

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Sciences – Technologies – Santé
FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

THESE

Pour l'obtention du
DOCTORAT DE L'UNIVERSITE
DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Présentée et soutenue publiquement par

Abdallah NASSER

**Contribution au développement de méthodes de
synthèse pour la conception de filtres
hyperfréquences à bandes passantes multiples**

Date de soutenance : Vendredi 26 Septembre 2008

Thèse dirigée par Stéphane BILA et Serge VERDEYME

B. JARRY	Professeur à l'Université de Limoges – XLIM	Président
E. KERHERVE	Professeur des Universités à l'ENSEIRB Bordeaux – IMS	Rapporteur
C. QUENDO	Ingénieur de Recherche à l'Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
S. AMARI	Professeur au Collège Militaire Royal du Canada, Kingston, Canada	Examineur
F. SEYFERT	Chargé de Recherches à INRIA – Sophia-Antipolis	Examineur
S. VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges – XLIM	Examineur
S. BILA	Chargé de Recherches CNRS – XLIM Limoges	Examineur
L. LAPIERRE	Ingénieur expert au CNES - Toulouse	Invité
D. PACAUD	Ingénieur à Thalès Alenia Space	Invité

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Sciences – Technologies – Santé
FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

THESE

Pour l'obtention du
DOCTORAT DE L'UNIVERSITE
DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Présentée et soutenue publiquement par

Abdallah NASSER

Contribution au développement de méthodes de
synthèse pour la conception de filtres
hyperfréquences à bandes passantes multiples

Date de soutenance : Vendredi 26 Septembre 2008

Thèse dirigée par Stéphane BILA et Serge VERDEYME

B. JARRY	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Président
E. KERHERVE	Professeur des Universités à l'ENSEIRB Bordeaux - IMS	Rapporteur
C. QUENDO	Ingénieur de Recherche à l'Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
S. AMARI	Professeur au Collège Militaire Royal du Canada, Kingston, Canada	Examineur
F. SEYFERT	Chargé de Recherches à INRIA - Sophia-Antipolis	Examineur
S. VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
S. BILA	Chargé de Recherches CNRS - XLIM Limoges	Examineur
L. LAPIERRE	Ingénieur expert au CNES - Toulouse	Invité
D. PACAUD	Ingénieur à Thalès Alenia Space	Invité

« Le monde et la science ont leurs données propres, qui se touchent et ne se pénètrent pas. L'une nous montre à quel but nous devons viser, l'autre, le but étant donné, nous donne les moyens de l'attendre. »

Henri Poincaré

*A celle qui m'a soutenu tout au long de ces trois années
et qui me soutient toujours. Sans elle, tout cela n'aurait
pas été possible.*

A MA FEMME

*A celle qui a attendu avec impatience les fruits de sa
bonne éducation ...*

A MA MERE

*A celui qui m'a indiqué la bonne voie en me rappelant
que la volonté fait toujours les grands hommes ...*

A MON PERE

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et micro-ondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, à l'Université de Limoges sous la direction du Professeur S. VERDEYME. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli dans son équipe, pour ses compétences et le soutien précieux dont il m'a fait bénéficier.

Je tiens dans un premier temps à remercier Monsieur P. GUILLON, ancien directeur du laboratoire, ainsi que Monsieur D. CROS, directeur actuel, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

Je suis très reconnaissant à Monsieur B. JARRY, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider ce jury.

J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur E. KERHERVE, Professeur à l'Université de Bordeaux 1, et à Monsieur C. QUENDO, Ingénieur de Recherche à l'Université de Bretagne Occidentale, qui ont accepté d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie sincèrement Monsieur S. AMARI, Professeur au Collège Militaire Royal du Canada, Kingston, Canada, d'avoir accepté d'examiner ce rapport. Je le remercie vivement d'avoir assisté à la soutenance de ces travaux.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur F. SEYFERT, Chargé de Recherches à l'INRIA, pour son soutien et ses conseils précieux lors de nos divers échanges et je le remercie sincèrement d'avoir accepté d'examiner ce rapport et de sa présence parmi ce jury.

J'adresse également toute ma reconnaissance et mon plus profond respect à Monsieur L. LAPIERRE, Ingénieur expert au CNES à Toulouse ; et à Monsieur D.PACAUD, Ingénieur à Thalès Alenia Space, qui m'honorent en participant à ce jury.

Je souhaite adresser mes remerciements les plus vifs à Monsieur S. VERDEYME et à Monsieur S. BILA, respectivement Professeur et Chargé De Recherche CNRS à l'Institut de Recherche XLIM de Limoges, pour avoir dirigé ces travaux de doctorat et pour m'avoir fait confiance, en écoutant mes idées et en partageant nos points de vue. Je remercie particulièrement

Monsieur S. BILA de m'avoir transmis une large partie de ses connaissances technologiques et qui par sa compétence, son aide et sa disponibilité tout au long de ces trois années, a largement contribué à l'encadrement de ces travaux.

Je remercie Monsieur H. JALLAGEAS qui m'a apporté sa précieuse participation lors des manipulations.

Je remercie également les personnes qui ont participé de près ou de loin à ces travaux, notamment P. LENOIR.

Mes derniers remerciements vont à ma famille (ma femme, mes parents et mes beaux parents) et à tous mes amis qui m'ont soutenu durant cette thèse

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	3
-----------------------------------	----------

Chapitre I

Filtres multi bandes dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences – Revue d’applications et de technologies

Introduction.....	9
I - Rôle du filtre dans les systèmes	10
I.1. Principes de filtrage micro-onde	10
I.2. Architectures d’émetteurs/récepteurs.....	11
I.2.1 Système d’émission/réception pour un terminal mobile.....	12
I.2.2 Système d’émission/réception pour une station de base.....	13
I.2.3 Système d’émission/réception pour un répéteur embarqué dans un satellite	15
II - Technologies des filtres dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences.....	17
II.1. Généralités sur les filtres planaires	17
II.1.1 La technologie	19
II.1.2 La technologie	21
II.2. Filtres volumiques.....	22
II.2.1 Filtres à cavités métalliques.....	23
II.2.2 Filtres à résonateurs diélectriques	24
II.2.3 Filtres à guide d’ondes	25
III - Intégration de filtres multi bandes dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences.....	27
III.1. Filtres multi bandes planaires pour terminaux mobiles	28
III.2. Filtres multi bandes volumiques pour station de base et charges utiles satellites ...	34
Conclusion	37
Références chapitre I.....	39

Chapitre II

Aspects théoriques de la conception des filtres multi bandes à résonateurs couplés.

Introduction.....	49
I - Généralités sur la synthèse des filtres	50
I.1. Théorie des filtres	50
I.1.1 Gabarits de filtrage.....	50
I.1.2 Fonction de transfert et matrice de répartition	52
I.2. Etapes de conception.....	56
II - Génération de la fonction.....	58
II.1. Fonctions de filtrage mono bandes.	59
II.2. Fonctions de filtrage multi bandes.....	64
II.2.1 Optimisation à partir de fonctions mono bandes	64
II.2.2 Optimisation directe d'une fonction multi bandes.....	65
II.2.3 Transformation de fréquence	67
III - Synthèse du circuit équivalent (filtres à résonateurs couplés).....	69
III.1. Circuit équivalent en éléments localisés et matrice de couplage	69
III.2. Topologie/diagramme de couplage.....	74
III.3. Solutions multiples.....	76
IV - Dimensionnement du dispositif	79
IV.1. Pré-dimensionnement des éléments du circuit distribué.....	80
IV.1.1 Sélection d'une solution.....	80
IV.1.2 Synthèse des éléments distribués	83
IV.1.2.1 Dimensionnement des cavités.	84
IV.1.2.2 Dimensionnement des iris d'excitation.....	84
IV.1.2.3 Dimensionnement des iris de couplages inter-cavités.....	86
IV.1.2.4 Dimensionnement des vis de réglage.	88
IV.1.2.5 Dimensionnement des vis de couplage.	89
IV.2. Dimensionnement du modèle complet.....	90
IV.2.1 Réglage par identification de la matrice de couplage	90
IV.2.2 Règles imposées pour les solutions multiples.....	91
IV.2.2.1 Tri des solutions par rapport au signe des couplages.....	91
IV.2.2.2 Etude de cohérence entre deux états de réglage.....	91
Conclusion	93
Références chapitre II	95

Chapitre III

Conception et réalisation expérimentale de filtres multi bandes à résonateurs couplés

Introduction.....	103
I - Filtre bi bande à cavités monomodes rectangulaires	104
I.1. Spécifications électriques	104
I.2. Synthèse du filtre	105
I.2.1 Fonction de transfert	105
I.2.2 Matrice de couplage et solutions multiples.....	106
I.3. Conception électromagnétique globale.....	107
I.4. Réalisation expérimentale.....	109
II - Filtre bi bande à cavités bi-modes circulaires.....	112
II.1. Spécifications électriques	112
II.2. Synthèse du filtre	113
II.2.1 Fonction de transfert	113
II.2.2 Matrice de couplage.....	114
II.3. Conception électromagnétique globale.....	114
II.4. Réalisation expérimentale.....	116
III - Filtre tri bande à cavités mono-modes rectangulaires.....	119
III.1. Spécifications électriques.....	119
III.2. Synthèse du filtre	120
III.2.1 Fonction de transfert	120
III.2.2 Matrice de couplage.....	121
III.3. Conception électromagnétique globale.....	121
III.4. Réalisation expérimentale.....	123
Conclusion	126
Références chapitre III.....	127

Chapitre IV

Mise au point d'une méthodologie de synthèse des filtres hyperfréquences à pertes d'insertion minimales

Introduction.....	131
I - Conception initiale	133
II - Evaluation des pertes dues aux éléments distribués	137
II.1. Estimation de la conductivité métallique	137
II.2. Pertes dues aux cavités.....	139
II.3. Pertes dues aux iris d'entrée/sortie	140
II.4. Pertes dues aux iris de couplages.....	143
II.5. Pertes dues aux vis de couplage.....	147
II.6. Pertes dues aux vis de réglage	150
III - Identification de la configuration à minimum de pertes	154
III.1. Identification avec le circuit équivalent	154
III.2. Conception du filtre à configuration minimale de pertes.....	158
Conclusion	162
Références chapitre IV	163
Conclusion générale.....	169
Perspectives : étude d'une topologie transverse pour minimiser les pertes des filtres multi bandes à résonateurs couplés	173
Annexes.....	177
Bibliographie personnelle	191

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La réduction du temps et des coûts de conception et de fabrication est généralement un point clef dans le cadre d'un processus industriel pour les équipements supportant des systèmes de télécommunication, on peut aussi ajouter des contraintes fortes de poids et d'encombrement. La conception d'équipements électriques performants satisfaisant l'ensemble de ces contraintes s'appuie donc sur des approches de conception avancées, à la fois rapides et précises.

Récemment, le développement des télécommunications s'est traduit par une augmentation des débits et une multiplication des fonctions. La multiplication des fonctions, utilisant autant de standards différents nécessite le développement de composants flexibles ou de composants multi bandes. En effet, la multiplication des standards exige l'utilisation de plusieurs bandes de fréquences chacune étant dédiée à une application.

Dans ce cadre, les filtres multi bandes ont fait leur apparition depuis quelques années, pour différents équipements de communication, avec des applications civiles (notamment grand public) ou militaires.

Ces filtres sont donc d'un intérêt grandissant dans tous les systèmes embarqués autonomes devant supporter la coexistence de plusieurs canaux en émission et/ou réception comme les téléphones mobiles ou les satellites de télécommunications.

Cependant les filtres embarqués dans les satellites de télécommunication sont soumis à des spécifications électriques (fréquence et bande de fonctionnement, pertes, tenue en puissance, ...). La conception de tels filtres est un des points "durs" dans la démarche globale de conception de la charge utile.

Les procédures de conception pour les filtres mono bandes sont assez bien maîtrisées, mais certains développements demeurent nécessaires pour la conception des filtres multi bandes.

Les travaux que nous présentons dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche de mise au point et développement de méthodes de synthèse originales pour la conception de filtres hyperfréquences multi bandes embarqués dans la charge utile des satellites de télécommunications.

Le premier chapitre sera consacré à une présentation générale, du rôle du filtre du principe de filtrage ainsi que l'intégration de ces composants dans l'architecture d'émetteurs/récepteurs. Nous expliquerons en particulier comment des filtres à plusieurs bandes passantes permettent de simplifier les systèmes de transmission. Nous présentons quelques technologies de filtres dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences, notamment pour la réalisation de filtres multi bandes ainsi que l'intégration de filtres multi bandes dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences pour les terminaux mobiles, stations de base et répéteurs embarqués dans les satellites.

Le second chapitre donnera un état de l'art au sujet de la conception des dispositifs hyperfréquences de filtrage dans les satellites de télécommunications. Des généralités sur la synthèse des filtres à résonateurs couplés, en s'appuyant sur la théorie des filtres et les différentes étapes de leur conception dans le cadre de l'étude de dispositifs volumiques, seront tout d'abord présentées. Nous présenterons différentes approches pour la génération des fonctions de filtrages mono bandes et multi bandes qui constituent la première étape de conception. Nous détaillerons la synthèse du circuit électrique équivalent en éléments localisés. Les différentes méthodes de synthèse communément employées pour dimensionner les filtres en cavités seront ensuite présentées.

Dans *le troisième chapitre*, nous présenterons la conception et l'implémentation de filtres multi bandes à résonateurs couplés, utilisés dans les satellites de télécommunications en bande X. Les spécifications électriques ainsi que les différentes étapes de la synthèse des filtres seront présentées. L'optimisation électromagnétique réalisée afin de dimensionner chaque filtre sera validée pour chaque cas par une réalisation expérimentale.

Le dernier chapitre, quant à lui, sera consacré au développement d'une méthodologie de conception des filtres hyperfréquences à pertes d'insertion minimales. Nous présenterons tout d'abord notre approche pour l'étude de la sensibilité aux pertes des filtres hyperfréquences ainsi que le filtre de référence, utilisé dans notre étude. Nous détaillerons notre étude effectuée sur des segments du filtre permettant de déterminer les résistances de pertes dues à chaque élément distribué de la structure. Un circuit électrique équivalent déduit de l'étude segmentée nous

permettra de sélectionner les solutions à minimum et maximum de pertes. Notre étude sera validée par l'analyse des modèles électromagnétiques correspondants aux solutions trouvées.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dressera un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de cette thèse, et quelques perspectives de recherche associées seront présentées.

***CHAPITRE I* – FILTRES MULTI BANDES
DANS LES SYSTEMES DE
TELECOMMUNICATIONS
HYPERFREQUENCES – REVUE
D'APPLICATIONS ET DE
TECHNOLOGIES**

Introduction

Les filtres hyperfréquences sont des composants clés pour le traitement du signal analogique dans les systèmes de transmission (émission/réception) de l'information. Avec le développement croissant des communications spatiales et terrestres, la demande de filtres ayant des caractéristiques avancées est de plus en plus grande pour simplifier l'architecture des systèmes.

Dans ce premier chapitre, nous situons, dans la première partie, le rôle du filtre et le principe de filtrage, puis l'intégration de ces composants dans l'architecture d'émetteurs/récepteurs. En particulier nous expliquons comment des filtres à plusieurs bandes passantes permettent de simplifier les systèmes de transmission.

Dans la deuxième partie, nous présentons quelques technologies de filtres dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences, notamment pour la réalisation de filtres multi bandes.

Dans la troisième partie, nous présentons l'intégration de filtres multi bandes dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences pour les terminaux mobiles, stations de base et répéteurs embarqués dans les satellites.

I - Rôle du filtre dans les systèmes

Les filtres sont largement utilisés dans les circuits électroniques de traitement de signal. Ils sont particulièrement utilisés dans les systèmes de télécommunication et leur rôle est fondamental puisqu'il s'agit d'éliminer toutes les composantes parasites du signal utile, qui peuvent être assimilées à du bruit.

Le bruit peut provenir de sources diverses : il peut être externe, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal sur bruit qui désigne la qualité d'une transmission d'information et qui définit ce rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. De plus, la séparation des parasites des signaux utiles est nécessaire car les signaux émis et reçus sont parasites les uns par rapport aux autres.

Enfin, selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème.

Dans tous ces cas, on fait appel à des techniques de filtrage.

I.1. Principes de filtrage micro-onde

Aux hautes fréquences, les éléments localisés classiques (R, L, C) ne sont plus utilisés à cause des effets de propagation et de pertes. Les composants et circuits réalisant les fonctions de traitement du signal sont alors souvent constitués d'éléments distribués.

Des accès d'entrée/sortie des signaux ainsi qu'un ou plusieurs éléments résonants en série ou en réflexion constituent un filtre passe bande hyperfréquence tout en permettant la sélection fréquentielle du signal.

Le principe des filtres passe bandes constitués d'éléments résonants en série est basé sur la transmission de l'énergie du signal présenté à un des accès de la structure, d'élément en élément, jusqu'à un autre accès, si la fréquence du signal correspond à la fréquence de résonance de ces éléments (figure I.1-a). Les filtres constitués d'éléments résonants en réflexion (figure I.1-b),

sélectionnent le signal par réflexions partielles successives de l'énergie du signal, sur les éléments du dispositif. La combinaison en phase des signaux réfléchis est constructive ou destructive en fonction de leur longueur d'onde. Une autre approche consiste à associer des sections de guides d'ondes propageantes et évanescentes (figure I.1-c), ce principe est généralement utilisé pour des filtres large bandes. Ces principes sont présentés sur la figure I.1.

Lors de notre étude, nous nous intéressons aux filtres constitués d'éléments résonants en série.

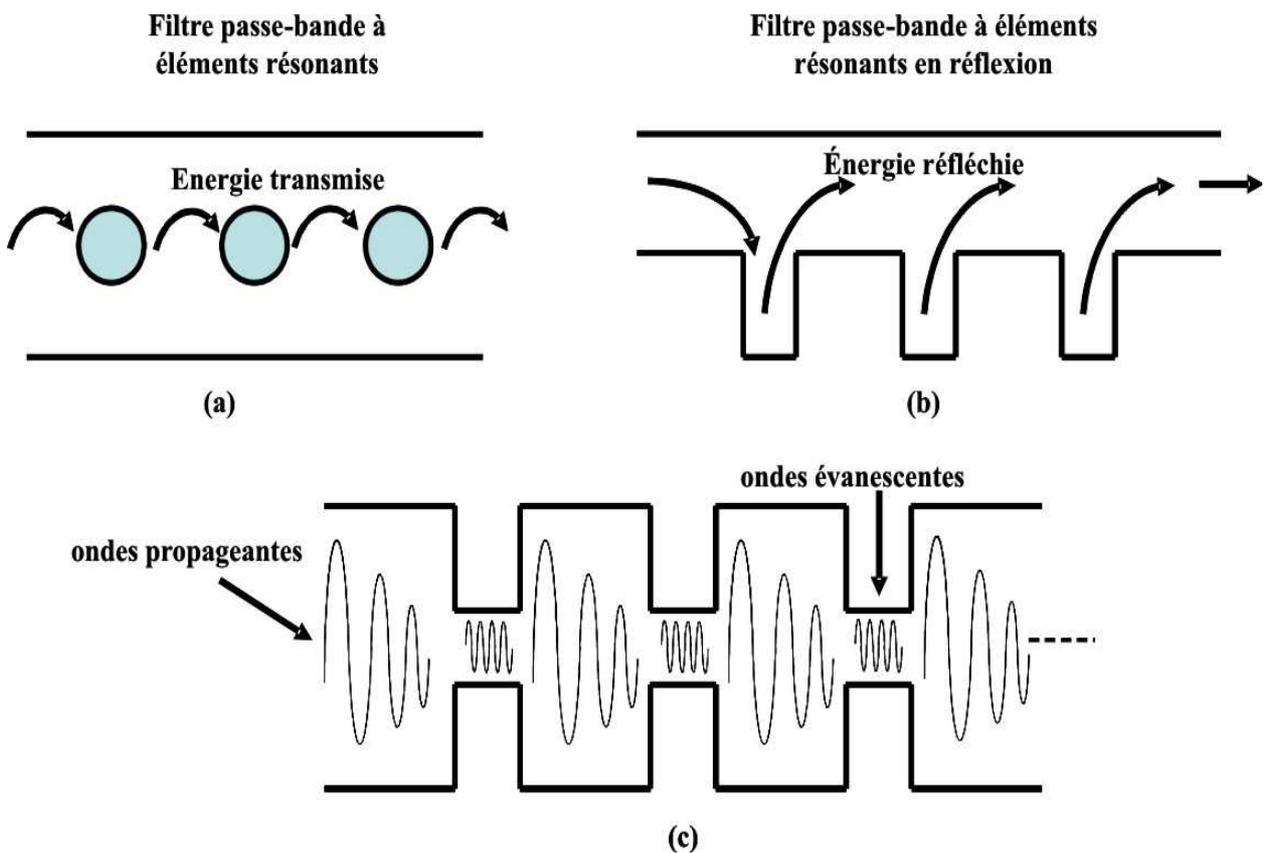


Figure I.1 : Principes de filtrage passe bande

I.2. Architectures d'émetteurs/récepteurs

Dans ce paragraphe, trois exemples d'architecture d'émetteurs/récepteurs intégrant des filtres micro-ondes sont présentés. Le premier exemple est le système d'émission/réception pour un terminal mobile, le second pour une station de base et le troisième pour un récepteur embarqué dans un satellite

I.2.1 Système d'émission/réception pour un terminal mobile

Le tableau (1) présente les différentes générations de téléphonie mobile et leurs bandes de fréquences.

Tableau 1: Les différentes générations de téléphonie mobile

Standard de téléphonie mobile	Abrégé	Génération	Emission	Réception
Global System for Mobile Communication	GSM 900	2G	890 - 915 MHz	920 - 960 MHz
Global System for Mobile Communication	GSM 1800	2G	1710 - 1785 MHz	1805 - 1880 MHz
General Packet Radio Service	GPRS	2.5G	Même que GSM 900 et 1800	Même que GSM 900 et 1800
Enhanced Data Rate for GSM Evolution	EDGE	2.75G	880 - 915 MHz	925 - 960 MHz
Universal Mobile Telecommunications System	UMTS	3G	1885 - 2025 MHz	2110 - 2200 MHz

L'exemple présenté dans [Geë.1] illustre le rôle du filtre dans les terminaux mobiles fonctionnant sur le standard UMTS avec une bande de transmission (Tx) sur 1920 - 1980 MHz et une bande de réception (Rx) sur 2110 - 2170 MHz.

Le synoptique d'un module d'émission/réception est présenté en figure I.2.

