecommunication and Application, ICTA'12, University of A.MIRA Bejaia, Algeria, **11-12 April, 2012**.

www.univ-bejaia.dz

4. **S. SEGHIER, N. BENABDALLAH, N. BENAHMED, F.T. BENDIMERAD, and B. BENYOUCEF**

"An optimal microstrip bandpass filter design method for WiMAX applications", International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications, ICEO'11, **March 1-2, 2011**, Ouargla, Algeria.

5. **N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, S. SEGHIER, A. BENKADDOUR et F.T. BENDIMERAD**

"Analyse et Conception d'un Filtre Ultra Large Bande en Technologie Microruban", Congrès Méditerranéen des Télécommunications CMT'2012, **22-24 Mars 2012**, Fès, Maroc.

www.usmba.ac.ma/CMT12

6. **N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, K. ALIANE, S. SEGHIER, Y. BEKRI and F.T. BENDIMERAD**

"Shielded Micromachined Microstrip Lines Form Ultra-Wideband Bandpass Filters", International Congress on Telecommunication and Application, ICTA'12, University of A.MIRA Bejaia, Algeria, **11-12 April, 2012**.

www.univ-bejaia.dz

7. **N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, R. BOUHMIDI, Y. BEKRI, S. SEGHIER and F.T. BENDIMERAD**

"Accurate Closed-form Formulas for the Electromagnetic Parameters of 50 Ω Micromachined Microstrip Directional Couplers", Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Conference on Sensors, Circuits & Instrumentation Systems, **March 20-23, 2012**, Chemnitz, Germany.

www.ssd-conf.org/ssd12/

8. **N. BENAHMED, N. BENABDALLAH, F.T. BENDIMERAD, B. BENYOUCEF and S. SEGHIER**

"Accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of micromachined shielded membrane microstrip line", Ninth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Conference on Sensors, Circuits & Instrumentation Systems, **March 22-25, 2011**, Sousse, Tunisia.