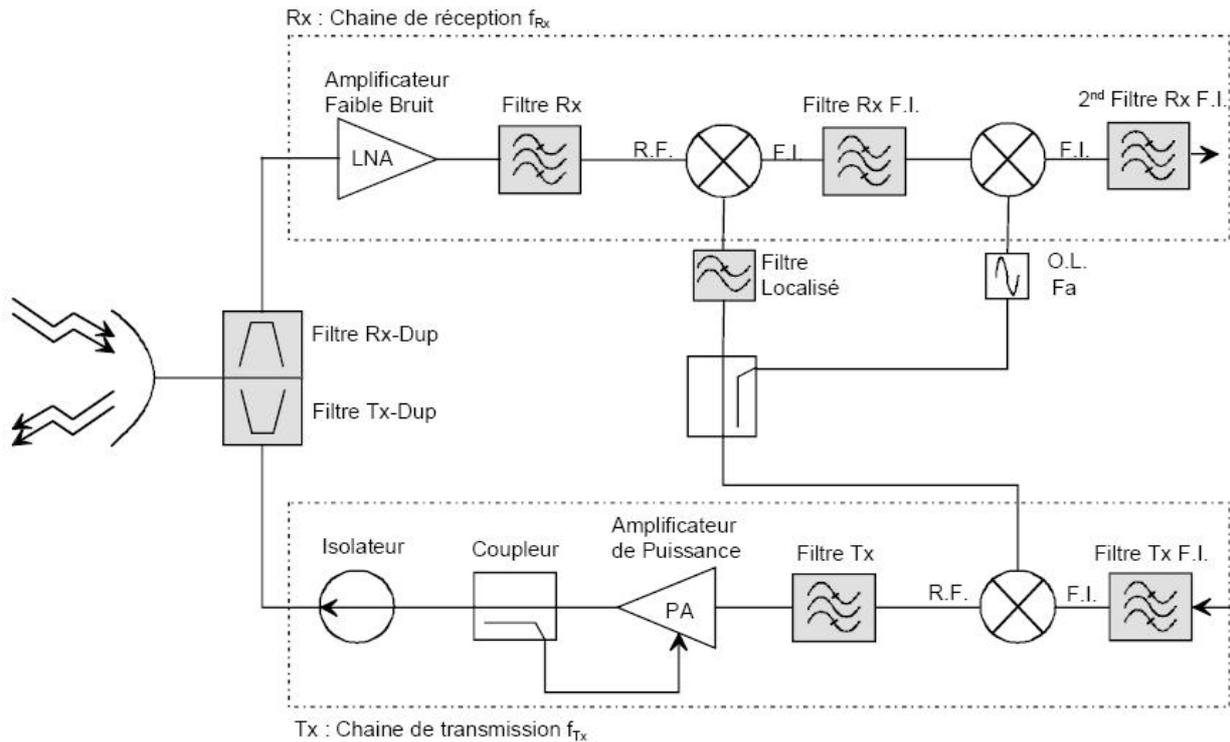


Figure I.2 : Synoptique d'un module d'émission / réception de la norme UTRA/UMTS

Ce système, si l'on ne s'intéresse qu'à la partie extrémité radio, se compose principalement d'une antenne, d'un duplexeur, d'un amplificateur de puissance, d'un amplificateur faible bruit.

Le rôle du filtrage paraît essentiel. En effet nous pouvons le retrouver à plusieurs niveaux :

- Tout d'abord dans le duplexeur où des fonctions passe bandes permettent d'assurer l'isolation entre les voies d'émission et de réception.
- Puis au niveau de la chaîne de réception, le filtre de réception du duplexeur permet de sélectionner le signal désiré tout en atténuant les fréquences parasites qui lui sont adjacentes. Le filtre R_x est chargé quant à lui d'éliminer la fréquence image avant la transposition en fréquence intermédiaire.

I.2.2 Système d'émission/réception pour une station de base

Un autre exemple dans [web.1] illustre le rôle et l'importance du filtre dans la station de base d'émission/réception à conversion directe.

L'émetteur-récepteur à conversion directe est la structure généralement employée pour la norme WCDMA (UMTS). Elle permet une communication « full-duplex » et nécessite l'utilisation de filtres RF en émission et en réception.

La station de base ou BTS (Base Transceiver Station) est un élément de base du système cellulaire de téléphonie mobile GSM. Elle est en charge de la liaison radio avec les stations mobiles. Schématiquement, elle est composée essentiellement d'un élément d'interface avec la station la contrôlant (BSC), d'un émetteur/récepteur (transceiver, TRX) et d'une antenne.

La figure I.3 présente une station de base DC-BTS (Direct Conversion Base Transceiver Station).

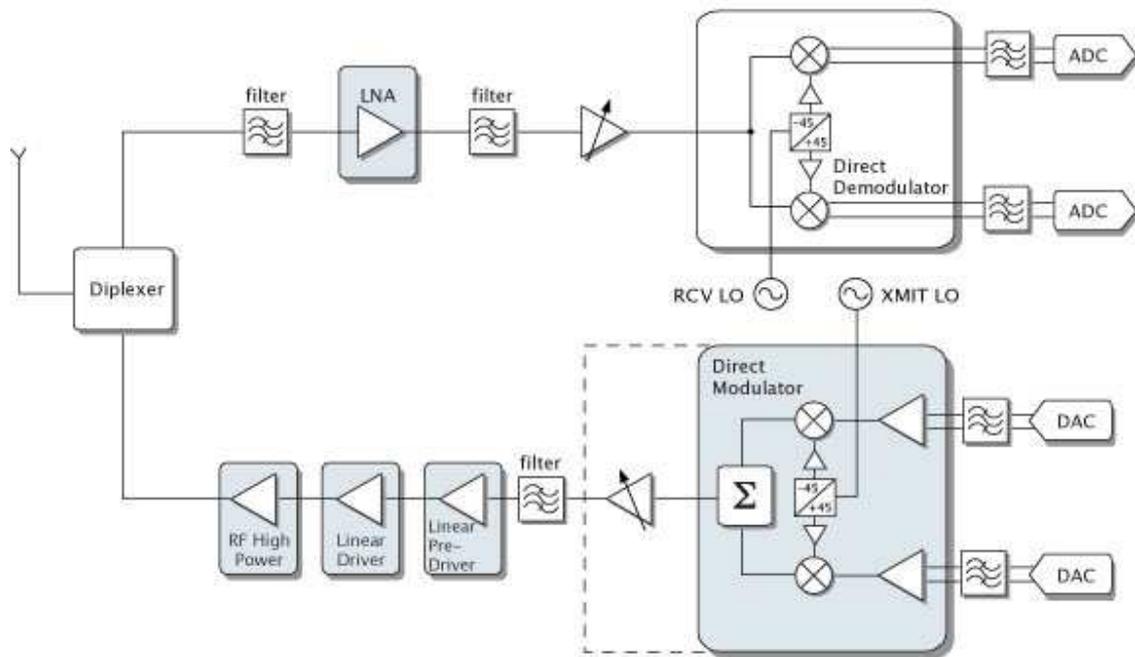


Figure I.3 : Système d'émission/réception pour une station de base

Au niveau de la réception, le diplexeur a pour rôle de séparer la chaîne d'émission de la chaîne de réception. Sans ce diplexeur, on craint qu'une partie du signal émis, qui est normalement de très grande puissance, entre dans la chaîne de réception fonctionnant avec des signaux de très faible énergie, ce qui pourrait l'endommager. Dans la chaîne de réception, un filtre passe bande sert à éliminer les fréquences voisines de la fréquence porteuse du signal reçu, et en sortie de

l'amplificateur faible bruit (LNA Low Noise Amplifier) un autre filtre est nécessaire pour éliminer les fréquences parasites. Ensuite un amplificateur contrôlé en gain (AGC Automatic Gain controller) envoie au mélangeur un signal de puissance bien définie, quel que soit le niveau de puissance du signal reçu (que ce soit un signal faible envoyé par un mobile éloigné ou bien un signal plus fort envoyé par un mobile proche).

Le signal attaque finalement le mélangeur. Dans le cas d'un récepteur en conversion directe (comme le montre la figure I.3) la fréquence de l'oscillateur local (LO Local Oscillator) est égale à la fréquence du signal. Cette fréquence locale attaque un bloc qui génère 2 signaux de même fréquence mais déphasés de 90° . Chacun de ces 2 signaux est mélangé avec le signal reçu pour donner le signal modulant (signaux I et Q). Deux filtres passe bas sont ensuite nécessaires avant le convertisseur analogique numérique (ADC Analog to Digital Converter).

I.2.3 Système d'émission/réception pour un répéteur embarqué dans un satellite

Un module d'émission/réception d'un répéteur embarqué sur la charge utile d'un satellite est présenté sur la figure I.4. Cet exemple illustre l'importance du rôle de la fonction de filtrage dans la chaîne d'émission/réception d'un satellite. Ce système se compose principalement de deux antennes, des filtres de réception et d'émission, des multiplexeurs d'entrée (IMUX Input Multiplexer) et de sortie (OMUX Output Multiplexer), d'amplificateurs de puissance parallélisés (HPA High Power Amplifier) et d'un amplificateur faible bruit (LNA).

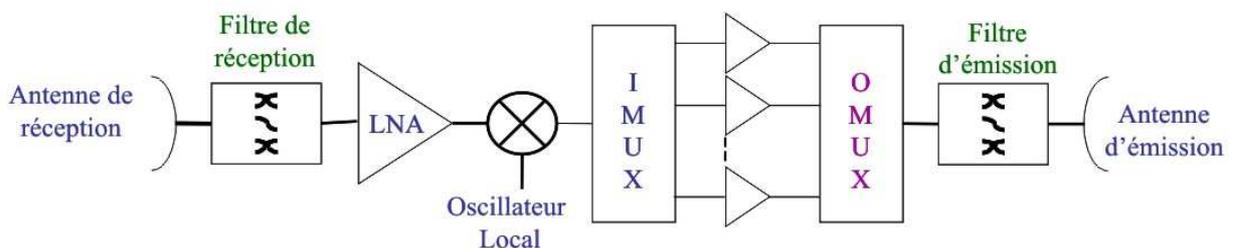


Figure I.4 : Module d'émission / réception d'un satellite de télécommunications

Le filtre large bande, situé juste après l'antenne de réception coupe le bruit reçu par l'antenne, y compris le signal émis par l'antenne d'émission et sélectionne l'ensemble des signaux

à traiter. Il élimine donc les fréquences parasites et le bruit hors bande pour éviter la saturation de l'amplificateur faible bruit.

Le multiplexeur d'entrée (IMUX) a pour rôle de séparer la bande de réception en plusieurs canaux avant amplification (découpage en bandes étroites pour contrôler l'intermodulation). Ainsi, un IMUX associe un ensemble de filtres très sélectifs, à bande étroite, dans laquelle l'ondulation est faible et le Temps de Propagation de Groupe (TPG) présente une caractéristique la plus plate possible. A la sortie du multiplexeur d'entrée le signal dans chaque canal est amplifié par un amplificateur de puissance (HPA) qui fournit au signal une puissance élevée afin d'assurer la réception au sol dans de bonnes conditions.

Le multiplexeur de sortie (OMUX) placé après l'étage d'amplification de puissance recombine les canaux amplifiés. Les filtres à bande étroite du multiplexeur de sortie servent à éliminer les fréquences parasites créées par ces derniers.

Le filtre de type passe-bas, situé juste avant l'antenne d'émission, a pour rôle d'éliminer les harmoniques et surtout d'atténuer les parasites dans la bande de réception afin d'éviter les interférences. Il doit supporter des fortes puissances. Nous pouvons remarquer que les signaux captés, sont amplifiés puis acheminés vers l'antenne qui les ré-émet à une fréquence différente, généralement plus basse.

II - Technologies des filtres dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences.

Les filtres aux fréquences micro-ondes peuvent être classés suivant deux grandes familles: les filtres planaires et les filtres volumiques. Pour chacune d'entre elles, nous allons évoquer leur fonctionnement et leur rôle. Leurs points forts et leurs limites seront ainsi mis en avant.

II.1. Généralités sur les filtres planaires

Les structures planaires ont subi d'importants développements technologiques ces dernières années. L'utilisation des filtres planaires réalisés à partir de matériaux classiques (cuivre, or) aux fréquences millimétriques est limitée par de très fortes pertes d'insertion ($Q_0 < 350$ à 10 GHz) dues aux pertes métalliques, mais également aux pertes par rayonnement des résonateurs ou dans le substrat rendant notamment impossible la réalisation de filtres sélectifs à bande étroite. Ils ne peuvent également supporter de fortes puissances.

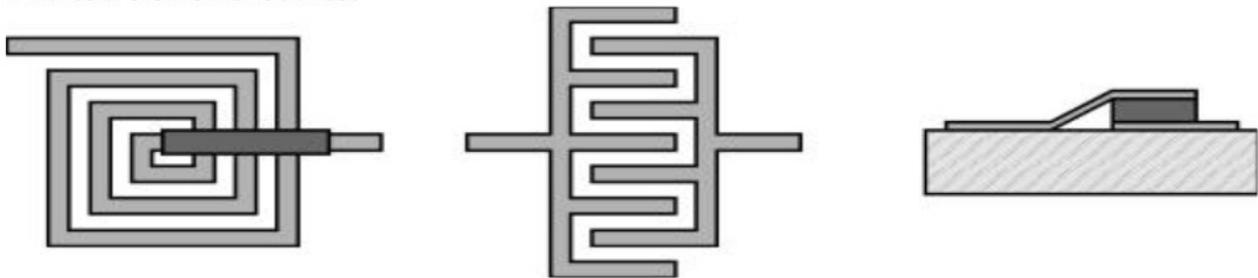
Les filtres planaires peuvent être classés suivant 3 catégories :

- Les filtres à éléments localisés
- Les filtres à résonateurs linéiques
- Les filtres à résonateurs non linéiques

Les filtres peuvent être réalisés sur un substrat diélectrique partiellement métallisé en technologie coplanaire ou en technologie micro-ruban. Ce type de filtres s'est par ailleurs considérablement développé grâce à la technologie monolithique sur AsGa (Arséniure de Gallium). Les circuits planaires sont très attractifs pour leurs faibles coûts de réalisation, leurs faibles poids et dimensions et leur facilité d'intégration avec les circuits actifs. Ils sont généralement constitués d'éléments localisés (selfiques et/ou capacitifs), de lignes micro-rubans et de résonateurs planaires mono- ou multi-couches, et excités par des lignes de transmission standards, telles que celles présentées sur la figure I.5.

Le principal inconvénient de telles structures réside dans leurs importantes pertes d'insertion, dues aux pertes par rayonnement ou aux pertes diélectriques et métalliques qui augmentent avec la fréquence. Ce paramètre est particulièrement sensible pour le filtrage à bande passante très étroite. Leurs facteurs de qualité restant faibles, ces structures ne pourront conduire à des filtres ayant une forte sélectivité et des bandes étroites (moins de 1 %).

Filtres à éléments localisés



Filtres à résonateurs linéiques



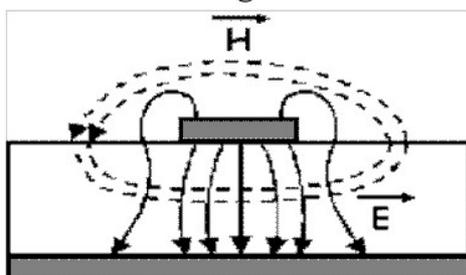
(a) Filtre passe-bande 2 pôles (couplage distribué)

(b) Filtre passe-bande 1 pôle (couplage capacitif)

Filtres à résonateurs non linéiques



Filtre en technologie microruban



Filtre en technologie coplanaire

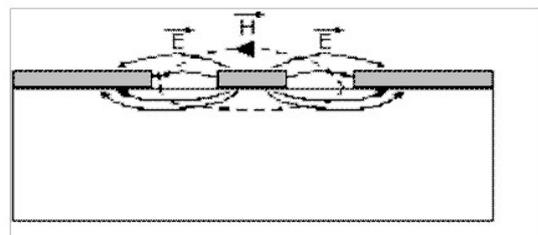


Figure I.5 : Différents types de filtres planaires

Afin de compenser ces pertes, les filtres actifs ont été développés [Ben.1,Séb.1]. Un amplificateur placé en rétroaction sur le résonateur permet par exemple d'augmenter la puissance du signal filtré. Il est aussi plus aisé d'accorder la fréquence centrale du filtre. Cependant, de nouveaux problèmes sont engendrés par de tels filtres, comme la consommation des éléments actifs, la stabilité thermique, l'augmentation du facteur de bruit ou les faibles points de compression.

D'autres solutions sont apportées dans le but non plus de compenser, mais de limiter les pertes métalliques.

Une première consiste à employer des matériaux supraconducteurs [Sta.1,Jea.1] qui, utilisés à basses températures, présentent des pertes négligeables. Cependant, un système cryogénique doit être intégré autour du filtre.

Une seconde solution est la réalisation de filtres micro-usinés sur membrane [Mat.1], dont les performances électriques en terme de pertes d'insertion dans la bande sont nettement supérieures à celles obtenues pour des technologies classiques dans le domaine des ondes millimétriques. Cette dernière solution n'est cependant pas satisfaisante pour le filtrage à bande passante très étroite.

Parmi les technologies planaires, on peut classer quelques technologies multicouches particulières : les technologies basées sur des substrats organiques et plus particulièrement LCP (Liquid Cristal Polymer) ainsi que sur les technologies basées sur les substrats céramiques et plus particulièrement les technologies LTCC (Low Temperature Co-Fired Ceramic).

Nous détaillons ces deux technologies souvent employées pour la réalisation de filtres multi bandes et pour chacune d'entre elles nous donnons les spécificités, les avantages et les inconvénients.

II.1.1 La technologie LCP [Lae.1]

Les substrats organiques représentent une solution intéressante pour le développement de modules et fonctions hyperfréquences. Les applications émergentes dans le domaine RF et microonde requièrent miniaturisation, portabilité, faible coût et performances. Les technologies

multicouches organiques représentent une technologie de choix pour ces applications, par la flexibilité de design et la possibilité d'intégration qu'elles proposent de par leur caractère multicouche.

La technologie multicouche *liquid crystal polymer* (LCP) est une nouvelle technologie considérée comme étant une des premières technologies pour le design de structures hyperfréquences tout en offrant une combinaison unique de propriétés grâce à ses capacités de construction. Les matériaux thermoplastiques ont un coût très faible et les caractéristiques électriques sont très proches des substrats basés sur la céramique, largement utilisés dans les applications micro-ondes et RF [Bro.1,Bro.2].

La technologie LCP possède :

- Une perméabilité comparable à celle des céramiques (très faible taux d'absorption de l'ordre de 0,04 %),
- D'excellentes propriétés diélectriques aux fréquences millimétriques, une constante diélectrique relative de 3,16 à 60 GHz et une faible tangente de pertes de 0,002 – 0,004 à 60 GHz comparable avec les céramiques,
- Un faible coefficient d'expansion thermique (CTE) environ égal à $8.10^{-6}/K$,
- Sa mise en œuvre est faible coût, sa capacité d'intégration en 3D est dense, et elle possède une bonne herméticité et une bonne fiabilité.

La technologie LCP apparaît comme un bon candidat pour la conception de modules hyperfréquences. Ces considérations électriques et économiques la rendent séduisante pour de nombreuses applications [LCP.1-5]. La figure I.6 présente un exemple de module LCP.

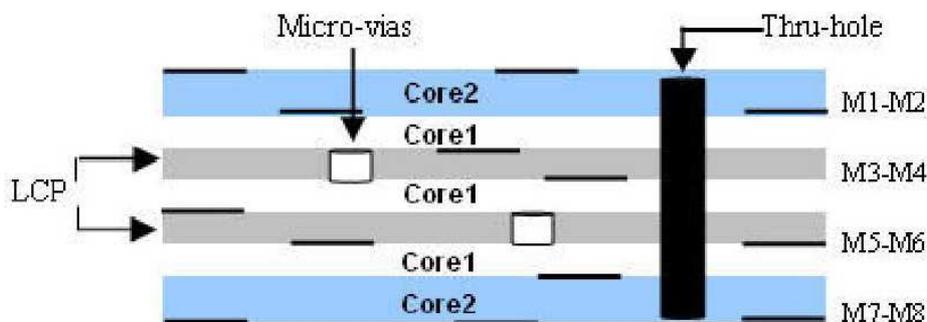


Figure 1.6 : Exemple de Module LCP

II.1.2 La technologie LTCC [Lae.1]

Cette technologie s'illustre également dans la conception de filtres à hautes fréquences. Les avantages de la technologie comprennent une performance électrique stable pour toute la durée de vie du produit, une capacité d'encapsulation hermétique, une bonne résistance mécanique et un coût faible. Cette nouvelle technologie permet de ce fait de développer des circuits à bas coût mais avec de bonnes performances électriques.

Un module électronique développé en technologie LTCC est en fait constitué de plusieurs couches de céramique, dotées de propriétés diélectriques très stables, sur lesquelles sont déposés des films métalliques qui peuvent jouer le rôle de composants distribués (lignes, résonateurs) ou localisés (résistances, condensateurs ou inductances) comme l'indique la figure I.7.

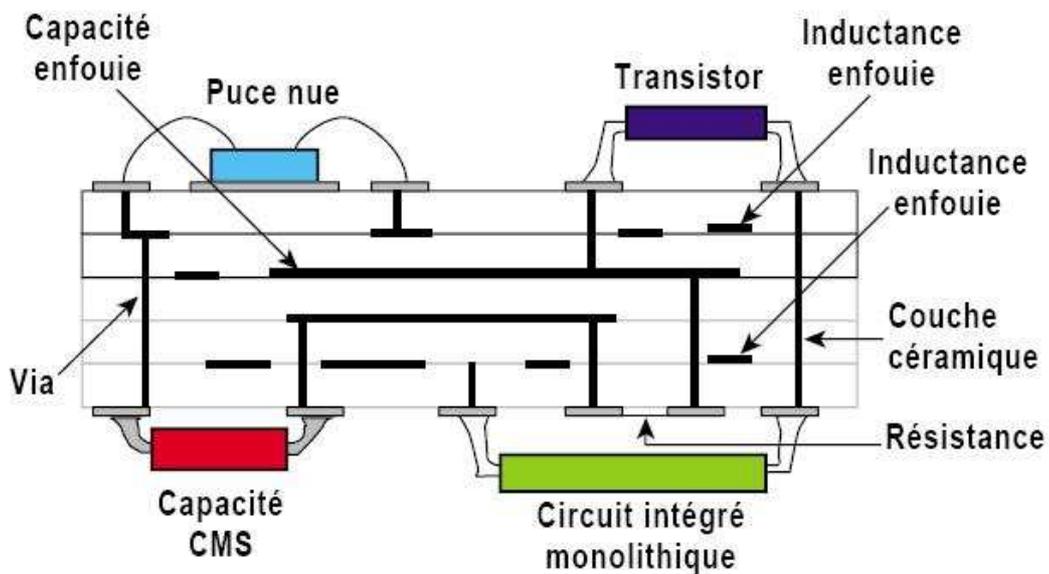


Figure 1.7 : Exemple de Module LTCC

Ces éléments sont reliés entre eux par des vias qui traversent les différentes couches de céramique. Une fois assemblé, cet empilage est pressé et chauffé pour ne créer qu'une seule structure monolithique sur laquelle on peut implanter les composants actifs ou passifs de son choix.

Cette technologie attractive possède de nombreux domaines d'applications : télécommunications sans fil (téléphonie mobile), applications militaires, industrie spatiale, packaging, optoélectronique...

Le nombre de modules LTCC hyperfréquences développés ces dernières années est très important, dans des domaines de fréquences très variés, par exemple pour des applications mobiles, GPRS (*Global Packet Radio Service*) [LTCC.1], ou WLAN [LTCC.2], des communications satellites [LTCC.3], jusqu'à des applications en bande V [LTCC.4].

II.2. Filtres volumiques

L'utilisation de guides d'ondes rectangulaires ou circulaires, de résonateurs diélectriques ou de cavités métalliques est la base des technologies volumiques (Figure I.8). A température ambiante, ce sont les seuls filtres capables de conduire à des faibles bandes passantes, tout en conservant une bonne stabilité thermique et tolérant les signaux de fortes puissances. Les filtres volumiques sont principalement utilisés pour leurs performances électriques. Ainsi, leurs facteurs de qualité à vide très élevés permettent à ces filtres d'obtenir des réponses présentant de faibles pertes et très sélectives c'est-à-dire ayant une très grande réjection hors bande, car ils utilisent comme diélectrique l'air, dont les propriétés isolantes sont remarquables. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rend attractifs pour des applications dans les communications spatiales. D'autre part leur section est relativement grande, ainsi les pertes par effet joule sont très faibles.

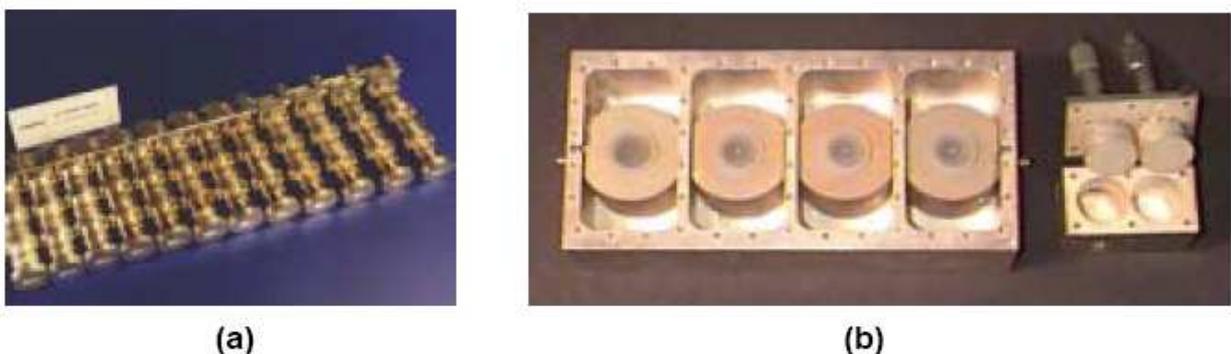


Figure I.8 : Principaux types de technologies volumiques : (a) multiplexeur en guide d'onde, (b) filtres à résonateurs diélectriques.

Leurs principaux inconvénients sont généralement leur poids et leur encombrement. De plus, les filtres volumiques sont complexes à mettre en œuvre, ils requièrent un traitement mécanique spécial et un réglage après réalisation. Cette procédure de réglage contribue fortement à l'augmentation des coûts de production. Les filtres multi bandes en technologies volumiques sont des filtres à cavités métalliques [Lun.1,Len.1], à résonateurs diélectriques ou en guides d'ondes.

II.2.1 Filtres à cavités métalliques.

Les filtres à cavités métalliques résonantes sont apparus au début des années 1940. De forts coefficients de qualité peuvent être atteints (supérieurs à 20000) conduisant à des bandes passantes relatives de l'ordre de 0,1 % avec peu de pertes.

Ces filtres hyperfréquences sont constitués d'une succession de cavités reliées (couplées magnétiquement ou électriquement) entre elles par des iris ou des sondes électriques [Cam.1]. L'onde électromagnétique qui traverse les cavités, satisfait aux équations de Maxwell ainsi le champ électrique tangent à la cavité est nul. Dans une cavité métallique, il est donc possible de définir des modes de résonance correspondant à des configurations de champ particulières. A chaque mode correspond une fréquence qui ne dépend que des dimensions géométriques et de la permittivité du milieu constituant l'élément résonant.

Dans le but de réduire l'encombrement et le poids des filtres volumiques, les filtres à cavités à modes duaux ont été développés [Dmo.1-6]. Les filtres à modes duaux ont la propriété de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence de résonance. Cette propriété est couramment utilisée pour réaliser des filtres à 2 N pôles avec N éléments résonants [Dom.1]. La figure I.9 présente un filtre à modes duaux en cavités métalliques cylindriques.

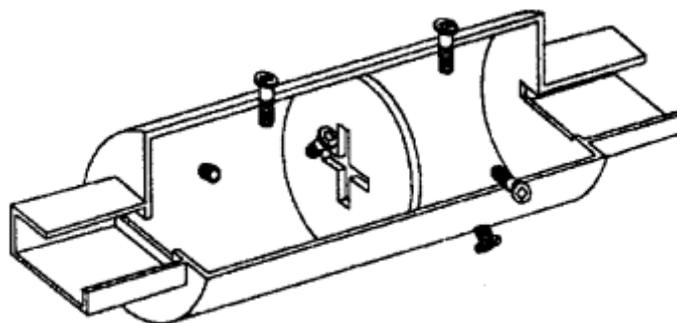


Figure I.9: Filtre à cavités métalliques cylindriques bi-modes

Chacune des cavités est munie de trois vis (dans le plan perpendiculaire à l'axe des cavités), les vis perpendiculaires permettent de régler les fréquences de chacun des deux modes, la 3^{ème} vis permet de régler le couplage des deux polarisations du mode entre elles. Les cavités sont reliées entre elles et à l'extérieur par des iris. Les iris réalisent donc le couplage entre les modes des cavités adjacentes.

II.2.2 Filtres à résonateurs diélectriques

Cette technologie permettant de réduire les dimensions des filtres en cavités est apparue vers la fin des années 60 avec l'utilisation de résonateurs diélectriques en oxyde de Titane (TiO_2) ayant de très forts facteurs de qualité ($Q_0 = 10\ 000$) [Gui.1]. 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 [Piq.1], sur des résonateurs particuliers.

Les filtres à résonateurs diélectriques sont constitués de cavités chargées par un matériau diélectrique de propriétés physiques et de dimensions données. Tout comme pour la cavité vide, seules certaines configurations de champ sont possibles et ce, à des fréquences précises définissant les fréquences de résonance. Les pertes sont ici réparties entre les pertes métalliques de la cavité et diélectriques du résonateur.

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.10. Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris.

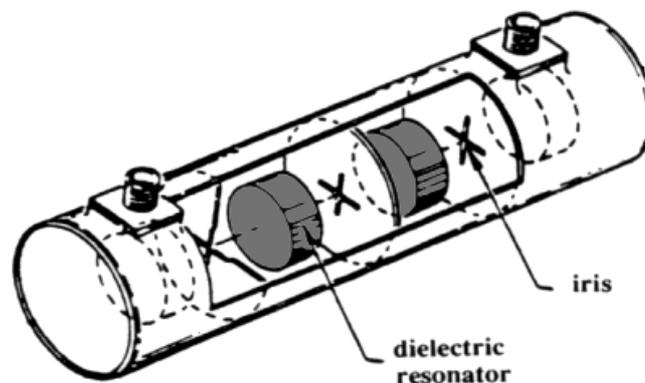


Figure I.10 : Filtre à résonateurs diélectriques

II.2.3 Filtres à guide d'ondes [Mok.1,Zha.1]

Pour des questions d'encombrement, les filtres à guide d'ondes sont généralement utilisés pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Leur utilisation se situe en début ou en fin de chaîne d'un répéteur satellite car ils présentent peu de pertes. Les fonctions les plus simples à réaliser sont de type Tchebychev ou Butterworth.

Les filtres en guide d'onde sont constitués d'une succession de parties évanescentes (guide sous coupure) et de parties propagatrices. Par exemple, pour un guide d'onde de section rectangulaire, la fréquence de coupure du mode fondamental est définie par la relation suivante :

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.1})$$

avec: c : célérité de la lumière

a : largeur du guide

ϵ_r : permittivité relative du milieu du guide

Un tronçon de guide pour lequel $f_c < f_0$, f_0 étant la fréquence de travail, est propagatrice. L'onde se propage sans autre atténuation que celle due aux pertes. Un tronçon de guide pour lequel $f_c > f_0$ est évanescent. L'onde s'atténue de façon exponentielle. Il peut s'agir d'un tronçon de guide plus étroit ou de permittivité plus faible que celle de la partie propagatrice. En choisissant le nombre d'alternances entre parties propagatrices et parties évanescentes, et en ajustant les longueurs des tronçons de guide, il est possible d'obtenir une fonction de filtrage donnée.

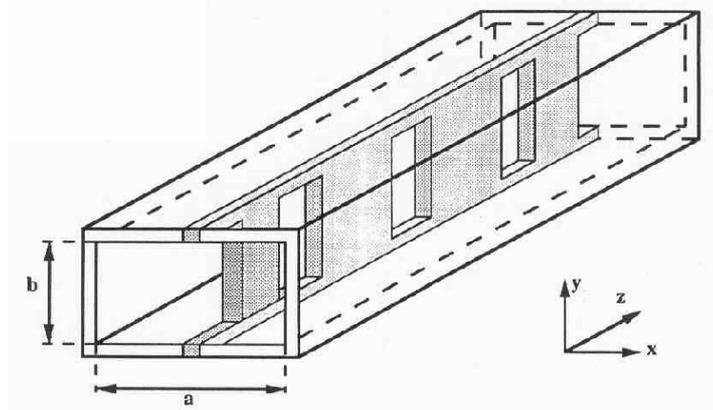


Figure I.11 : Filtre à guide d'ondes

La figure I.11 présente un filtre en guide d'ondes à inserts métalliques placés dans le sens parallèle au champ électrique du mode fondamental et qui 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.

L'inconvénient majeur de ces structures est qu'il est généralement plus délicat de réaliser des fonctions de filtrage complexes, comme les gabarits elliptiques.

Enfin, la longueur totale du filtre va dépendre du nombre de pôles, et comme ils sont placés les uns à la suite des autres, le filtre deviendra vite volumineux.

III - Intégration de filtres multi bandes dans les systèmes de télécommunications hyperfréquences.

Généralement, un système est dédié à une application pour laquelle une occupation spectrale pour l'émission ou la réception des signaux est figée. Plusieurs systèmes peuvent être intégrés dans un terminal ou un répéteur, mais si nous voulons des systèmes réellement multi-applications, le développement de composants flexibles ou de composants multi bandes s'impose.

Le développement et la multiplication des standards exigent donc l'utilisation de plusieurs bandes de fréquences chacune étant dédiée à une application. Durant notre travail de thèse, nous nous sommes intéressés aux filtres multi bandes (figure I.12-a) qui remplacent les sous-systèmes combinant classiquement des filtres mono bandes multiplexés en entrée et en sortie (figure I.13-a).

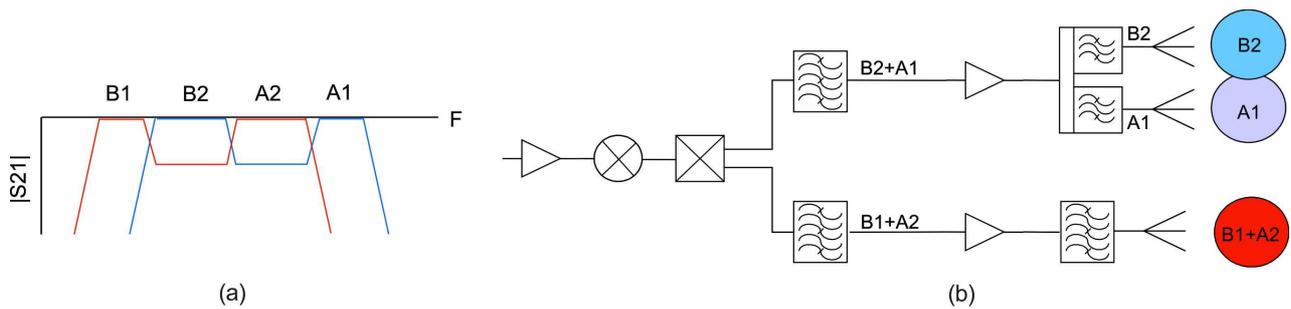


Figure I.12 : (a) Filtres multi bandes, (b) Architecture simplifiée

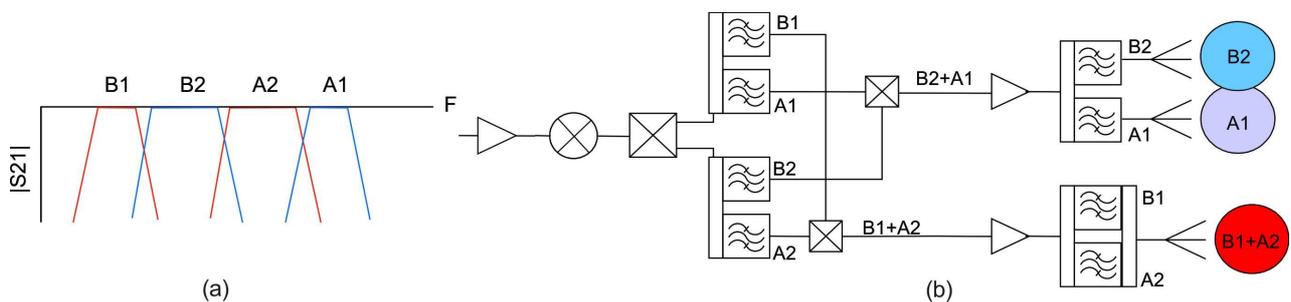


Figure I.13 : (a) Filtres mono bandes, (b) Architecture classique

Dans l'architecture classique proposée (figure I.13-b), les filtres mono bandes classiques ne permettent pas une implémentation simple du système. Par contre un filtre multi bande capable de

transmettre plusieurs bandes et stopper les bandes inférieure, supérieure et intermédiaire peut être une solution intéressante. Ces filtres multi bandes permettent de simplifier l'architecture (figure I.12-b), de réduire l'encombrement et d'améliorer les performances globales du système, diminuant ainsi les coûts de conception

Les filtres multi bandes font leur apparition depuis quelques années, pour différentes applications comme les communications sans fil (WLAN, WiMAX, Bluetooth), les communications mobiles (GSM, GPRS, EDGE UMTS, GPS) et les applications spatiales (satellites multimédias).

Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser à des filtres multi bandes planaires développés pour les terminaux mobiles et à des filtres multi bandes volumiques développés pour les stations de base et les répéteurs embarqués dans les satellites.

III.1. Filtres multi bandes planaires pour terminaux mobiles [LCP.3-5],[Mob.1-Mob.12]

Au cours des dernières années, le réseau sans fil (WLAN) est devenu une technologie essentielle pour les utilisateurs de téléphones mobiles et d'ordinateurs portables afin de répondre à des besoins professionnels autant que de loisirs. Ainsi la croissance du WLAN dans le marché des semi-conducteurs est une des croissances les plus rapides dans le monde.

Le développement des systèmes WLAN a encouragé le développement des dispositifs multi bandes. Ainsi l'intégration de circuits multi bandes a permis le fonctionnement du réseau sans fil avec plusieurs bandes de fréquences tout en offrant aux utilisateurs la liberté d'utiliser leur fréquence préférée quand ils en ont besoin. On note que les normes de WLAN utilisées sont 802.11a à 5GHz pour un débit de données à grande vitesse (54Mbps théoriques, 30Mbps réels), ou 802.11b norme populaire la plus répandue actuellement à 2.4 GHz pour un débit théorique de 11Mbps (6Mbps réels) avec une portée pouvant aller jusqu'à 300 mètres dans un environnement dégagé. On trouve aussi la norme 802.11g à 2.4GHz pour un accès pratique et haut débit (54Mbps théoriques, 30Mbps réels). La plupart des produits que l'on trouve sur le marché offre une architecture à double voie, une pour la bande de 5GHz et une autre pour la bande de 2.4 GHz.

Ainsi beaucoup de filtres multi bandes ont été réalisés afin de couvrir les bandes de fréquences des différentes normes du réseau sans fil (WLAN) 802.11 a/b/g etc. Les références [LCP.3-5, Mob.1-6] présentent le développement et les performances des filtres multi bandes pour des applications du réseau sans fil (WLAN). Les architectures des filtres étudiés sont planaires, souvent basés sur les technologies LCP (Liquid Cristal Polymer) et LTCC (Low Temperature Co-Fired Ceramic) décrites précédemment.

Dans [Mob.3], un filtre tri bande a été réalisé pour couvrir les bandes 2.3-2.7 GHz, 3.3-3.9 GHz et 5.15-5.85 GHz de la norme 802.16e Wireless Metropolitan Area Network Air Interface (WiMAX). L'objectif du WiMAX est de fournir une connexion internet à haut débit sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres de rayon. Ainsi, dans la théorie, le WiMAX permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres.

Le filtre a été organisé avec trois paires de résonateurs couplés pour générer les trois bandes passantes en se basant sur la technologie multicouche comme le montre la figure I.14-a. Ainsi, les résonateurs 1 et 2 sont couplés pour donner la première bande à 2.5 GHz, les résonateurs 3 et 4 donnent la deuxième bande à 3.5 GHz et les résonateurs 5 et 6 donnent la troisième bande à 5.7 GHz.

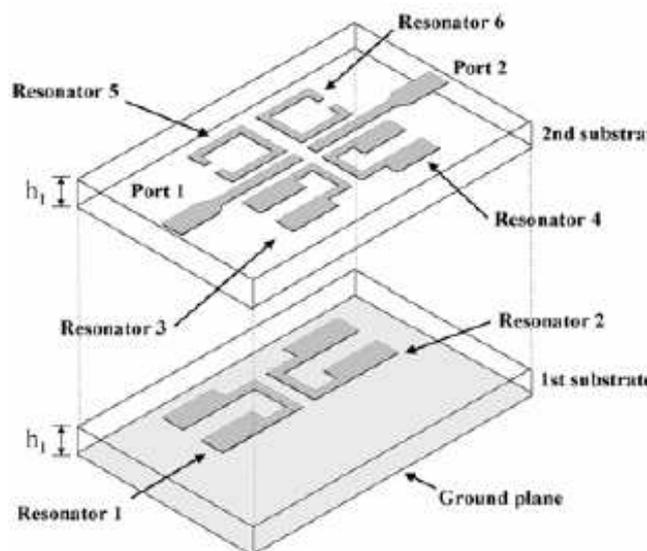


Figure I.14-a : Configuration 3D du filtre

La figure 1.14-b présente le filtre tri bande réalisé [Mob.3] accompagné de la mesure des paramètres S correspondants.

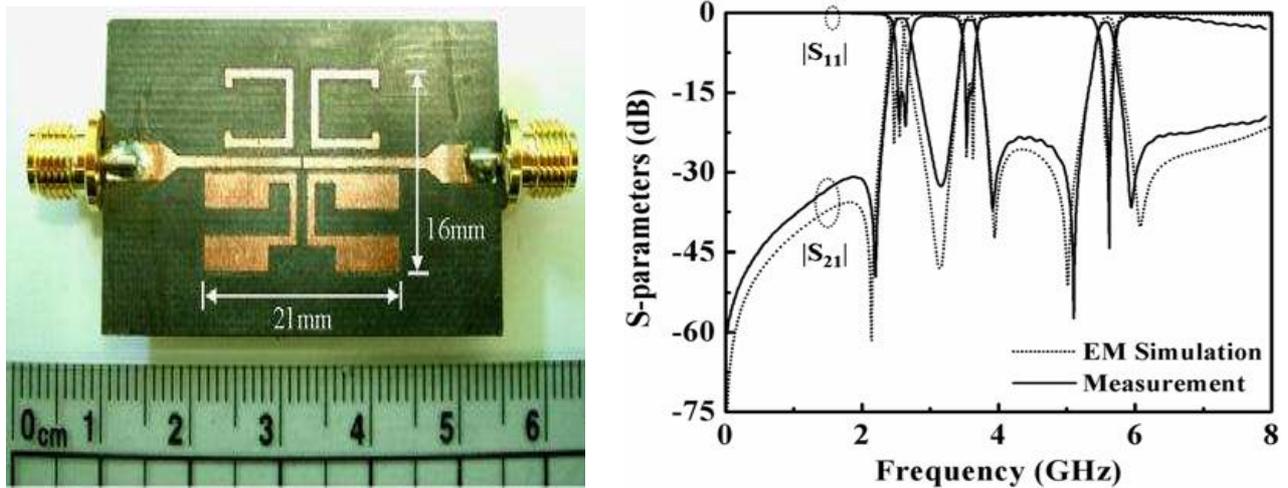


Figure I.14-b : Filtre tri bande réalisé avec Comparaison Simulation / Mesures

Dans [LCP.3-5], des filtres bi bandes sont réalisés en technologie multicouches LCP (Liquid Cristal Polymer) pour des applications WLAN. La figure 1.15 présente un filtre bi bande [LCP.3] accompagné de la mesure des paramètres S correspondants. Ce filtre couvre les bandes 2.4-2.5 GHz et 5.15-5.85 GHz en utilisant trois résonateurs à comportement dual DBR (Dual Behavior Resonators), c'est à dire à la fois passe bande et coupe bande. Ces résonateurs résultent de la mise en parallèle de trois stubs différents. Chaque stub terminé par un circuit-ouvert, crée un zéro de transmission différent et une recombinaison constructive apparaît entre les deux zéros.

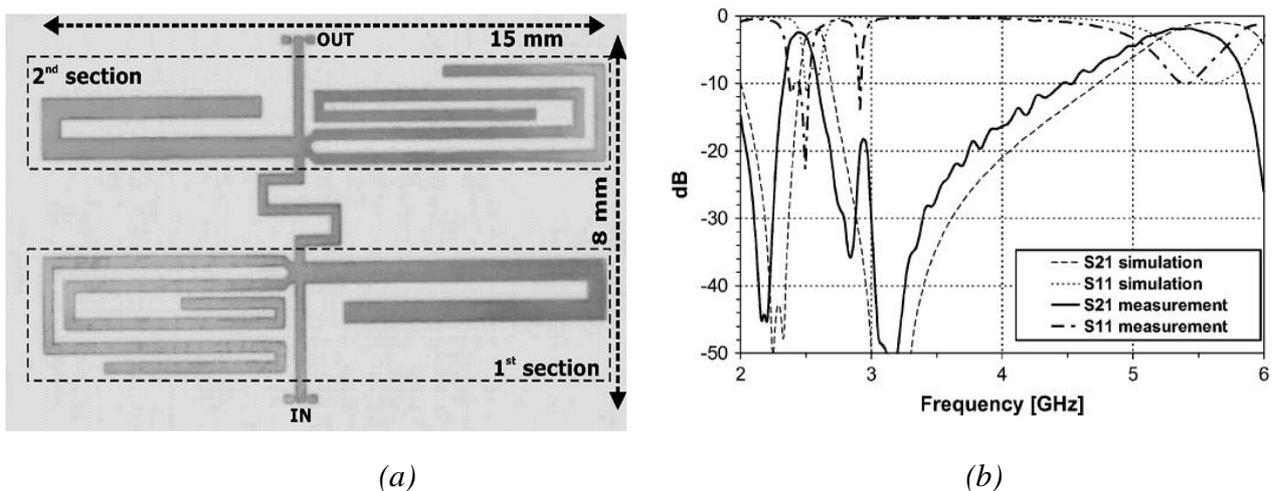


Figure 1-15 : (a) Filtre prototype dual-band WLAN, (b) Comparaison Simulation / Mesures

De nouvelles possibilités pour la conception de filtres à double bande passante ont été étudiées et réalisées [Mob.4,5] pour des applications WLAN basées sur la technologie multicouches LTCC. La figure I.15 présente un filtre bi bande fonctionnant dans les bandes 2.4 et 5.2 GHz accompagné de la mesure des paramètres $[S]$ correspondants [Mob.5]. Cette structure combine deux lignes court-circuitées couplées, deux stubs et deux réactances en entrée/sortie (C_1 et C_2). Afin d'augmenter l'isolation entre les bandes passantes, trois zéros de transmissions sont générés.

Comme le montre la figure I.16-a, les lignes court-circuitées couplées génèrent le premier zéro de transmission à la fréquence $2 \cdot f_0$ (f_0 étant la fréquence de résonance des lignes court-circuitées couplées), les deux autres zéros de transmission sont générés par les stubs à f_0 . Les fréquences des bandes passantes sont réglées en variant les réactances C_1 et C_2 .

Les réponses simulées et mesurées sont présentées sur la figure I.16-b.

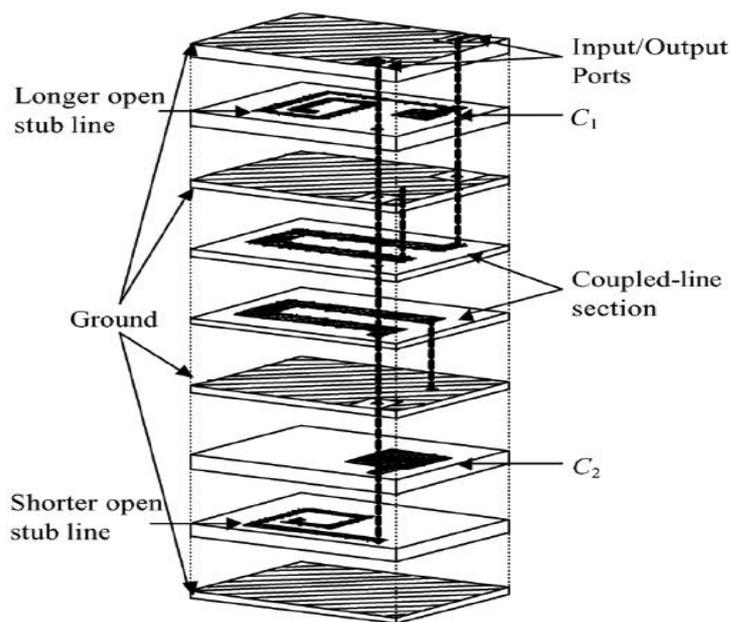


Figure 1.16-a : Filtre à double bande passante [Mob.5]

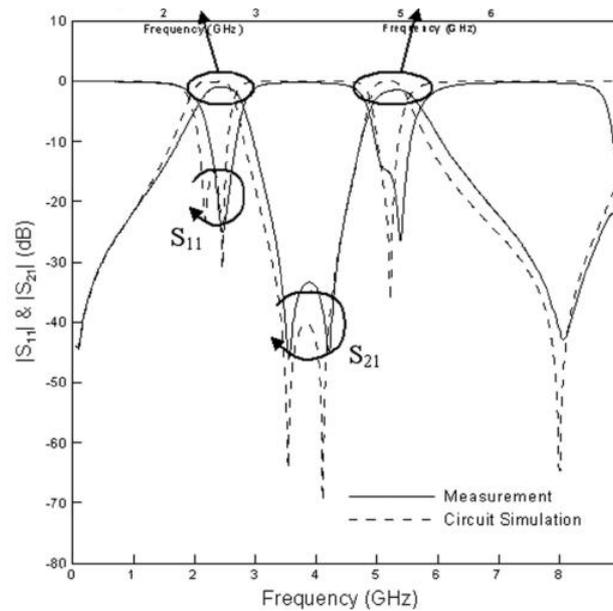


Figure 1.16-b : Réponses simulées et mesurées correspondantes

De plus, ces dernières années, les filtres multi bandes pour le téléphone mobile sont fortement demandés. Le GSM est une norme 2G pour la téléphonie mobile. La plupart des réseaux GSM fonctionnent sur les bandes de fréquences 900MHz et 1800MHz. Le GSM 900 utilise la bande 890-915 MHz pour l'envoi des données et la bande 935-960 MHz pour la réception des informations. Le GSM 1800 utilise la bande 1710-1785 MHz pour l'émission des données et la bande 1805-1880 MHz pour la réception. Les appareils qui fonctionnent tant en 900 que 1800 sont appelés GSM bi bandes. Dans ces types d'appareils, des filtres bi bandes sont développés.

La figure I.17-a présente un filtre micro-ruban bi bandes fonctionnant dans les bandes 0.9GHz/1.8GHz [Mob.7]. La structure est formée de lignes d'alimentation entrée/sortie et de deux lignes de transmission connectées en parallèles, chaque ligne de transmission, ayant des caractéristiques différentes, est liée à la masse à une extrémité et à un condensateur à l'autre extrémité. La figure 1.17-b présente les mesures des paramètres S correspondants à ce filtre.

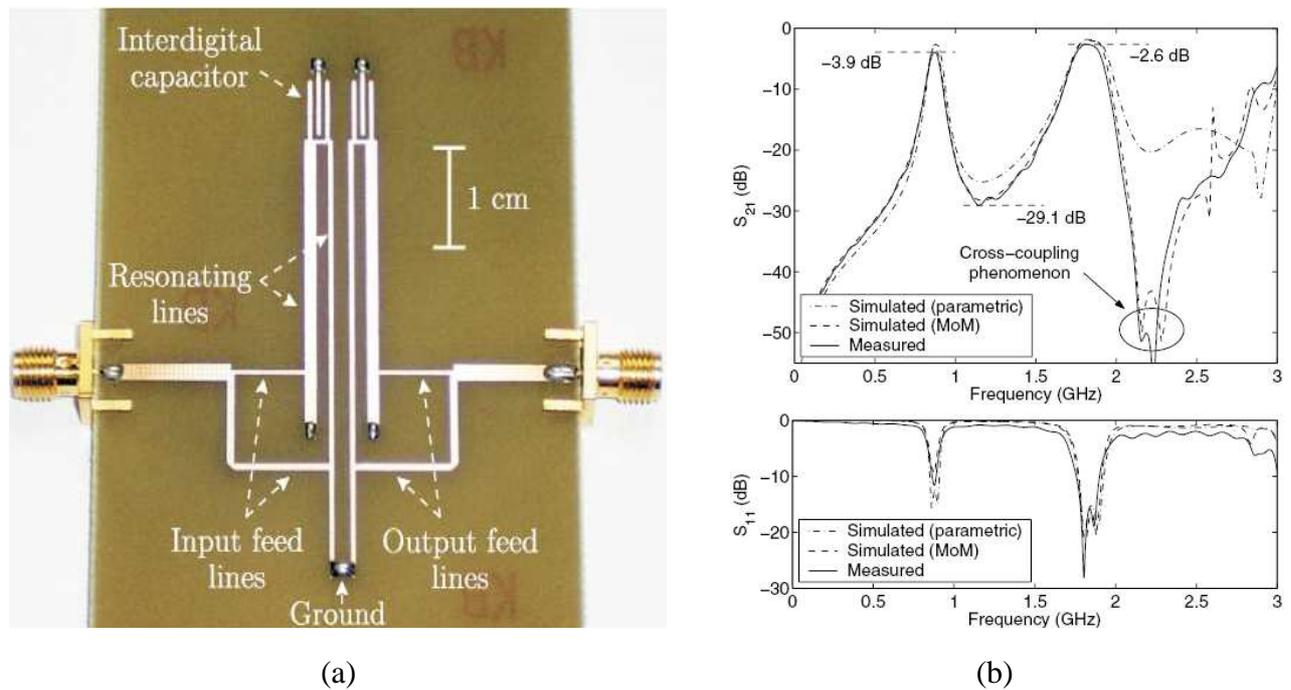


Figure I.17 : (a) Filtre bi bande planaire, (b) Réponses mesurées correspondantes [Mob.7]

Pour une question d'encombrement et de poids, la plupart des architectures utilisées pour les filtres multi bandes pour les applications GSM sont des architectures planaires, des SAW (Surface Acoustic Wave) [Mob.8], des céramiques [Mob.9] ou en technologie CMOS [Mob.10,11].

Le filtre bi bande réalisé dans [Mob.10] a des dimensions caractéristiques ($1.54 \times 1.37 \text{ mm}^2$) très faibles par rapport à celui décrit précédemment et même aux filtres SAW ($3.2 \times 4.5 \text{ mm}^2$). Cependant d'autres critères sont pris en considération, tels que les pertes d'insertion et le coût de fabrication. La technologie SAW a souvent plus d'avantage que les autres en terme de poids, de coûts de production et de matériel.

A côté des applications WLAN et GSM, le GPS, le Bluetooth et le WCDMA fournissent aussi des applications pour les filtres multi bandes. Le GPS largement utilisé pour les navigations routières et maritimes, est intégré récemment dans les téléphones mobiles et il devient un besoin nécessaire comme le Bluetooth. .

Dans [Mob.12], un filtre multi bande intégrant Bluetooth, WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) et GPS (Global Position System) est proposé. Le filtre multi bande reçoit les signaux aux bandes de fréquence 2.4-2.48 GHz pour le Bluetooth, 2.11-2.17 GHz pour le WCDMA et 1575.42MHz pour le GPS.

III.2. Filtres multi bandes volumiques pour station de base et charges utiles satellites. [Lun.1,Len.1],[Mok.1,Zha.1],[Sat.1-7]

Afin de répondre à l'augmentation croissante des communications spatiales, les satellites de télécommunications modernes utilisent des plages d'allocations de fréquences et des couvertures géographiques de plus en plus complexes.

Par conséquent, les filtres mono bandes classiques ne sont pas toujours idéaux pour répondre aux caractéristiques spectrales imposées. Par contre un filtre multi bande capable de transmettre plusieurs bandes et stopper les bandes inférieure, supérieure et intermédiaire peut être une solution intéressante [Sat.1].

Ces filtres multi bandes permettent de simplifier l'architecture, de réduire l'encombrement et d'améliorer les performances globales du système, diminuant ainsi les coûts de conception [Sat.2]. La réalisation de filtres multi bandes avec des architectures volumiques pour des applications spatiales est fortement recommandée, lorsque de fortes puissances sont mises en jeu.

Dans [Sat.3], un filtre multi bande pour applications spatiales est présenté. La figure I.18 présente le filtre bi bande avec les paramètres [S] mesurés.

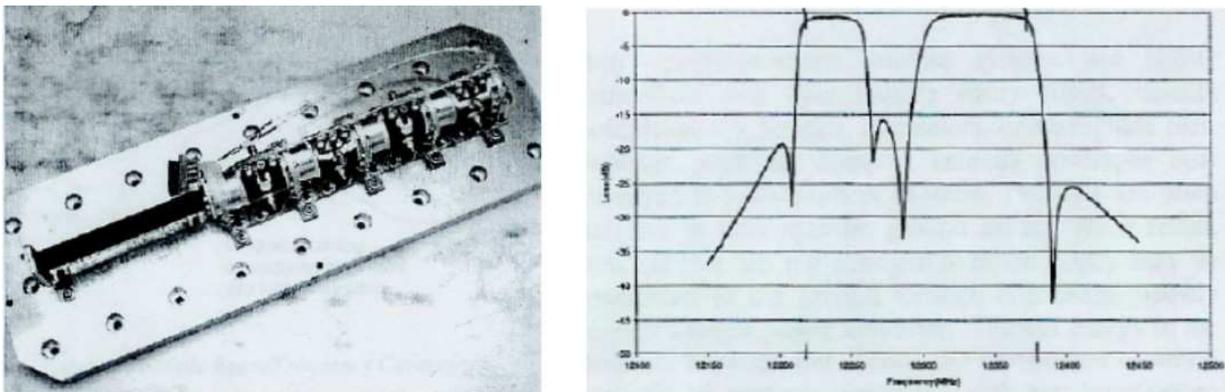


Figure I.18 : Filtre bi bande et réponses mesurées correspondantes [Sat.1]

Dans [Sat.7], un filtre six pôles bi bandes à modes duaux a été réalisé pour des applications spatiales. La figure I.19 présente le filtre réalisé et une comparaison entre les paramètres [S] idéals et mesurés.

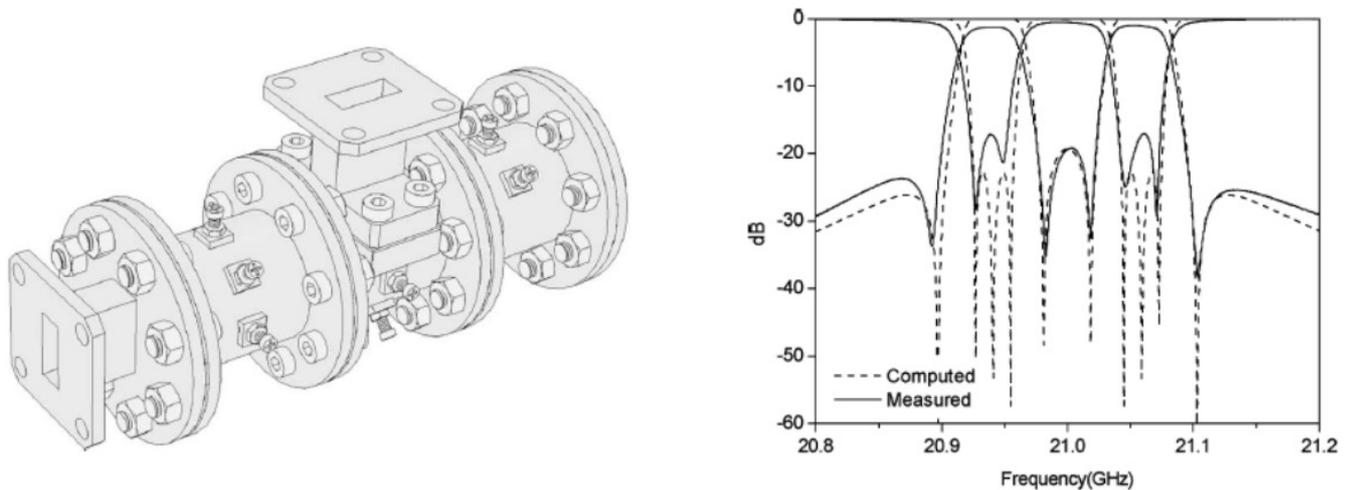


Figure I.19 : Filtre bi bande et réponses idéales et mesurées correspondantes [Sat.7]

En plus du 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.

Des filtres multi bandes volumiques sont aussi utilisés dans des stations de base pour obtenir de fortes performances électriques, alors que l'encombrement et le poids deviennent des critères moins importants que pour les terminaux mobiles.

La figure I.20 représente un filtre bi bande réalisé en utilisant une technologie de résonateurs coaxiaux [Mac.1,2] avec les paramètres [S] mesurés. Le gabarit du filtre bi bande est défini par les grandeurs suivantes : les largeurs des bandes passantes sont de 17 MHz, avec des fréquences centrales respectivement à 842.5 et 886.5 MHz. La réflexion dans les bandes passantes est fixée à -20 dB. La réjection minimale dans les bandes stoppées intermédiaire, supérieure et inférieure est imposée à -35 dB. Ce genre de filtre a un intérêt particulier dans les stations de base pour les communications mobiles (GSM).

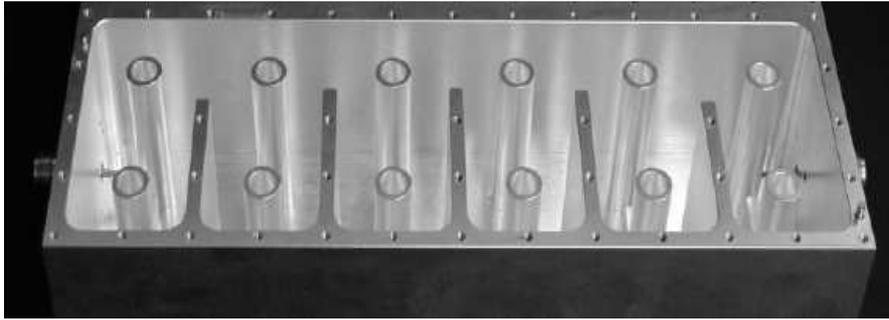


Figure I.20-a : Filtre bi bande à résonateurs coaxiaux [Mac.1]

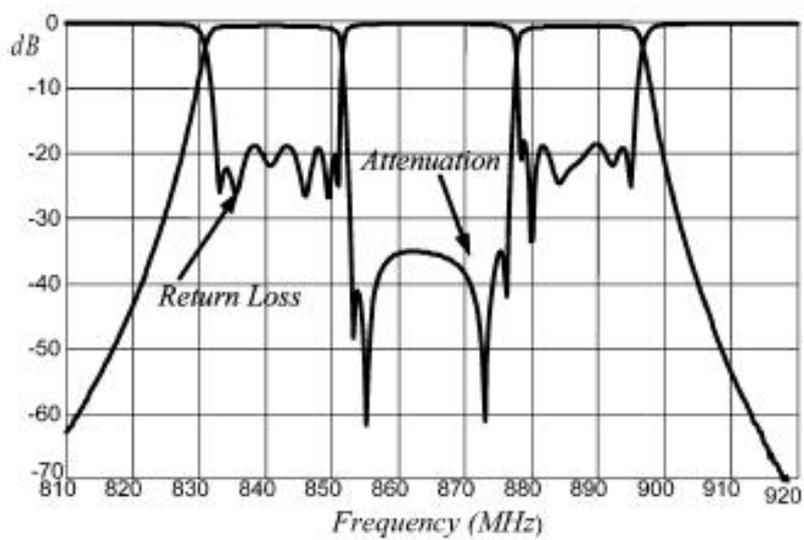


Figure I.20-b : Réponses mesurées du filtre bi bande [Mac.1]

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 donné quelques exemples d'intégration dans les systèmes de télécommunications et décrit les principales technologies employées, en particulier pour la conception de filtres multi bandes.

Ensuite quelques exemples de filtres multi bandes planaires et volumiques trouvés dans la littérature et développés pour les terminaux mobiles, stations de base et charges utiles satellites ont été présentés.

Dans le chapitre suivant nous allons décrire la méthodologie que nous avons appliquée pour la conception des filtres multi bandes à résonateurs couplés.

Références chapitre I

[Ben.1]

Benoît ALBERT

Etudes de filtres actifs analogiques microondes transversaux et stop bande

Université de Limoges, Octobre 2005

[Bro.1]

Brownlee, K.; Raj, P.M.; Bhattacharya, S.K.; Shinotani, K.; Wong, C.P.; Tummala, R.R.

Evaluation of liquid crystal polymers for high performance SOP application

Electronic Components and Technology Conference, 2002. Proceedings. 52nd

Date: 2002, Pages: 676 - 680

[Bro.2]

Brownlee, K.; Bhattacharya, S.; Shinotani, K.; Wong, C.P.; Tummala, R.

Liquid crystal polymers (LCP) for high performance SOP applications

Advanced Packaging Materials, 2002. Proceedings. 2002 8th International Symposium on

Volume , Issue , 2002 Page(s):249 – 253

[Cam.1]

Richard J. Cameron, A. R. Harish, and Christopher J. Radcliffe

Synthesis of Advanced Microwave Filters Without Diagonal Cross-Couplings

IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES,

VOL. 50, NO. 12, DECEMBER 2002

[Dmo.1]

Atia, A.E.; Williams, A.E.

Narrow-Bandpass Waveguide Filters

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on

Volume 20, Issue 4, Date: Apr 1972, Pages: 258 – 265

[Dmo.2]

Atia, A.E.; Williams, A.E.

Narrow-Bandpass Waveguide Filters

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on

Volume 20, Issue 4, Date: Apr 1972, Pages: 258 – 265

[Dmo.3]

Kudisia, C.; Cameron, R.; Tang, W.-C.

Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on

Volume 40, Issue 6, Date: Jun 1992, Pages: 1133 - 1149

[Dmo.4]

H.C. CHANG, K.A. ZAKI

Evanescent - mode coupling of dual - mode rectangular waveguide filters

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.39, n 8, pp 1307 - 1312 – août 1991

[Dmo.5]

J.F. LIANG, X.P. LIANG, K.A. ZAKI, A.E ATIA

Dual - mode dielectric or air - filled rectangular waveguide filters

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
Vol.42, n 7, pp 1330 - 1336 - juillet 1994

[Dmo.6]

Ke-Li Wu;

An optimal circular-waveguide dual-mode filter without tuning screws

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 47, Issue 3, March 1999 Page(s):271 – 276

[Dom.1]

D. Baillargeat

Analyse globale de dispositifs microondes par la méthode des éléments finis . Application au filtrage microonde

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - janvier 1995

[Geë.1]

Geëtan PRIGENT

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

Thèse de doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale décembre 2002

[Gui.1]

D. Kajfez and P. Guillon

Dielectric resonators

Vector Fields, Oxford, Mississippi, 1986

[Jea.1]

Jean-François SEAUX

Conception, optimisation et test de dispositifs intégrant des matériaux en couche mince supraconducteurs ou ferroélectriques pour des applications de filtrage dans le domaine spatial

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Avril 2005

[Lae.1]

Laetitia RIGAUDEAU

Composants 3D en technologie multicouche LTCC. Applications aux fonctions micro-ondes de filtrage et de rayonnement.

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges – Octobre 2007

[LCP.1]

D.C.Thompson, O. Tantot, H. Jallageas, G.E. Ponchak, M. Tentzeris and J. Papapolymerou
Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30-110 GHz
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
vol. 52, n°4, p. 1343-1352, Avril 2004

[LCP.2]

S. Pinel, M. Davis, V. Sundaram, K. Lim, J. Laskar, G. White and R. Tummala
High Q passives on liquid crystal polymer substrates and BGA technology for 3-D integrated RF front-end module
IEICE Transactions Electron.,
vol. E86C, n°8, p. 1584-1592, Août 2003

[LCP.3]

Valeria Palazzari, Stéphane Pinel, Joy Laskar, Luca Roselli, and Manos M. Tentzeris
Design of an Asymmetrical Dual-Band WLAN Filter in Liquid Crystal Polymer (LCP) System-On-Package Technology
IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS,
VOL. 15, NO. 3, MARCH 2005

[LCP.4]

Ramanan Bairavasubramanian, Stephane Pinel, John Papapolymerou, Joy Laskar, Cedric Quendo, Eric Rius, Alexandre Manchec, Christian Person
Dual-Band Filters for WLAN Applications on Liquid Crystal Polymer Technology
Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 12-17 June 2007, pages: 4pp.

[LCP.5]

Amit Bavisi, Madhavan Swaminathan, and Essam Mina
Liquid Crystal Polymer-Based Planar Lumped Component Dual-Band Filters Ford Dual-Band WLAN Systems
Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE, 9-11 Jan. 2007 Pages:539-542.

[Len.1]

Lenoir, P.; Bila, S.; Seyfert, F.; Baillargeat, D.; Verdeyme, S.;
Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 54, Issue 7, July 2006 Page(s):3090 – 3097

[LTCC.1]

Y.S. Lin, C.C. Liu, K.M. Li and C.H. Chen
Design of an LTCC tri-band transceiver module for GPRS mobile applications
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
vol. 52, n°12, p. 2718-2724, Décembre 2004

[LTCC.2]

L. Pergola, R. Gindera, D. Jäger and R. Vahldieck

An LTCC-based wireless transceiver for radio-over-fiber applications

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
vol. 55, n°3, p. 579-587, Mars 2007

[LTCC.3]

J.F. Trabert, M.A. Hein, J. Müller, R.A. Perrone, R. Stephan and H. Thust

High functional density low-temperature co-fired ceramic modules for satellites communications

Proceedings 35th European Microwave Conference,
vol. 1, n°3, 4-6 Octobre 2005, Paris, France

[LTCC.4]

Y.C. Lee, Y.I. Chang and C.S. Park

Monolithic LTCC SiP transmitter for 60 GHz wireless communication terminals

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 12-17 juin 2005, Long Beach, CA, USA

[Lun.1]

Lunot, V.; Bila, S.; Seyfert, F.

Optimal Synthesis for Multi-Band Microwave Filters

Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International
Date: 3-8 June 2007, Pages: 115 - 118

[Mac.1]

Macchiarella, G.; Tamiazzo, S.

Design techniques for dual-passband filters

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 53, Issue 11, Date: Nov. 2005, Pages: 3265 - 3271

[Mac.2]

Macchiarella, G.; Tamiazzo, S.

A design technique for symmetric dualband filters

Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International
Date: 12-17 June 2005, Pages: 4 pp.

[Mat.1]

Matthieu CHATRAS :

Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales.

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 2003

[Mob.1]

Cesar Lugo, and John Papapolymerou

Multilayer Dual-Band Filter Using a Reflector Cavity and Dual-Mode Resonators

IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS,
VOL. 17, NO. 9, SEPTEMBER 2007. Pages 637-639

[Mob.2]

Li Yang and Manos M. Tentzeris

3D Multilayer Integration and Packaging on Organic/Paper Low-cost Substrates for RF and Wireless Applications

Signals, Systems and Electronics, 2007. International Symposium on July 30 2007-Aug. 2 2007. Pages:267 – 270.

[Mob.3]

Min-Hang Weng, Hung-Wei Wu, Kevin Shu, Jau-Rung Chen, Ru-Yuan Yang, and Yan-Kuin Su

A Novel Triple-Band Bandpass Filter Using Multilayer-Based Substrates for WiMAX Microwave

Conference, Europe 2007, 9-12 Oct. 2007 Pages:325-328

[Mob.4]

Ke-Chiang Lin; Chun-Fu Chang; Min-Chung Wu; Shyh-Jong Chung

Dual-bandpass filters with serial configuration using LTCC technology

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 54, Issue 6, Part: 1, Date: June 2006, Pages: 2321 - 2328

[Mob.5]

C.-W. Tang, S.-F. You and I.-C. Liu

Design of a dual-band bandpass filter with low-temperature co-fired ceramic technology

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
vol. 54, n°8, p. 3327-3332, Août 2006

[Mob.6]

H. Joshi and W.J. Chappell

Dual-Band Lumped-Element Bandpass Filter

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
vol. 54, n°12, part 1, p. 4169-4177, Décembre 2006

[Mob.7]

Sanchez-Renedo, Manuel; Gomez-Garcia, Roberto

Microwave combline-type dual-passband filter

Microwave Conference, 2007. European Date: 9-12 Oct. 2007, Pages: 321 – 324

[Mob.8]

Yoshimoto, S.; Yamamoto, Y.; Takahashi, Y.; Otsuka, E.

Multi-band RF SAW filter for mobile phone using surface mount plastic package Ultrasonics

Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE
Volume 1, Date: 8-11 Oct. 2002, Pages: 113 - 118 vol.1

[Mob.9]

Miyake, H.; Kitazawa, S.; Ishizaki, T.; Yamada, T.; Nagatomi, Y.

A miniaturized monolithic dual band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones

Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International

Volume 2, Date: 8-13 Jun 1997, Pages: 789 - 792 vol.2

[Mob.10]

Wu, S.; Razavi, B.

A 900 MHz/1.8 GHz CMOS receiver for dual band applications

Solid-State Circuits Conference, 1998. Digest of Technical Papers. 45th ISSCC 1998

IEEE International Date: 5-7 Feb 1998, Pages: 124 - 125

[Mob.11]

Hashemi H and Hajimiri A.

Concurrent dual-band CMOS low noise amplifiers and receiver architectures

Digest of IEEE Symposium on VLSI Circuits, pp. 247-250, June 2001.

[Mob.12]

Ting-Che Chung; Chih-Wei Chen; Chen, O.T.C.; Tsen, R.Y.J.

A multi-band RF front-end receiver for Bluetooth, WCDMA, and GPS applications

Circuits and Systems, 2003. MWSCAS '03. Proceedings of the 46th

IEEE International Midwest Symposium on

Volume 3, Date: 27-30 Dec. 2003, Pages: 1175 - 1178 Vol. 3

[Mok.1]

Mokhtaari, M.; Bornemann, J.; Rambabu, K.; Amari, S.;

Coupling-Matrix Design of Dual and Triple Passband Filters

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on

Volume 54, Issue 11, Nov. 2006 Page(s):3940 - 3946

[Piq.1]

Piquet, O.; Cros, D.; Verdeyme, S.; Guillon, P.; Tobar, M.E.

New design of high-Q sapphire resonator with distributed Bragg reflector

Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International

Volume 3, Date: 2002, Pages: 1993 – 1996

[Sat.1]

Holme

Multiple passband filters for satellite applications

20.sup.th AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit,

Paper No., ATAA-2002-1993,2002.

[Sat.2]

Philippe LENOIR

Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage micro-onde complexes.

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges – septembre 2005

[Sat.3]

Cameron, R.J.; Ming Yu; Ying Wang

Direct-coupled microwave filters with single and dual stopbands

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 53, Issue 11, Date: Nov. 2005, Pages: 3288 - 3297

[Sat.4]

Juseop Lee; Man Seok Uhm; Jong Heung Park
Synthesis of a self-equalized dual-passband filter
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE
Volume 15, Issue 4, Date: April 2005, Pages: 256 - 258

[Sat.5]

Couffignal, P.; Baudrand, H.; Theron, B.
A new rigorous method for the determination of iris dimensions in dual-mode cavity filters
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 42, Issue 7, Part: 1-2 , Date: Jul 1994, Pages: 1314 – 1320

[Sat.6]

Juseop Lee; Sarabandi, K.
A Synthesis Method for Dual-Passband Microwave Filters
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 55, Issue 6, Part: 1 , Date: June 2007, Pages: 1163 - 1170

[Sat.7]

Juseop Lee, Man Seok Uhm, and In-Bok Yom
A Dual-Passband Filter of Canonical Structure for Satellite Applications
IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS,
VOL. 14, NO. 6, JUNE 2004

[Séb.1]

Sébastien DARFEUILLE
Conception de filtres actifs analogiques radiofréquences récurrents et canalisés en technologie monolithique BiCMOS Silicium
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Février 2006

[Sta.1]

Stanis COURREGES
Les matériaux ferroélectriques et supraconducteurs appliqués à la conception de dispositifs microondes
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Septembre 2007

[Web.1]

<http://www.rfmd.com/infrastructure.asp>

[Zha.1]

Zhang, Yunchi; Zaki, Kawthar A.; Ruiz-Cruz, Jorge A.; Atia, Ali E.;
Analytical Synthesis of Generalized Multi-band Microwave Filters
Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International
3-8 June 2007 Page(s):1273 – 1276

CHAPITRE II - ASPECTS THEORIQUES
DE LA CONCEPTION DES FILTRES
MULTI BANDES A RESONATEURS
COUPLES.

Introduction

Au cours de ce chapitre, une présentation des méthodes de conception des dispositifs hyperfréquences de filtrage multi bandes est réalisée. La présentation est limitée à la conception des filtres à résonateurs couplés.

Dans une première partie, nous présenterons des généralités sur la synthèse des filtres à résonateurs couplés en s'appuyant sur la théorie des filtres et les différentes étapes de leur synthèse.

Dans une seconde partie, nous présenterons différentes approches pour la génération des fonctions de filtrages mono bandes et multi bandes qui constituent la première étape de conception.

Dans une troisième partie, la synthèse du circuit électrique équivalent en éléments localisés est détaillée.

Enfin nous détaillerons, dans la quatrième partie, la dernière étape de conception consistant à dimensionner le modèle hyperfréquence en éléments distribués.

I - Généralités sur la synthèse des filtres [Syn.1-5]

I.1. Théorie des filtres

I.1.1 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.

On distingue quatre familles de filtres en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées:

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

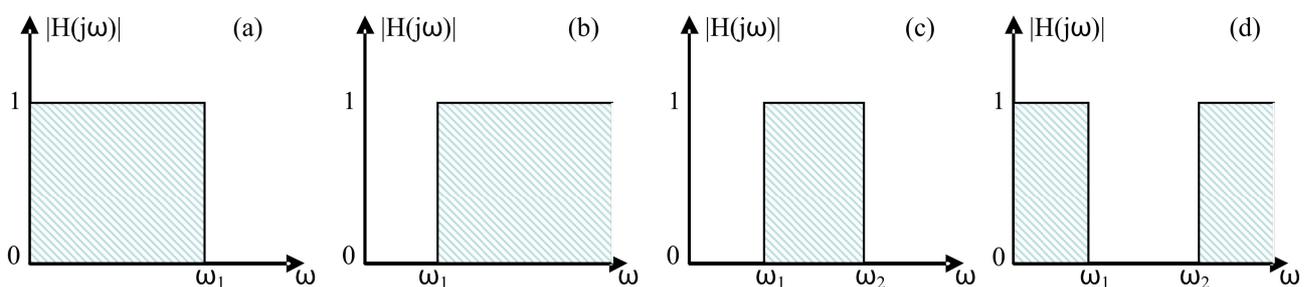


Figure II.1 : Gabarit des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d)

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.

Un tel filtre dont le gabarit en fréquence est présentée sur la figure II.1 (a) est pratiquement irréalisable [Syn.5], [Ian.1]. En effet, la réalisation d'un tel filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [Ort.1]. De plus, l'amplitude et la phase ne sont pas liées par la relation de Bayard-Bode [Has.1]. Cette relation, liant la phase et l'amplitude d'un filtre, implique une variation plus importante du temps de propagation de groupe lorsque la réjection est améliorée.

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 tolérés pour les approximations en amplitude. La figure II.2 présente les gabarits en amplitude pour les différentes familles de filtres réels.

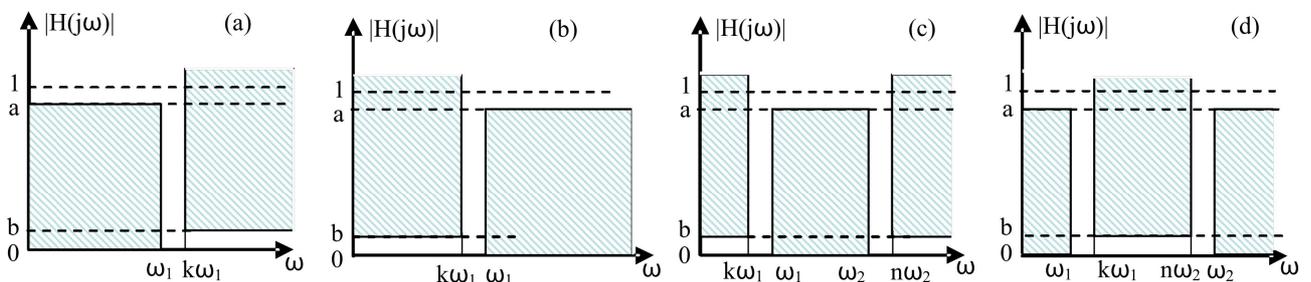


Figure II.2 : Gabarit des filtres réels : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d)

Quel que soit le type du filtre (passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande), le calcul de la fonction de transfert se fera sur un filtre passe bas représentatif du filtre à construire : c'est son prototype passe-bas. Le prototype passe-bas d'un filtre est normalisé par rapport à sa pulsation de coupure comme le présente la figure II.3. La pulsation de coupure du prototype passe-bas est égale à 1 rad/s.

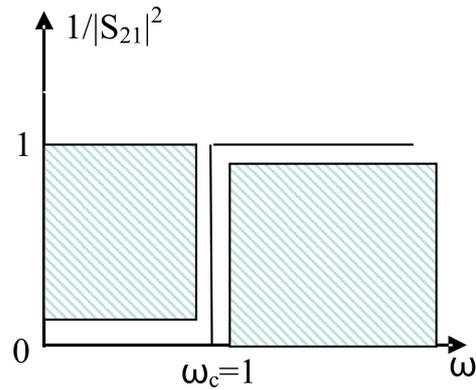


Figure II.3 : filtre passe-bas prototype

Les transpositions vers les différents types de filtres, sont effectuées par un changement de variable à partir du prototype passe-bas.

Les fonctions de filtrage couramment utilisées pour satisfaire les gabarits de filtre réels seront détaillées dans la seconde partie de ce chapitre.

I.1.2 Fonction de transfert et matrice de répartition [Syn.2,Mat.1,Poz.1]

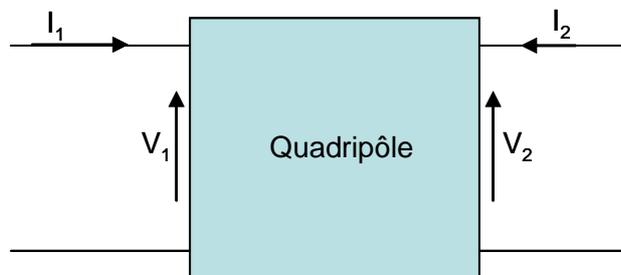


Figure II.4: schéma d'un quadripôle

Un quadripôle (figure II.4) peut être caractérisé par les tensions et les courants à ses deux accès. Les fonctions du réseau utilisant les variables des 2 accès sont appelées fonctions de transfert.

Ainsi $\frac{V_2(p)}{V_1(p)}$ et $\frac{I_2(p)}{I_1(p)}$ etc. ... sont des fonctions de transfert.

Le filtre peut être vu comme un quadripôle à deux accès [Hel.1]. Lorsqu'on alimente, comme sur la figure II.5, l'entrée 1, on s'intéresse au transfert de puissance vers la sortie 2 (charge R_2), ainsi qu'à la puissance réfléchie vers l'entrée 1 (charge R_1).

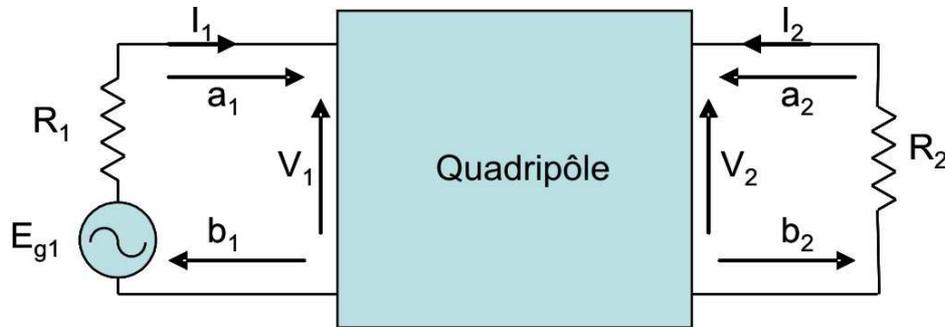


Figure II.5: Schéma d'un quadripôle

On définit P_A la puissance fournie par le générateur :

$$P_A = \frac{|E_{g1}|^2}{8R_1} \quad (\text{II.1})$$

P_2 la puissance délivrée à la charge :

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2R_2} \quad (\text{II.2})$$

P_1 la puissance réfléchie en entrée :

$$P_1 = \frac{|V_1|^2}{2R_1} \quad (\text{II.3})$$

E_{g1} , V_1 , V_2 sont respectivement la tension délivrée par le générateur et les tensions en entrée et en sortie du quadripôle.

Les pertes d'insertion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{4 \frac{|V_2|^2}{|E_{g1}|^2} \frac{R_1}{R_2}} = \frac{1}{|H|^2} \quad (\text{II.4})$$

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{4 \frac{|V_1|^2}{|E_{g1}|^2}} = \frac{1}{|T|^2} \quad (\text{II.5})$$

H et T sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque la puissance dissipée dans le quadripôle (P_L) est nulle, c'est-à-dire qu'il est purement réactif, on a une relation de conservativité entre H et T :

$$|H|^2 + |T|^2 = 1 \quad (\text{II.6})$$

En général une fonction de transfert peut se mettre sous une forme polynomiale en fonction de la pulsation ω (ou $p = j\omega$) :

$$H(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \dots + b_n p^n} \quad (\text{II.7})$$

avec $N(p)$ et $D(p)$ des polynômes à coefficients réels de degré respectivement n et m . Les zéros de $H(p)$ sont les valeurs qui annulent $N(p)$, les pôles de $H(p)$ sont les valeurs qui annulent $D(p)$.

La matrice de répartition ou matrice S (Scattering matrix) permet de définir complètement les caractéristiques d'un multi-pôle linéaire ne comportant pas de sources d'énergie internes et en particulier d'un quadripôle linéaire passif tel qu'un filtre. Les éléments de la matrice de répartition sont appelés paramètres S . La définition de cette matrice nécessite le choix d'un référentiel R_0 qui est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les résistances réelles placées aux accès du multi-pôle pour la mesure ou pour le calcul des éléments de la matrice S . La matrice de répartition d'un multi-pôle relie les ondes entrantes a et les ondes sortantes b (transmises ou réfléchies) aux accès du multi-pôle par la relation matricielle : $b = Sa$

Dans le cas d'un quadripôle on a :

$$b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad R_0 = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix}$$

Le filtre est un système dynamique, linéaire, causal, stable. Sa matrice de répartition est de taille 2×2 . Ses termes diagonaux S_{11} et S_{22} correspondent à la réflexion, alors que les termes S_{12} et S_{21} correspondent à la transmission de puissance que l'on mesure sur une bande de fréquences.

Donc un quadripôle est défini par ses paramètres S , dont le graphe de fluence est présenté sur la figure II.6.

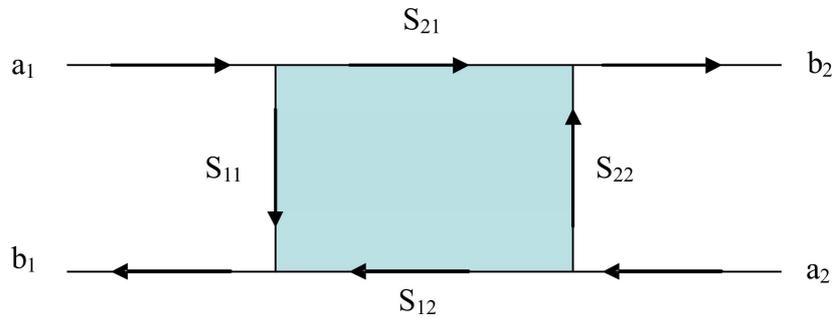


Figure II.6 : Graphe de fluence d'un quadripôle

On peut montrer (Annexe A) que :

$$S_{21} = \frac{2V_2}{E_{g1}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (\text{II.8})$$

soit :

$$S_{21} = H \quad (\text{II.9})$$

De même, on peut montrer que

$$S_{11} = T \quad (\text{II.10})$$

Si le filtre n'a pas de pertes (conservativité) on a :

$$(S)^t (S)^* = 1 \quad (\text{II.11})$$

d'où :

$$|S_{12}|^2 + |S_{11}|^2 = |H|^2 + |T|^2 = 1 \quad (\text{II.12})$$

et

$$S_{11} \cdot S_{12}^* + S_{21} \cdot S_{22}^* = 0 \quad (\text{II.13})$$

I.2. Etapes de conception.

Les différentes étapes de conception des dispositifs hyperfréquences (figure II.7), que nous voulons détailler dans les parties II, III, et IV, sont présentées succinctement ici.

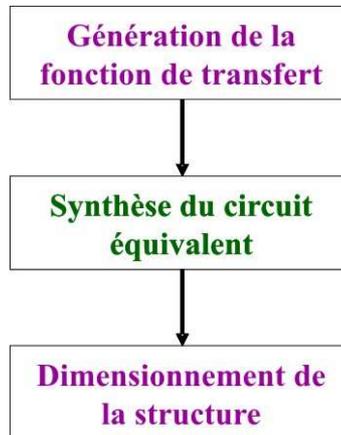


Figure II.7 : différentes étapes de conception

La première étape de conception d'un filtre, mono bandes ou multi bandes, commence par la sélection de la fonction de transfert satisfaisant une spécification. Cette fonction de transfert est une fonction polynomiale rationnelle comme expliqué précédemment.

Pour les caractéristiques mono bandes, des formules bien établies [Cam.1] peuvent être utilisées. Pour les caractéristiques multi bandes, la fonction de transfert est généralement calculée par optimisation ou par transformation de fréquence de fonctions mono bandes [Mac.1,2],[Con.1-3].

La seconde étape de la conception consiste en la synthèse d'un circuit équivalent en éléments localisés ou semi-localisés. La synthèse consiste alors à déterminer la valeur des éléments du circuit équivalent à partir de la fonction de transfert précédente. Le circuit équivalent permet une analyse rapide du dispositif et renseigne sur la transposition en éléments distribués.

Le circuit équivalent en éléments localisés d'un filtre à résonateurs couplés peut être représenté par une matrice de couplage. Certaines topologies du circuit équivalent peuvent aboutir à plusieurs solutions (plusieurs matrices de couplage), ce qui ramène à autant de solutions pour dimensionner le circuit distribué.

La dernière étape de conception est le dimensionnement de la structure distribuée. Deux sous étapes sont généralement nécessaires:

- Le pré-dimensionnement des éléments distribués, indépendamment les uns des autres.
- Le dimensionnement du modèle hyperfréquence complet réalisé dans notre cas pour les filtres à résonateurs couplés par identification de la matrice de couplage.

II - Génération de la fonction

La première étape de conception d'un filtre est la génération de la fonction de transfert satisfaisant une spécification électrique.

La fonction de transfert d'un filtre ou fonction de filtrage, s'écrit de façon générale pour un prototype passe-bas sans pertes :

$$|H(p)|^2 = \frac{|H(p)|^2}{|H(p)|^2 + |T(p)|^2} = \frac{1}{1 + |D(p)|^2} \quad (\text{II.14})$$

avec

$$D(p) = \frac{T(p)}{H(p)}, \text{ fonction discriminante du filtre}$$

$T(p)$ et $H(p)$ ont le même dénominateur que nous notons $Q(p)$ par la suite, et ceci quel que soit l'ordre du filtre. Nous noterons $P(p)$ et $R(p)$ les numérateurs, respectivement de la fonction de transfert et de la fonction de réflexion. On peut donc écrire :

$$H(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} \quad (\text{II.15})$$

et

$$T(p) = \frac{R(p)}{Q(p)} \quad (\text{II.16})$$

Alors $D(p)$ peut s'écrire généralement sous la forme suivante :

$$D(p) = \frac{R(p)}{P(p)} \quad (\text{II.17})$$

La relation de conservativité (II.12) implique ensuite:

$$|Q(p)|^2 = |P(p)|^2 + |R(p)|^2 \quad (\text{II.18})$$

Le filtre étant un système stable, les racines de Q sont à partie réelle positive et donc strictement définies par les polynômes P et R . La génération de la fonction de filtrage consiste dans

le cas mono bandes comme dans le cas multi bandes à définir la fonction discriminante optimale, c'est-à-dire les polynômes caractéristiques P et R .

II.1. Fonctions de filtrage mono bandes.

Compte tenu de l'antagonisme entre la phase et l'amplitude, il convient généralement de définir l'approximation soit en amplitude soit en phase. C'est pourquoi, considérant les contraintes importantes imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels, notamment en termes de pertes et de réjection, nous ne traitons que les approximations en amplitude.

La figure II.8 (a, b) présente trois types d'approximations en amplitude, Butterworth, Tchebychev et elliptique, pour lesquelles les niveaux de réjection diffèrent. Il apparaît que la distorsion devient de plus en plus importante avec l'amélioration de la réjection.

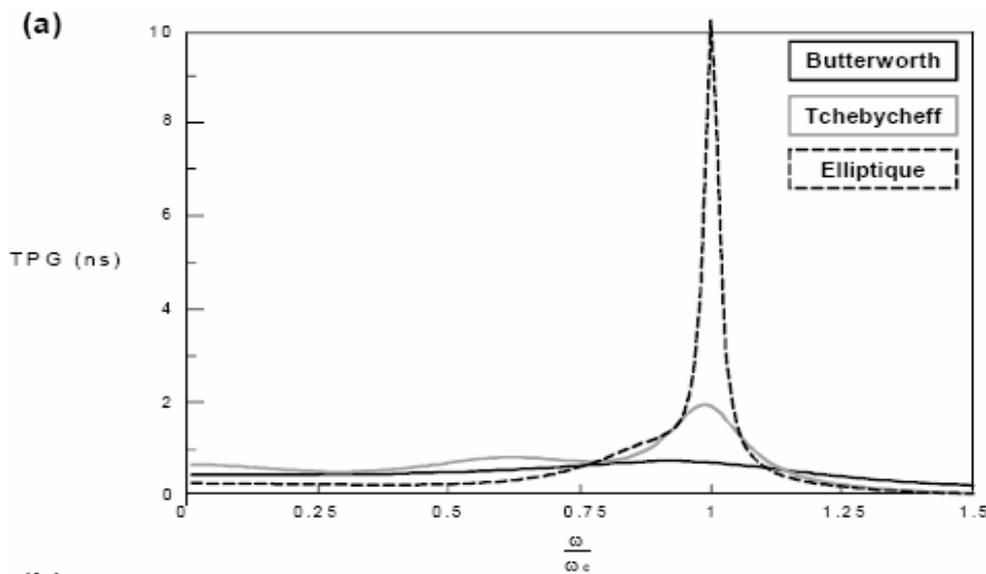


Figure II.8-a : Réponses de différents types d'approximation en temps de propagation de groupe.

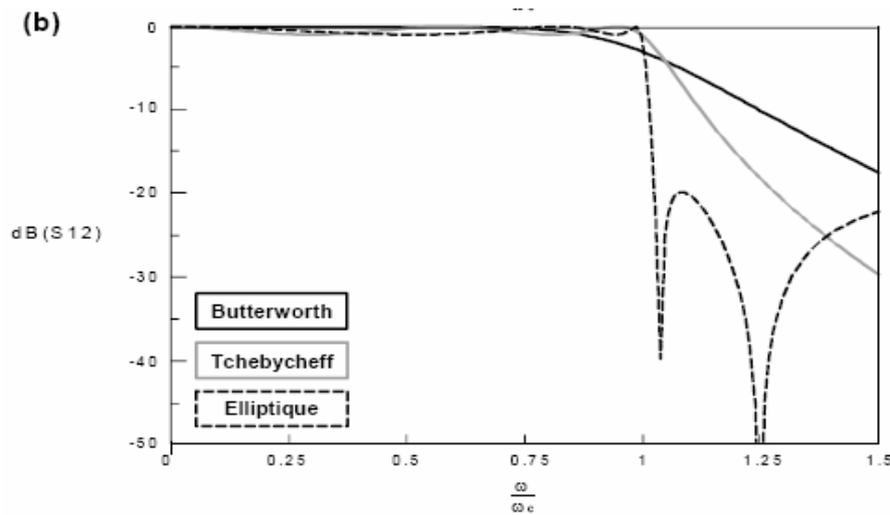


Figure II.8-b : Réponses de différents types d'approximation en transmittance.

Nous considérons dans cette partie, les fonctions les plus utilisées: les fonctions de type Tchebychev et pseudo elliptique (ou Tchebychev généralisé)

Les fonctions de type Tchebychev sont largement employées pour les fonctions de filtrage mono bandes dans le domaine des microondes.

Cette fonction est telle que les réponses en transmission et en réflexion ne présentent pas d'ondulation hors de la bande passante, mais une ondulation constante ϵ dans la bande passante. Elle est calculée pour obtenir dans ces conditions une sélectivité optimale, pour un ordre n donné.

La fonction discriminante $D(j\omega)$ d'un filtre de type Tchebychev est donnée par :

$$D(j\omega) = j^n \epsilon T_n(\omega) \quad (\text{II.19})$$

avec $T_n(\omega)$ le polynôme de Tchebychev de degré n , défini par :

$$T_n(\omega) = \cos\left(n \cdot \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) \text{ si } \omega \leq \omega_c \quad (\text{II.20})$$

$$\text{et } T_n(\omega) = \cos\left(n \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) \text{ si } \omega \geq \omega_c \quad (\text{II.21})$$

Le dénominateur de D s'écrit donc

$$P(j\omega) = 1 \quad (\text{II.22})$$

et son numérateur

$$R(j\omega) = j^n \varepsilon T_n(\omega) \quad (\text{II.23})$$

Les racines de P sont donc à l'infini (pas de zéros de transmission) et les n zéros de R sont répartis entre $-j$ et $+j$:

$$r_i = j \cos(\theta_i) \quad (\text{II.24})$$

Les n zéros du polynôme Q (dénominateur commun de la fonction de transfert H et de la fonction de réflexion T) sont déterminés par la relation de conservativité et sont répartis sur une demi-ellipse:

$$q_i = -\eta \sin(\theta_i) + j\sqrt{1+\eta^2} \cos(\theta_i) \quad (\text{II.25})$$

$$\text{avec } \theta_i = \frac{\pi(2i-1)}{2n} \text{ pour } i=1 \text{ à } n \quad (\text{II.26})$$

$$\text{et } \eta = \sinh\left(\frac{1}{n} \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \quad (\text{II.27})$$

L'approximation de Tchebychev correspond donc à la réponse en amplitude suivante :

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (\text{II.28})$$

L'approximation de Tchebychev, permet d'obtenir une forte atténuation (forte pente de réjection) dans la bande de réjection sans augmenter excessivement l'ordre du filtre. L'erreur d'approximation entre la courbe de gain et les spécifications conduit à des ondulations que l'on peut ajuster dans la bande passante et qui résultent de la présence des zéros de réflexion. Les

figures II.9 et II.10 présente des approximations de type Tchebychev pour différentes valeurs d'ondulations et pour différents ordres.

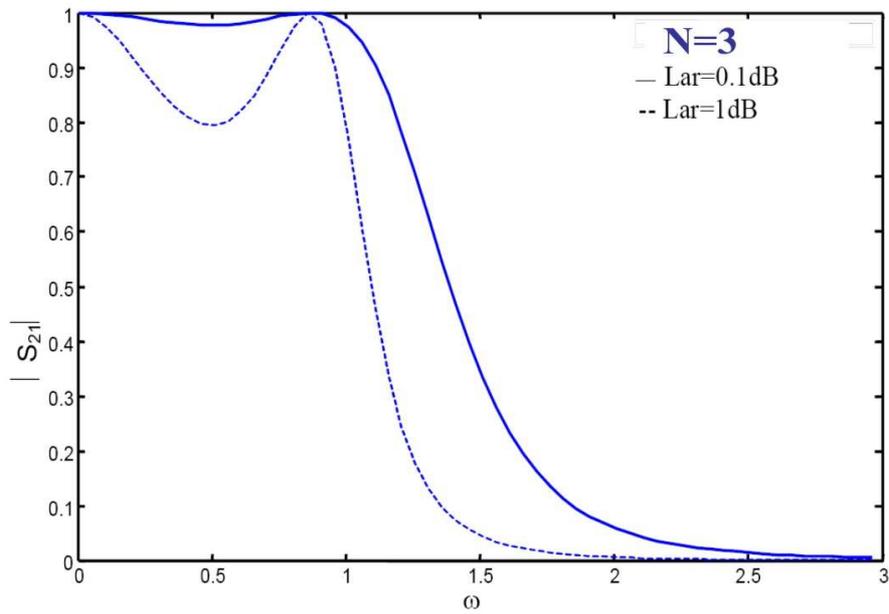


Figure II.9 : Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différentes valeurs d'ondulations.

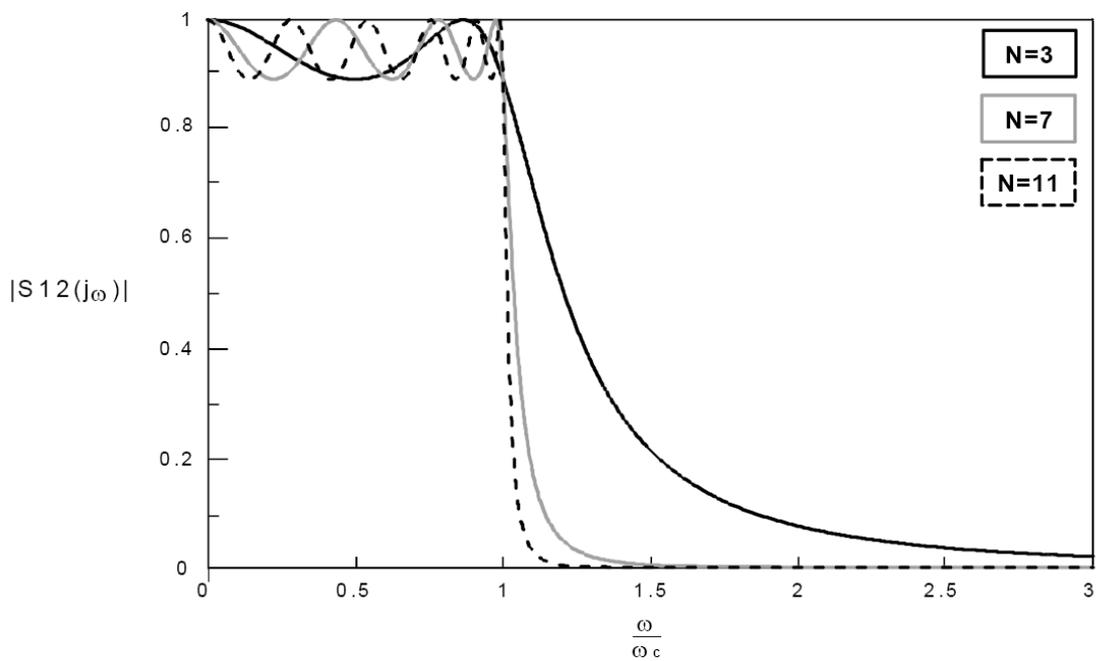


Figure II.10 : Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différents ordres.

La fonction de type pseudo elliptique est une forme généralisée de la fonction Tchebychev. Elle est caractérisée par des ondulations aussi bien dans la bande passante que dans la bande atténuée. Les zéros de transmission ne sont plus à l'infini mais à des fréquences finies.

Pour de tels filtres, la présence de zéros de transmission dans la bande atténuée, permet d'atteindre des niveaux de réjection plus élevés à proximité de la bande passante pour un même ordre de filtre.

La fonction discriminante $D(j\omega)$ d'une fonction de type Tchebychev généralisé est donnée par :

$$D(j\omega) = \varepsilon T_n(\omega) \quad (\text{II.29})$$

avec

$$T_n(\omega) = \cosh\left(\sum_{i=1}^n \operatorname{argcosh}(x_i(\omega))\right) \quad (\text{II.30})$$

et

$$x_i(\omega) = \frac{\omega - 1/\omega_i}{1 - \omega/\omega_i} \quad (\text{II.31})$$

Les m zéros finis de P ($p_i = j\omega_i$) sont les zéros de transmission imposés (les autres zéros sont placés à l'infini). Les n zéros de R répartis entre $-j$ et $+j$ dépendent des p_i et sont calculés par récurrence. Les n zéros de Q sont déduits de P et R d'après la relation de conservativité (II.12).

Une telle fonction d'approximation trouve son intérêt dans la possibilité de fixer l'erreur maximale dans la bande passante et d'ajuster les niveaux de réjection par l'insertion de zéros de transmission (aux pulsations ω_i) dans la bande stoppée (figure II.11)

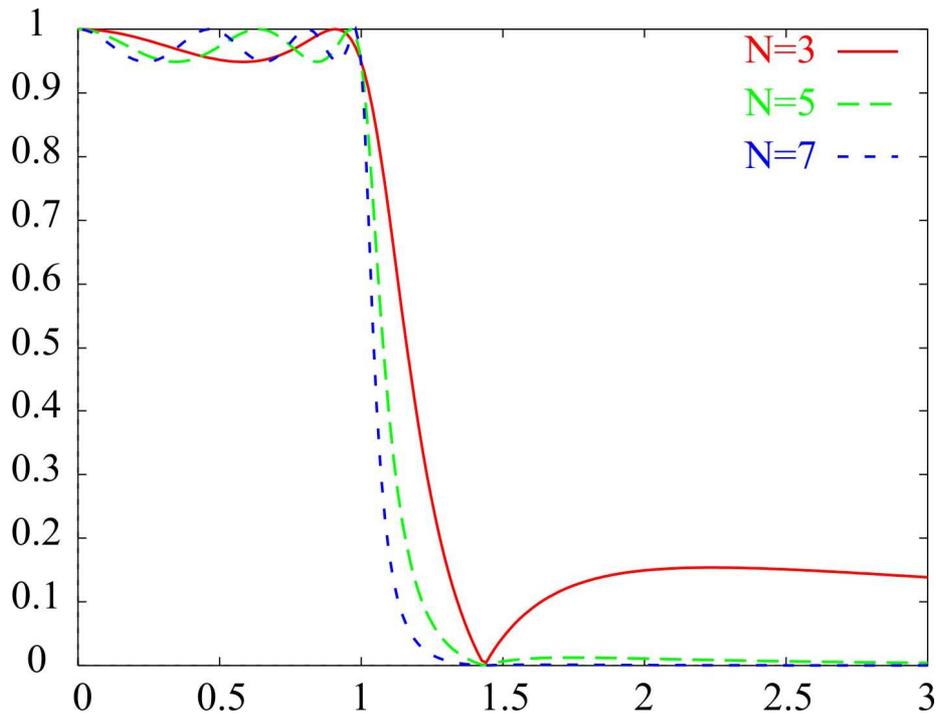


Figure II.11 : réponse d'un filtre de Tchebychev généralisé ou quasi elliptique pour différents ordres

II.2. Fonctions de filtrage multi bandes

Des fonctions de transfert multi bandes peuvent être générées soit par une optimisation des zéros et des pôles [Len.1,2], soit par transformation de fréquence de fonctions mono bandes [Mac.1,2]-[Con.1-3]. Contrairement aux fonctions mono bandes, il n'existe pas de formulation explicite permettant de générer ce type de fonction.

II.2.1 Optimisation à partir de fonctions mono bandes

Philippe Lenoir dans sa thèse [Len.1,2] a proposé une méthode qui consiste à construire la fonction discriminante $D(p)$ d'une fonction multi bandes en optimisant la position des pôles et des zéros initialisés par ceux de fonctions mono bandes.

Pour construire la fonction de transfert multi bandes, il faut tout d'abord définir les paramètres des fonctions mono bandes classiques, de telle sorte que la réponse combinée soit en accord avec le cahier de charges donnant les réflexions et réjections respectivement dans les bandes passantes et stoppées.

Les polynômes caractéristiques de chaque fonction mono bandes, calculés à partir de fonctions de type Tchebyshev (avec ou sans zéros de transmission finis), vont alors être utilisés afin d'initialiser les polynômes caractéristiques P et R de la fonction multi bandes. L'initialisation de la fonction multi bandes à partir de fonctions mono bandes est d'autant meilleure que les bandes passantes sont éloignées.

Une procédure d'optimisation est alors mise en place, afin d'obtenir la réflexion désirée dans les bandes passantes. Une transformation linéaire est enfin généralement nécessaire afin de replacer les pulsations de coupure à leurs positions initiales. Connaissant les polynômes optimisés $R(p)$, $P(p)$ et le terme d'ondulation ϵ , les fonctions de réflexion et de transfert S_{11} et S_{21} , sont parfaitement déterminées.

Les fonctions de réflexion et de transfert d'un filtre 8 pôles et 4 zéros réalisé avec la méthode proposée sont présentées sur la figure II.12.

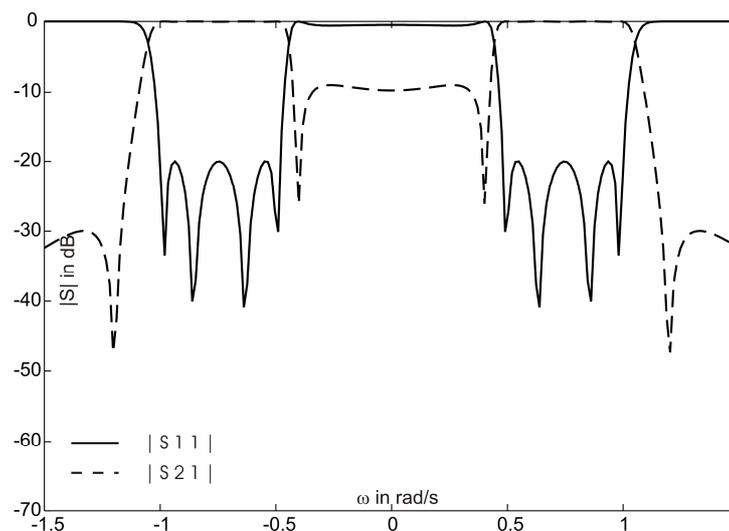


Figure II.12 : Fonction de transfert bi bandes après optimisation des pôles et zéros

II.2.2 Optimisation directe d'une fonction multi bandes

Vincent Lunot a proposé dans sa thèse [Lun.1], une méthode d'optimisation directe de fonctions multi bandes sur un gabarit donné en module.

On considère I_1, \dots, I_r les intervalles de bandes passantes et J_1, \dots, J_p les intervalles de bandes stoppées. La fonction multi bandes optimale est alors celle pour laquelle la valeur maximale du module de la transmission est la plus petite dans l'ensemble des intervalles J (bandes stoppées), un minimum de transmission (ε) étant fixé dans les intervalles I (bandes passantes).

La résolution de ce problème sous contrainte, connu comme étant un problème de Zolotarev, consiste à maximiser le minimum de D (fonction discriminante) dans les bandes stoppées comme suivant :

$$\max_{(R,P) \in T_m^n} \min_{\omega \in J} \left| \frac{R(\omega)}{P(\omega)} \right| \tag{II.32}$$

avec $T_m^n = \left\{ (R,P) \in H^n \times H^m, \left\| \frac{R}{P} \right\|_I \leq 1 \right\}$

où H^k est un polynôme de degré inférieur à k et $\|\cdot\|$ est la norme supérieure.

Vincent Lunot a montré que ce problème pouvait se résoudre par programmation linéaire. Cette formulation du problème est convexe et sa résolution aboutit dans tous les cas à une fonction caractéristique optimale qui ondule alternativement entre $+\varepsilon$ et $-\varepsilon$ (figure II.13).

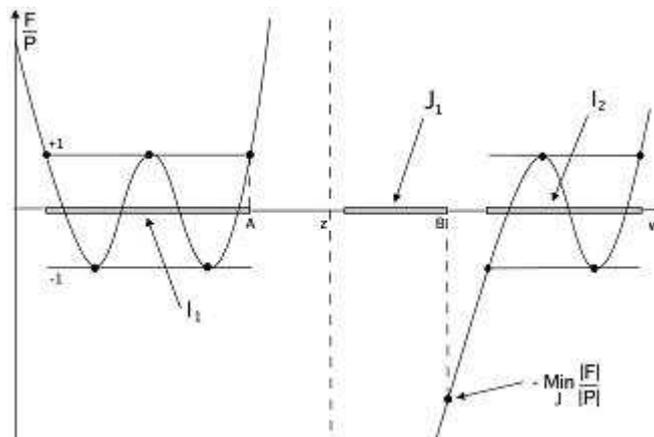


Figure II.13 : Graphe de la fonction D avec un zéro de transmission, deux bandes passantes I_1 et I_2 , et une bande stoppée J_1 .

II.2.3 Transformation de fréquence

Une méthode de génération de fonctions multi bandes a été décrite par Guiseppe Macchiarella [Mac.1] basée sur une transformation du prototype passe bas mono bandes en prototype passe bande multi bandes définie par :

$$\Omega = T(\omega) = b_1 \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right) - \frac{1}{b_2 \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} \right)} \quad (\text{II.33}).$$

où ω est la fréquence dé-normalisée (prototype passe bande multi bandes) et Ω est la fréquence normalisée (prototype passe bas mono bande). ω_{01} , ω_{02} , b_1 et b_2 sont les paramètres définissant la transformation.

La figure II.14 illustre la transformation passe-bas mono bandes vers passe bande multi bandes imposée.

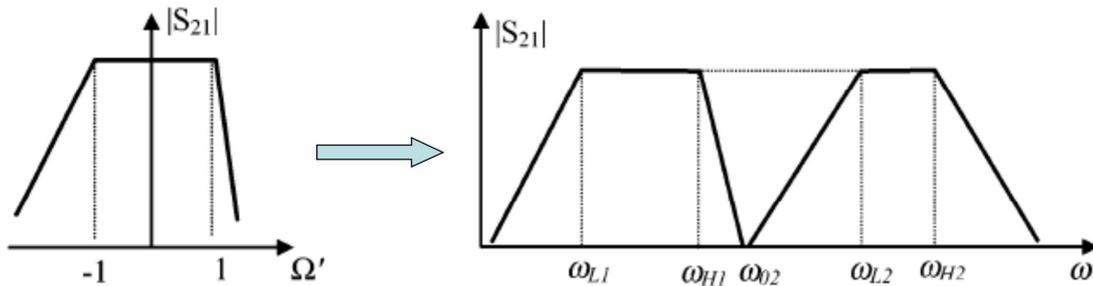


Figure II.14 : Transformation passe-bas mono bandes vers passe bande multi bande.

Le but est de réaliser une fonction bi bandes asymétrique d'ordre $2m$ et ayant m zéros de transmission coïncidents en ω_{02} . Les 4 paramètres ω_{01} , ω_{02} , b_1 et b_2 peuvent être évalués analytiquement en considérant que:

$$T(\omega_{H1}) = T(\omega_{H2}) = T(-\omega_{L1}) = T(-\omega_{L2}) = 1 \quad (\text{II.34})$$

où ω_{H1} , ω_{H2} , ω_{L1} et ω_{L2} sont respectivement les fréquences supérieures et inférieures des deux bandes passantes.

Une fois ces paramètres évalués, l'équation II.33 donne les valeurs de pôles et des zéros de la fonction bi bande. Les valeurs Ω_i (sur l'axe Ω) sont les racines du polynôme caractéristique $R(p)$ de la fonction mono bandes d'ordre m (Tchebychev). A chaque valeur de Ω_i correspondent deux valeurs différentes ω_{Li} et ω_{Hi} dans les 2 bandes passantes sur l'axe ω . La transformation (II.33) est inversée afin de trouver les zéros ω_{Li} et ω_{Hi} de $R(p)$ pour la fonction bi bande.

Connaissant les polynômes $R(p)$ et $P(p)$, les fonctions de réflexion et de transfert bi bandes sont déterminées. La transformation proposée permet de générer des fonctions de transfert bi bandes asymétriques comme présenté sur la figure II.15, mais la classe des fonctions réalisables est limitée.

La fonction est obligatoirement d'ordre pair, avec autant de pôles dans chaque bande passante, les niveaux de réflexion dans les bandes passantes sont forcément égaux et les positions des zéros de transmission sont imposées par la transformation.

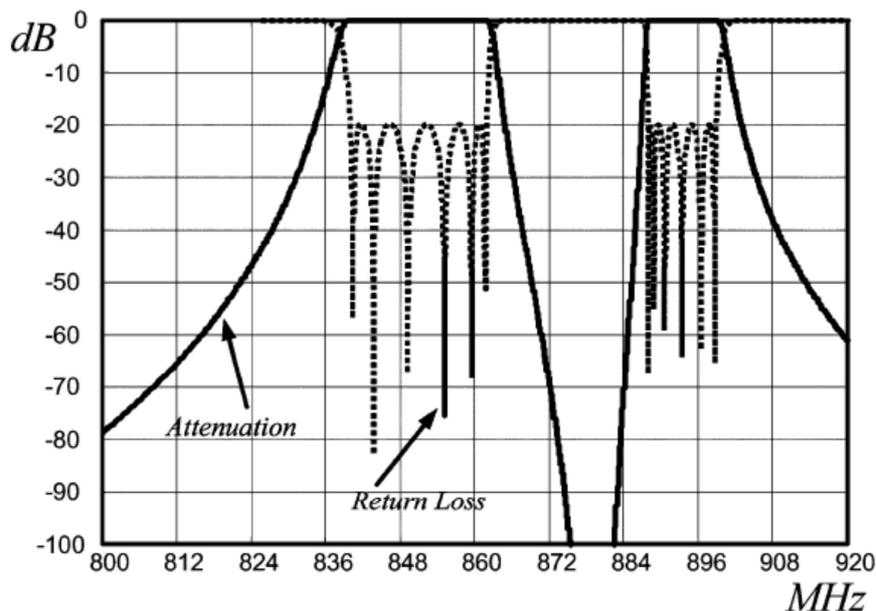


Figure II.15 : Fonction de transfert bi bande

D'autres transformations de la fonction passe-bas mono bandes sont proposées [Con.1-3] , mais ces transformations se limitent aussi généralement à certaines classes de fonctions.

III - Synthèse du circuit équivalent (filtres à résonateurs couplés)

Une fois la fonction de transfert générée, un réseau équivalent en éléments localisés (ou semi-localisés) peut être synthétisé. Pour les filtres à résonateurs couplés, le circuit en éléments localisés est caractérisé par une matrice de couplage. La technique appliquée pour calculer la matrice de couplage peut être la même pour les filtres mono bandes ou multi bandes.

III.1. Circuit équivalent en éléments localisés et matrice de couplage

[Cam.1]

La synthèse de la matrice de couplage s'effectue avec les polynômes $R(p)$, $P(p)$ et $Q(p)$ déterminés dans le paragraphe précédent.

La figure II.16-a présente un filtre N pôles à deux accès alimenté avec une source de tension et connecté aux impédances de source R_I et de charge R_N .

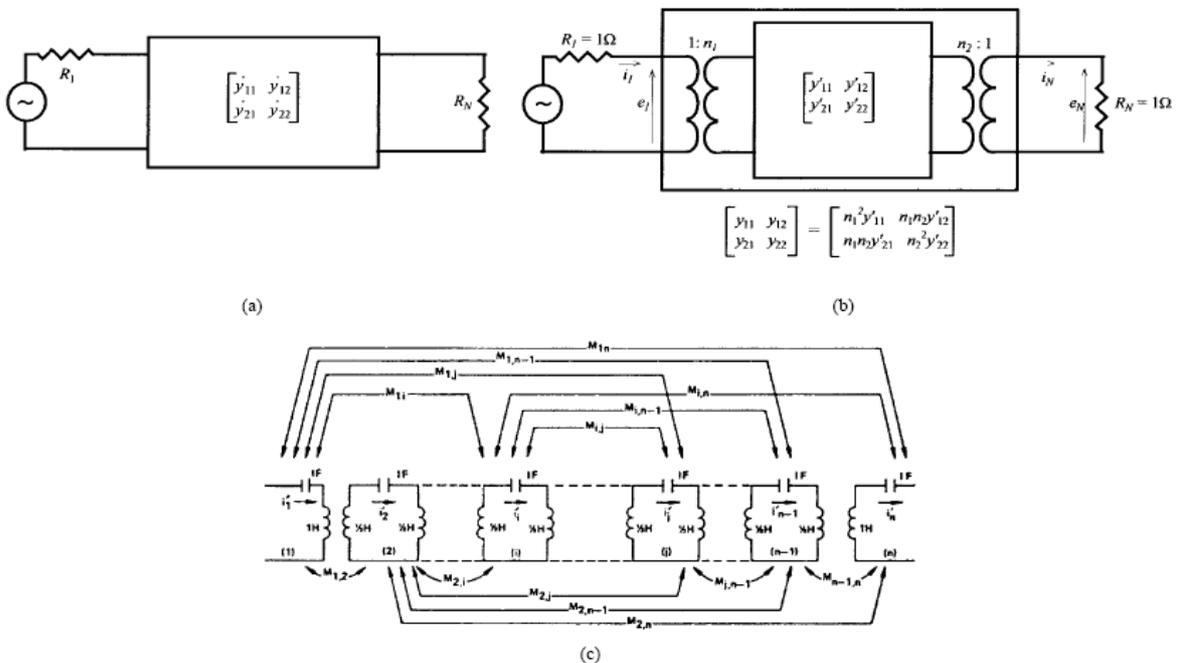


Figure II.16 : Schéma équivalent sans perte

Les impédances de source et de charge R_I et R_N connectées au circuit à deux accès (figure II.16-a) peuvent être normalisées à 1 en insérant des transformateurs à l'entrée et à la sortie ayant respectivement n_1 et n_2 comme rapports de transformation (figure II.16-b). Le circuit équivalent du prototype passe bande est détaillé sur la figure II.16-c.

L'impédance d'entrée Z_{I1} du quadripôle est calculée en fonction des admittances en court-circuit avec la formule suivante [Van.1] :

$$Z_{I1}(p) = \frac{z_{11} \left[\frac{1}{y_{22}} + R_N \right]}{z_{22} + R_N} = \frac{z_{11} \left[\frac{1}{y_{22}} + 1 \right]}{z_{22} + 1} \quad (\text{II.35})$$

si R_N est normalisée à 1Ω (figure II.16-b).

Si $R_I=1\Omega$ l'impédance d'entrée s'écrit de la forme suivante

$$Z_{I1}(p) = \frac{1 - S_{11}(p)}{1 + S_{11}(p)} = \frac{Q(p) \pm R(p)}{Q(p) \mp R(p)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2} \quad (\text{II.36})$$

où m_1, m_2, n_1 et n_2 sont des polynômes respectivement pairs et impairs construits à partir de $R(p)$ et $Q(p)$:

$$R(p) = R_0 + R_1 p + R_2 p^2 + \dots$$

$$Q(p) = Q_0 + Q_1 p + Q_2 p^2 + \dots$$

$$m_1 = \text{Re}(R_0 + Q_0) + \text{Im}(R_1 + Q_1) p + \text{Re}(R_2 + Q_2) p^2 + \dots$$

$$n_1 = \text{Im}(R_0 + Q_0) + \text{Re}(R_1 + Q_1) p + \text{Im}(R_2 + Q_2) p^2 + \dots$$

Si N est pair, on pose

$$Z_{I1}(p) = \frac{n_1 \left[\frac{m_1}{n_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \quad (\text{II.37})$$

En comparant (16) et (18) on peut en déduire que

$$y_{22} = \frac{n_1}{m_1} \quad (\text{II.38})$$

et

$$y_{21} = \frac{P(p)}{\epsilon m_1} \quad (\text{II.39})$$

Si N est impair, on pose

$$Z_{11}(p) = \frac{m_1 \left[\frac{n_1}{m_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \quad (\text{II.40})$$

alors

$$y_{22} = \frac{m_1}{n_1} \quad (\text{II.41})$$

et

$$y_{21} = \frac{P(p)}{\epsilon n_1} \quad (\text{II.42})$$

Après avoir exprimé les admittances en court-circuit à partir des polynômes caractéristiques, ces mêmes admittances en court-circuit doivent être reliées aux éléments du circuit équivalent.

D'après la figure II.16-b, on peut relier les tensions et courants aux accès par :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1^2 y'_{11} & n_1 n_2 y'_{12} \\ n_1 n_2 y'_{21} & n_2^2 y'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

En écrivant la loi des mailles dans chaque résonateur pour le circuit interne détaillé sur la figure II.16, on peut écrire :

$$\left[jM + pI + R \right] \cdot \left[i_1, i_2, i_3, \dots, i_N \right]^t = e_1 \cdot \left[1, 0, 0, \dots, 0 \right]^t \quad (\text{II.44})$$

$$\text{avec } M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & \dots & M_{1N} \\ M_{12} & M_{22} & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ M_{1N} & \dots & \dots & M_{NN} \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & R_N \end{bmatrix}$$

et I la matrice identité.

La résolution de (II.44) pour $R_1 = R_N = 0$ permet de calculer les admittances en court circuit y_{21} et y_{22} :

$$y_{21}(p) = \left. \frac{i_N}{e_1} \right|_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{N1}^{-1} \quad (\text{II.45})$$

$$y_{22}(p) = \left. \frac{i_N}{e_N} \right|_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{NN}^{-1} \quad (\text{II.46})$$

M est une matrice réelle et symétrique par rapport à la diagonale principale et toutes ses valeurs propres sont réelles. Il existe donc une matrice orthogonale T telle que :

$$-M = T \cdot \Lambda \cdot T^t \quad (\text{II.47})$$

où $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N]$, λ_i étant les valeurs propres de $-M$

et $T \cdot T^t = I$

D'après ces dernières équations, les admittances en court-circuit peuvent s'écrire :

$$y_{21}(p) = j[T \cdot \Lambda \cdot T^t - \omega I]_{N1}^{-1}$$

et

$$y_{22}(p) = j[T \cdot \Lambda \cdot T^t - \omega I]_{NN}^{-1} \quad (\text{II.48})$$

La solution générale peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\left[T \cdot \Lambda \cdot T^t - \omega I \right]_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^N \frac{T_{ik} T_{jk}}{\omega - \lambda_k} \quad i, j = 1, 2, 3, \dots, N. \quad (\text{II.49})$$

Alors

$$y_{21}(p) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk} T_{1k}}{\omega - \lambda_k}$$

et

$$y_{22}(p) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \quad (\text{II.50})$$

Ces dernières équations permettent de relier les admittances en court-circuit du circuit équivalent à leur expression déduite des polynômes caractéristiques.

L'équation (II.50) montre que les valeurs propres λ_k de $-M$ sont les racines du dénominateur commun de $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$. La première et la dernière ligne de la matrice T (T_{1k} et T_{Nk}) peuvent être calculées à partir des résidus des admittances en court-circuit $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$. Connaissant les numérateurs et les dénominateurs de $y_{21}(p)$ et $y_{22}(p)$ d'après les équations (II.38) et (II.39), les résidus r_{22k} et r_{21k} peuvent être déterminés et on obtient:

$$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}}$$

et

$$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{T_{Nk}} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N. \quad (\text{II.51})$$

La résolution de (II.43) permet de déterminer les valeurs de n_1 et n_2 tel que:

$$n_1^2 = R_1 = \sum_{k=1}^N T_{1k}^2 \quad \text{et} \quad n_2^2 = R_N = \sum_{k=1}^N T_{Nk}^2$$

Pour le circuit interne, on obtient alors :

$$T'_{1k} = T_{1k} / n_1$$

et

$$T'_{Nk} = T_{Nk} / n_2$$

La première et la dernière ligne de la matrice T calculées, les autres lignes peuvent être choisies en appliquant le procédé d'orthonormalisation de Gram-Schmidt ou un procédé équivalent, et la matrice de couplage M peut être synthétisée en utilisant (II.47).

III.2. Topologie/diagramme de couplage

La topologie de la matrice de couplage désigne les couplages à réaliser physiquement entre les éléments résonants du filtre.

Cette topologie peut être déduite des termes non-nuls de la matrice de couplage et/ou elle peut être représentée sous la forme d'un diagramme de couplage, comme ceux présentés sur les figures II.17 et II.18.

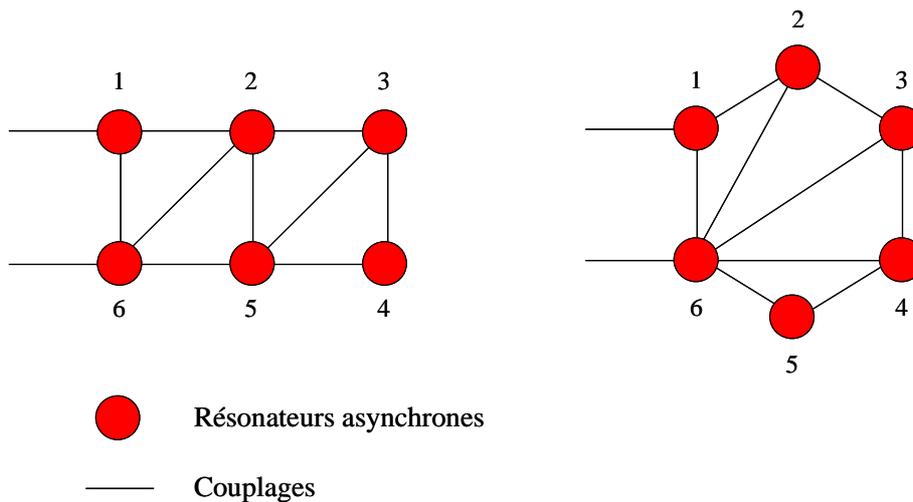


Figure II.17 : Topologies en flèche (a) et repliée (b), réalisant une fonction dissymétrique avec $n=6$ et $N_z=4$

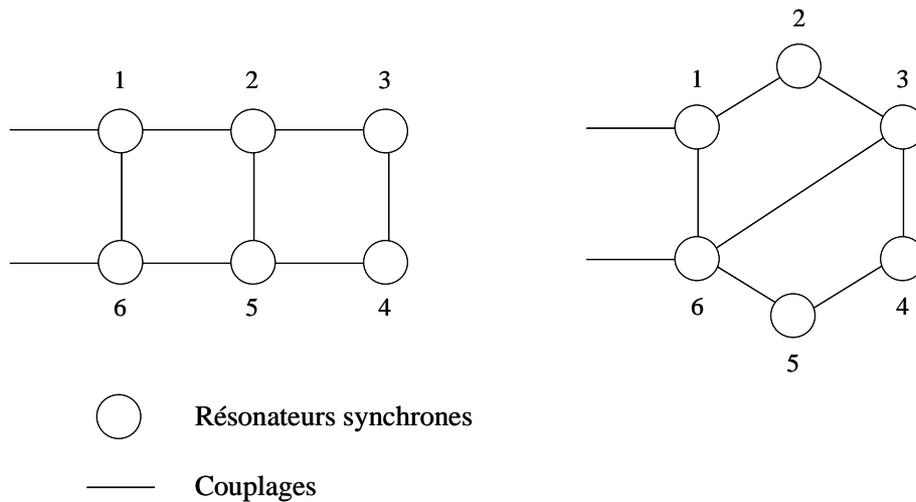


Figure II.18 : Topologies en flèche (a) et repliée (b), réalisant une fonction symétrique avec $n=6$ et $N_z=4$

La topologie de la matrice de couplage M doit être compatible d'une part avec la technologie du filtre et d'autre part avec la fonction à réaliser.

Cette compatibilité se déduit de 2 critères [Fab.1]:

- La règle du plus court chemin :

Si n est le nombre de résonateurs et l est le nombre de couplages constituant le chemin le plus court (entre le premier résonateur et le dernier résonateur), le nombre de zéros de transmission N_z que l'on peut obtenir avec cette structure est *donné par* $N_z = n - l - 1$

- Le nombre de degrés de liberté :

Le nombre de paramètres (c'est à dire le nombre de couplages, plus le nombre de résonateurs asynchrones pour les fonctions dissymétriques) doit être suffisant pour permettre le réglage de l'ensemble des zéros à réaliser.

Pour réaliser une fonction de transfert à n pôles et N_z zéros de transmission (notées (n, N_z) par la suite), $2.n + N_z + 1$ paramètres sont nécessaires pour une fonction dissymétrique et $n + N_z/2 + 1$ pour une fonction symétrique.

Considérons une fonction dissymétrique $(n, n-2)$. Le nombre de paramètres nécessaires est $2.n + (n-2) + 1 = 3.n - 1$. A partir des critères précédents, on en déduit que le nombre de couplage dans

le plus court chemin doit être $l=1$ et que le nombre de paramètres de la topologie doit atteindre $3.n+1$.

Cette fonction peut donc être réalisée avec la topologie en flèche ou repliée, présentées sur la figure II.X. En effet, pour ces topologies, le plus court chemin comporte un seul couplage et le nombre de paramètres compte n résonateurs asynchrones (correspondant à n couplages M_{ii}), $n-1$ couplages directs entre résonateurs adjacents (couplages $M_{i,i+1}$) et $n-2$ couplages indirects ($M_{i,j}$, $j \neq i$). Cela donne bien un total de $3.n-1$ paramètres.

Ces deux topologies de couplage sont des formes canoniques. Une fonction de filtrage (n, Nz) , symétrique ou dissymétrique, est toujours réalisable sous ces deux formes et la solution dans chaque topologie est unique. Le nombre de zéros de transmission est ajusté en modifiant le nombre de couplages constituant le chemin le plus court.

Une matrice de couplage dans une topologie compatible avec la fonction de transfert peut être obtenue d'une autre matrice de couplage, de topologie différente ou non, par transformation orthogonale.

Une solution couramment employée pour obtenir la matrice de couplage M dans la topologie choisie est d'appliquer une séquence de rotations permettant d'annuler successivement les couplages souhaités nuls [Cam.1].

Cependant cette démarche n'est pas totalement satisfaisante car dans le cas général (notamment pour des topologies non-canoniques) plusieurs matrices de couplage dans la même topologie peuvent être synthétisées.

III.3. Solutions multiples

Plusieurs topologies du réseau équivalent (arrangement des résonateurs couplés) peuvent être compatibles avec la fonction de transfert à réaliser. Certaines topologies, pratiques pour implémenter la maquette dans la technologie retenue, peuvent aboutir à plusieurs solutions pour la synthèse de la matrice de couplage [Cam.2], [Fab.2], plus particulièrement quand l'ordre du filtre est grand.

Si plusieurs solutions dans une même topologie de couplage permettent de réaliser la même fonction de transfert, on comprend aisément qu'en fin de conception, autant de maquettes réalisant cette fonction de filtrage vont pouvoir être réalisées. Ces solutions multiples permettent alors au concepteur de choisir la solution la plus simple à réaliser, mais elles risquent d'être handicapantes en vue d'une optimisation électromagnétique par identification de la matrice de couplage.

Une procédure de calcul exhaustif des matrices de couplage a été développée par l'INRIA pour certaines topologies [web.1]. Cette procédure [Cam.3] résout le problème de synthèse par des techniques d'algèbre linéaire (bases de Gröbner).

Le système doit être résolu a priori pour chaque fonction de transfert compatible avec la topologie de couplage. Cependant pour des fonctions d'ordre important, la résolution peut être relativement longue, ainsi, le système est résolu pour une fonction générique et les solutions sont suivies par continuité pour des fonctions de transfert de même ordre, avec des polynômes à coefficients quelconques.

Ainsi, pour une topologie donnée, c'est à dire pour un diagramme de couplage donné, cette synthèse exhaustive permet d'identifier toutes les solutions réalisant la fonction de transfert idéale.

Le nombre de solutions complexes pour cette synthèse exhaustive, qui reste constant, est appelé l'ordre réduit du filtre et dépend uniquement de la topologie de couplage tandis que le nombre de solutions réelles dépend des valeurs numériques des polynômes caractéristiques de la fonction de transfert. Seules les solutions réelles peuvent être réalisées, mais ces différentes solutions vont avoir des caractéristiques légèrement différentes en termes de simplicité de réalisation, de sensibilité aux dimensions, de tenue en puissance... qui peuvent guider le concepteur vers un choix particulier.

La figure II.19 présente la fonction de transfert d'un filtre à 11 pôles et 4 zéros et un diagramme de couplage permettant de réaliser cette fonction de transfert [Len.3].

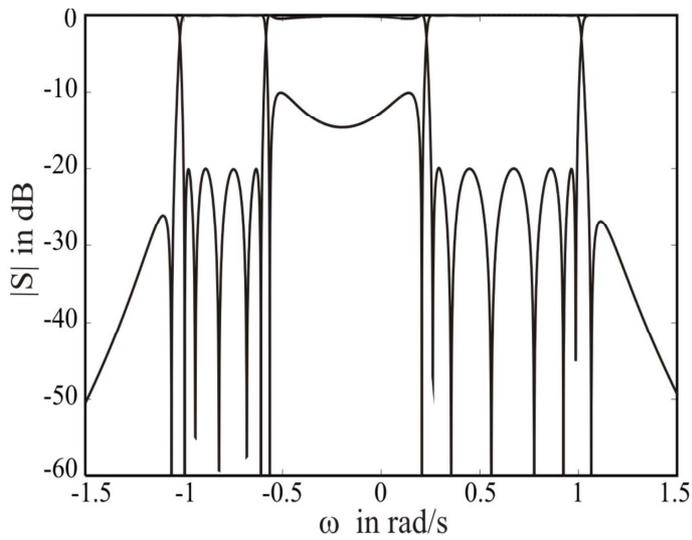
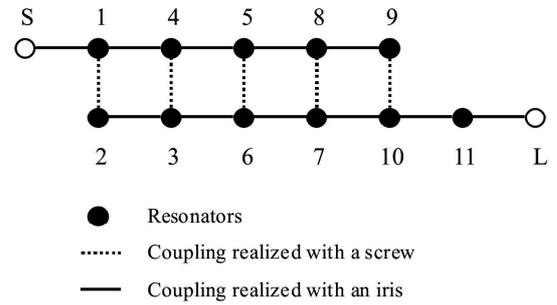


Figure II.19 : (a) Caractéristiques idéales



(b) Diagramme de couplage

La synthèse exhaustive permet d'identifier 384 solutions complexes, dont 66 solutions réelles, pour réaliser la fonction de transfert idéale sous cette topologie.

IV - Dimensionnement du dispositif

A partir du réseau équivalent synthétisé, le dispositif distribué doit être dimensionné. Pour déterminer ces dimensions, un modèle électromagnétique est généralement réglé. Comme les filtres hyperfréquences comportent plusieurs éléments distribués, une phase de pré-dimensionnement élément par élément est couramment menée.

Le pré-dimensionnement ne permet pas de prendre en compte les interactions existant entre les différents segments du filtre. Le modèle doit alors être réglé plus finement. Cette phase peut être assistée, en appliquant une boucle d'optimisation par identification (figure II.20). Après chaque analyse électromagnétique, une approximation rationnelle de la réponse en fréquence permet d'identifier les couplages et d'apporter les corrections nécessaires aux dimensions précédentes en comparant la matrice identifiée à la matrice objective.

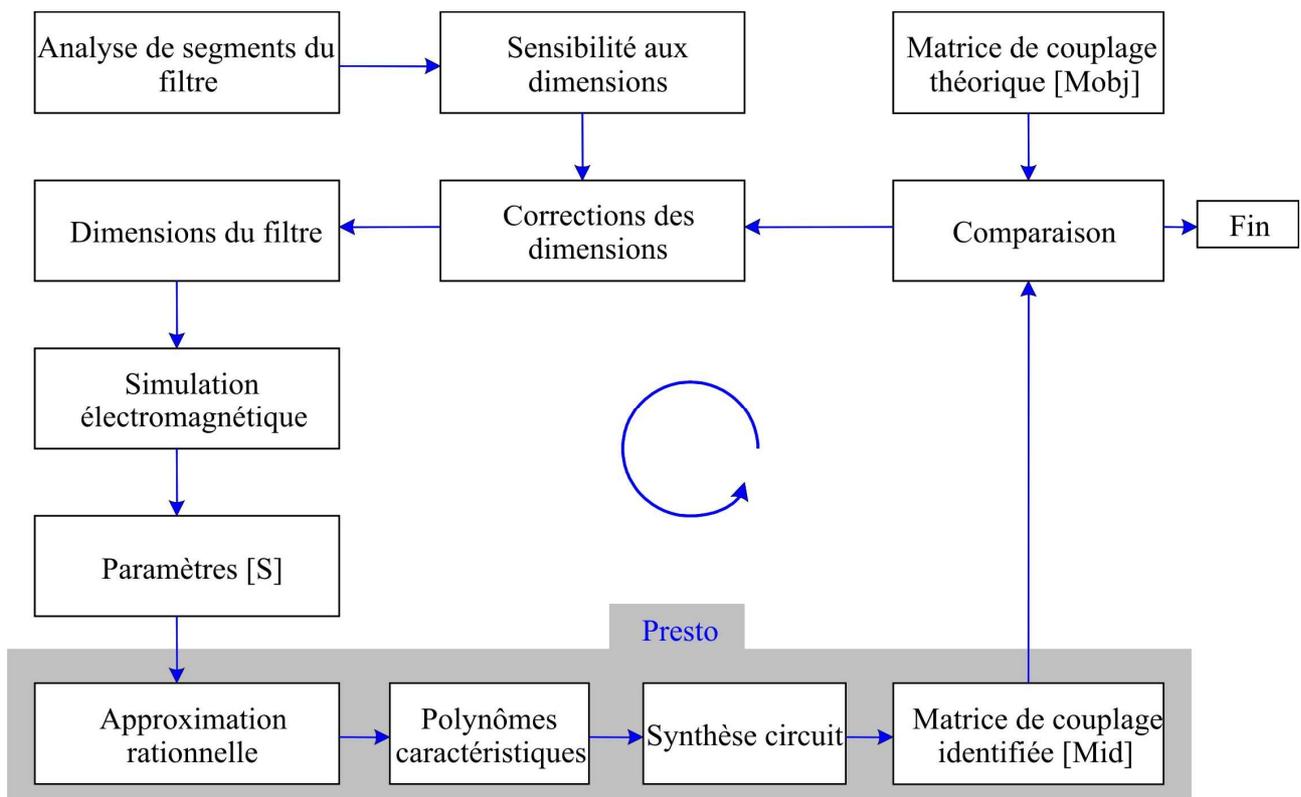


Figure II.20 : Boucle d'optimisation par identification.

IV.1. Pré-dimensionnement des éléments du circuit distribué.

IV.1.1 Sélection d'une solution.

Avant de dimensionner les éléments, il faut sélectionner une topologie réalisable du point de vue technologique. Comme expliqué précédemment, la topologie doit aussi être compatible avec la fonction à réaliser.

Prenons l'exemple du filtre 6 pôles 2 zéros [DEA.1] en cavités bi-modes présenté sur la figure II.21-a. Ce filtre fonctionne sur son mode TE_{111} et il est constitué de trois cavités cylindriques.

Le gabarit du filtre est défini par les grandeurs suivantes : la largeur de la bande passante est de 37.5 MHz, la fréquence centrale 8.365 GHz. La réflexion dans la bande passante est fixée à -25 dB. La réjection dans la bande stoppée inférieure est imposée à -20 dB et à -40 dB dans la bande stoppée supérieure (figure II.21-b). La synthèse théorique du filtre à partir de ce gabarit aboutit à deux solutions pour le diagramme de couplage choisi et montré sur la figure II.21-c.

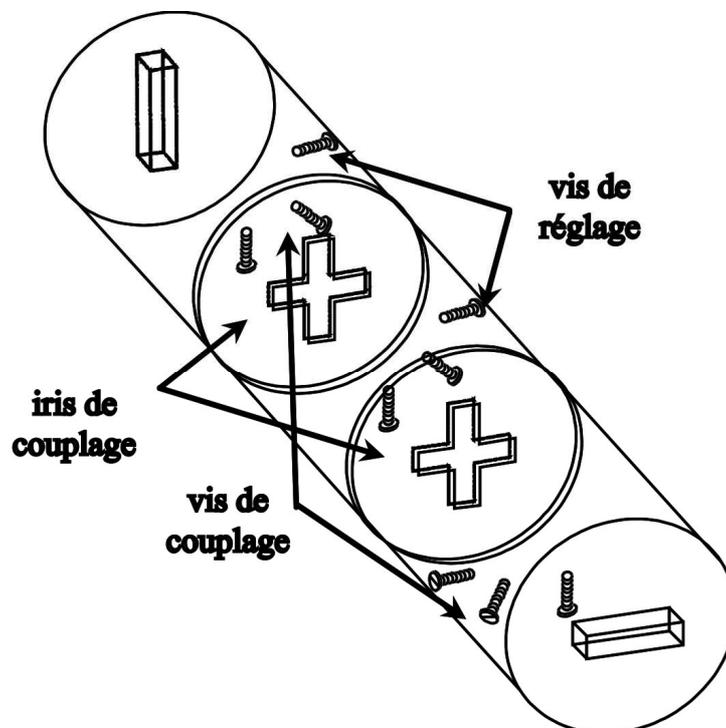


Figure II.21 : (a) Filtre 6 pôles-2 zéros,

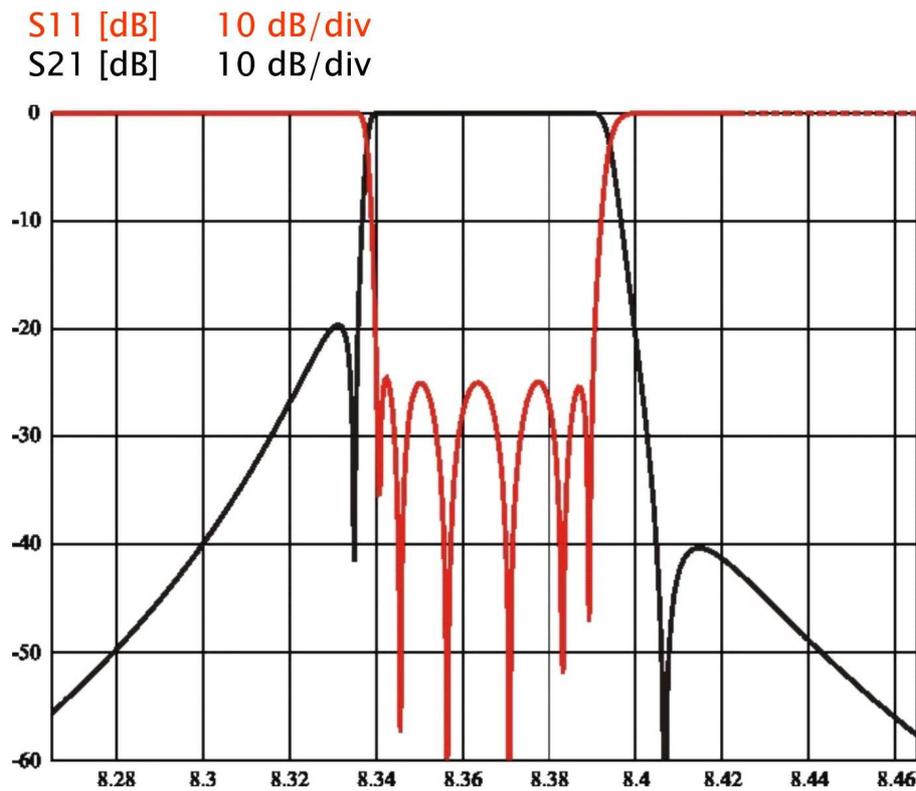


Figure II.21 (b) Transmission et réflexion du filtre

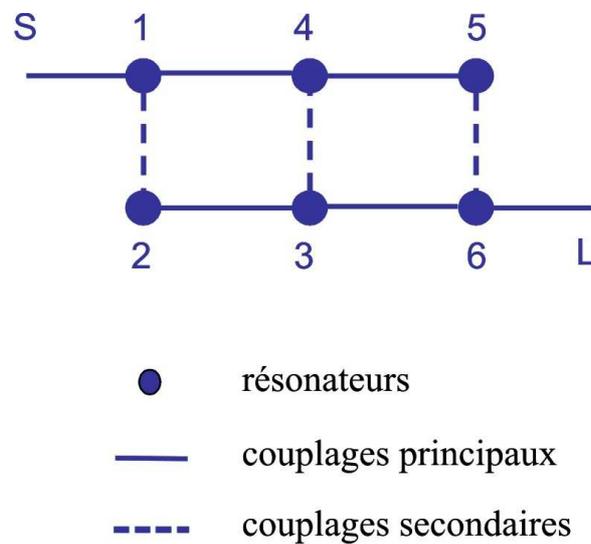


Figure II.21 (c) Topologie ou diagramme de couplage

La synthèse exhaustive, détaillée dans le paragraphe III, à partir du gabarit défini précédemment permet d'identifier 2 solutions réelles (Tableau II.1) pour réaliser la fonction de transfert idéale pour le diagramme de couplage présenté sur la figure II.21-c.

Tableau II.1 : Matrices de couplages du filtre 6 pôles 2 zéros (1) et (2)

$$R_{in} = R_{out} = 1.192$$

	1	2	3	4	5	6
1	0.013	0.229	0	-0.891	0	0
2	0.229	-0.257	0.832	0	0	0
3	0	0.832	0.164	0.486	0	-0.671
4	-0.891	0	0.486	0.032	0.586	0
5	0	0	0	0.586	-0.158	0.628
6	0	0	-0.671	0	0.628	0.013

(1)

	1	2	3	4	5	6
1	0,013	0.353	0	-0.849	0	0
2	0.353	-0.995	0.168	0	0	0
3	0	0.168	-0.324	0.491	0	-0.784
4	-0.849	0	0.491	0.189	0.284	0
5	0	0	0	0.284	0.911	0.481
6	0	0	-0.784	0	0.481	0.013

(2)

La topologie présentée sur la figure II.21-c est facilement réalisable avec des résonateurs bi-modes ou encore avec des résonateurs monomodes, en technologie planaire ou en technologie volumique. Au contraire, la topologie présentée sur la figure II.22 est réalisable avec des résonateurs monomodes en technologie planaire ou en technologie volumique mais reste difficilement réalisable avec des cavités bi-modes, alors qu'exactement les mêmes fonctions de transfert (6 pôles, 2 zéros dissymétriques) peuvent être réalisées par les deux diagrammes de couplage.

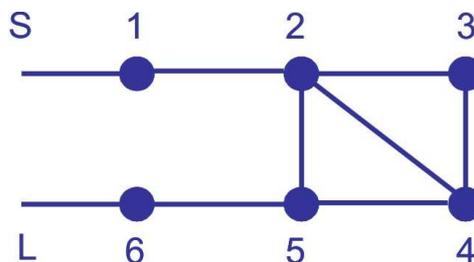


Figure II.22 : Topologie d'un filtre 6 pôles-2 zéros

Une fois la topologie fixée, si la synthèse de la matrice de couplage conduit à plusieurs solutions, le concepteur peut choisir la « meilleure » solution au sens d'un critère technologique pour une plus grande facilité de réalisation, une meilleure robustesse (sensibilité), ou un critère électrique comme la minimisation des pertes.

Le niveau de pertes dans les bandes passantes comme nous l'illustrerons avec les filtres conçus est un point critique pour les filtres multi bandes. Dans le chapitre 4, une étude de sensibilité sur un ensemble de solutions est proposée pour sélectionner celle qui est la plus adaptée en termes de pertes.

La sensibilité des éléments de réglage du filtre, par exemple des vis et des iris pour les filtres en cavités, est aussi très importante. Ce comportement du filtre devient plus sensible en fonction de leurs dimensions. On peut donc choisir une solution limitant la sensibilité en fonction des termes de la matrice de couplage [DEA.1].

Enfin, la sélection d'une solution peut donner lieu à des simplifications [Len.1]. Un ou plusieurs couplages faibles dans une solution particulière peuvent alors être supprimés afin de définir un nouveau réseau équivalent. Les couplages de ce réseau simplifié doivent généralement être légèrement ré-optimisés pour approcher la fonction de transfert idéale. Cette approche, simplifie cependant l'architecture du filtre et rend la solution unique, facilitant ainsi son réglage.

IV.1.2 Synthèse des éléments distribués

Cette étape détermine les dimensions fixes du filtre, ainsi que les valeurs initiales des paramètres d'optimisation. Afin de déterminer ces valeurs, nous devons préalablement établir les variations des différents coefficients de couplage du dispositif en fonction des dimensions à optimiser.

Cette méthode de synthèse dite par segmentation [Dom.1] est décrite ici brièvement en rappelant les différentes sous étapes de synthèse des éléments distribués. L'approche est illustrée par la conception du filtre en cavités cylindriques bi-modes présentée précédemment (figure II.21-a), cependant l'approche peut être suivie quelle que soit la technologie des résonateurs élémentaires.

IV.1.2.1 Dimensionnement des cavités.

Les dimensions fixes de la structure sont calculées, pour que la fréquence de résonance du mode de fonctionnement du dispositif vérifie la fréquence centrale f_0 fixée, ainsi qu'une isolation en fréquence suffisante et un facteur de qualité à vide important. Lors de cette étape le calcul est analytique.

Le diamètre et la hauteur sont ajustés pour obtenir la résonance à la fréquence f_0 ainsi que l'isolation souhaitée pour le mode sélectionné.

Cette étape permet de déterminer les dimensions des cavités internes et d'initialiser les dimensions des cavités d'entrée/sortie.

Dans notre cas, une hauteur de 31.1 mm et un diamètre de 25.4 mm permettent de faire résonner le mode TE_{111} à 8.365 GHz.

IV.1.2.2 Dimensionnement des iris d'excitation.

Les systèmes d'excitation de la structure sont ensuite étudiés et optimisés en fonction du coefficient de qualité extérieur Q_e souhaité de la structure présentée sur la figure II.22.

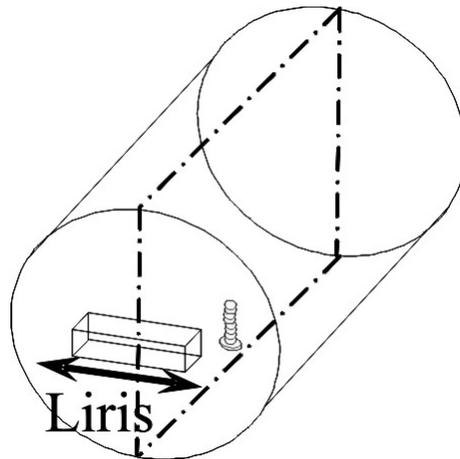


Figure II.22 : structure de dimensionnement des iris d'excitation.

Les dimensions initiales de la cavité sont issues du calcul à l'étape précédente. L'épaisseur et les petites dimensions de l'iris d'excitation, les dimensions des guides et éventuellement le rayon de la vis sont fixés par le concepteur. Initialement, la longueur de vis est très faible.

La structure est analysée en oscillations forcées. Le résultat de l'analyse est le coefficient de réflexion S_{11} . Le facteur de qualité est alors calculé de la façon suivante :

$$Q_e = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (\text{II.52})$$

avec f_0 : fréquence centrale

f_1, f_2 fréquences pour lesquelles la phase du coefficient de réflexion a varié de $\pm 90^\circ$.

La grande dimension de l'iris est ajustée jusqu'à obtenir le facteur de qualité Q_e désiré.

Dans une seconde étape, la longueur de vis permet de régler la fréquence de résonance sur la valeur idéale f_0 et de prendre en compte la perturbation sur le couplage d'entrée sortie. La grande dimension de l'iris et éventuellement la longueur de cavité doivent être réajustées.

La résistance r , correspondant au couplage réalisé est alors donnée par (II.53) :

$$r = \frac{f_2 - f_1}{\Delta f} \quad (\text{II.53})$$

où Δf est la bande passante équiondulation du filtre.

Cette structure permet de déterminer la dimension de l'iris d'excitation et des vis de réglage ajustant les fréquences de résonance des polarisations d'entrée sortie. La variation de la résistance d'entrée sortie en fonction de la longueur de l'iris d'excitation est présentée sur la figure II.23.

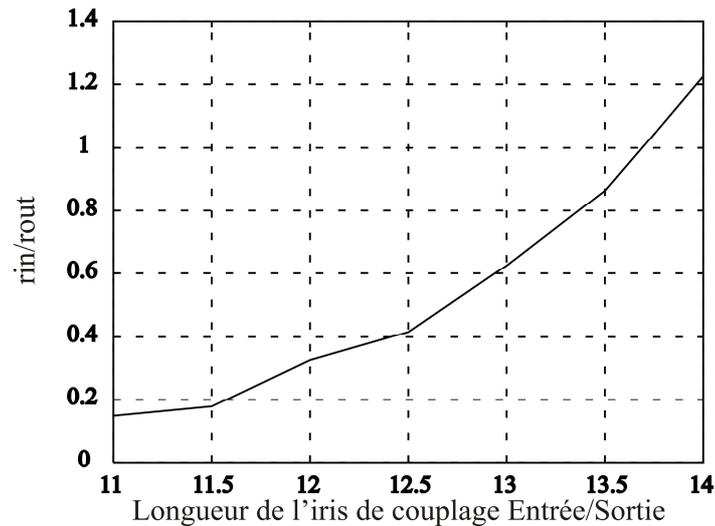


Figure II.23 : Dimensionnement des iris de couplage entrée/sortie

La longueur de l'iris de couplage est de 13.66 mm pour obtenir la résistance d'entrée sortie désirée. Notons que la hauteur de cavité a été réduite à 30.1 mm pour maintenir une résonance à la fréquence désirée.

IV.1.2.3 Dimensionnement des iris de couplages inter-cavités.

La structure présentée sur la figure II.24 est étudiée par un calcul électromagnétique en oscillations libres.

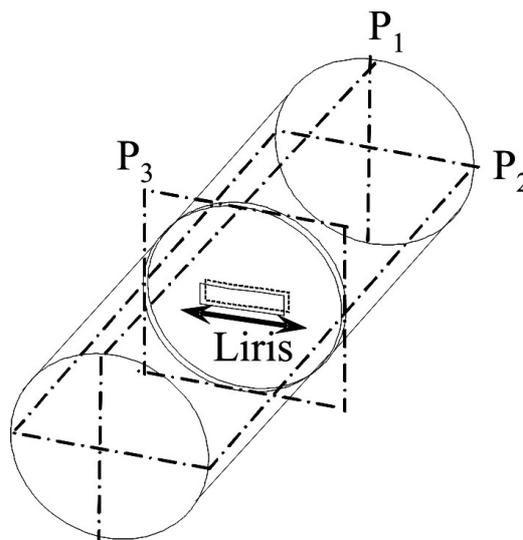


Figure II.24 : structure de dimensionnement des iris de couplage inter-cavités

Les dimensions des éléments de couplage entre éléments résonants sont calculées, en fonction des coefficients de couplage fixés par la matrice de couplage idéale. Cette étape nous permet par ailleurs, de modéliser la variation des coefficients de couplage, en fonction des dimensions des éléments de couplage (paramètres d'optimisation du filtre), sous forme d'abaques ou de fonctions analytiques. Cette structure possède 3 plans de symétrie réduisant ainsi le domaine d'étude. Les plans P₁ et P₂ sont affectés des conditions de court-circuit magnétique et électrique. En imposant successivement un court-circuit électrique et un court-circuit magnétique au plan P₃ les deux fréquences de résonance propres de la structure peuvent être calculés en oscillations libres.

Le coefficient de couplage normalisé est calculé de la façon suivante :

$$M = \frac{f_0}{\Delta f} \left(\frac{f_{0e}^2 - f_{0m}^2}{f_{0e}^2 + f_{0m}^2} \right) \quad (\text{II.54})$$

avec f_{0e} : fréquence de résonance calculée avec le court-circuit électrique
 f_{0m} : fréquence de résonance calculée avec le court-circuit magnétique

La grande dimension de l'iris est ajustée jusqu'à obtenir le coefficient de couplage désiré. Cette structure permet de déterminer les dimensions de tous les iris de couplage inter-cavités. L'abaque ainsi obtenu, est présenté sur la figure II.25. Les longueurs des iris, pour obtenir les couplages désirés pour la solution 1^{ère} solution du tableau II.1, sont respectivement de 10.9 mm, 10.55 mm, 9.9 mm et 9.4 mm.

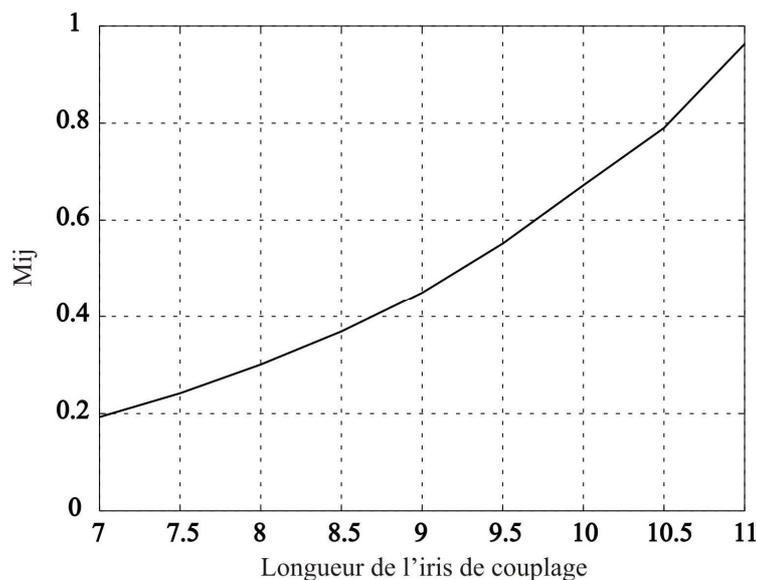


Figure II.25 : Dimensionnement des iris de couplage inter-polarisations

IV.1.2.4 Dimensionnement des vis de réglage.

Le dimensionnement des vis de réglage se fait par une analyse électromagnétique en oscillations libres de la structure présentée sur la figure II.26.

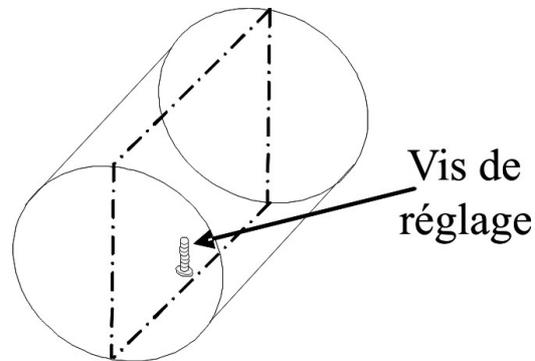


Figure II.26 : structure de dimensionnement des vis de réglage

Les vis de réglage dans les filtres volumiques classiques, permettent de synchroniser les différentes résonances du filtre. La longueur de vis est ajustée afin de régler la fréquence de résonance sur la valeur idéale f_0 .

Cette structure permet de calculer les dimensions de toutes les vis de réglage (figure II.27) sauf celles réglant les fréquences de résonance des polarisations d'entrée et de sortie qui ont déjà été évaluées à l'étape précédente **IV.1.2.2**.

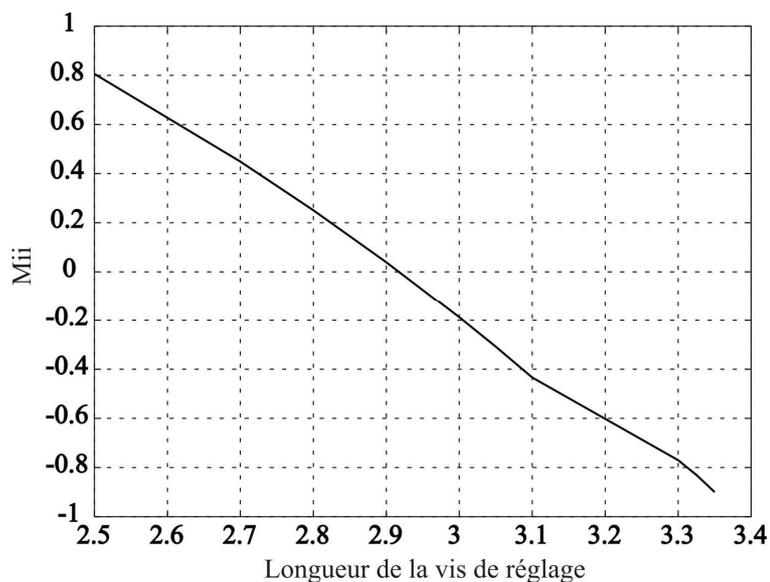


Figure II.27 : Enfoncement des vis de réglages

IV.1.2.5 Dimensionnement des vis de couplage.

La structure d'étude pour le dimensionnement des vis de couplage est présentée sur la figure II.28.

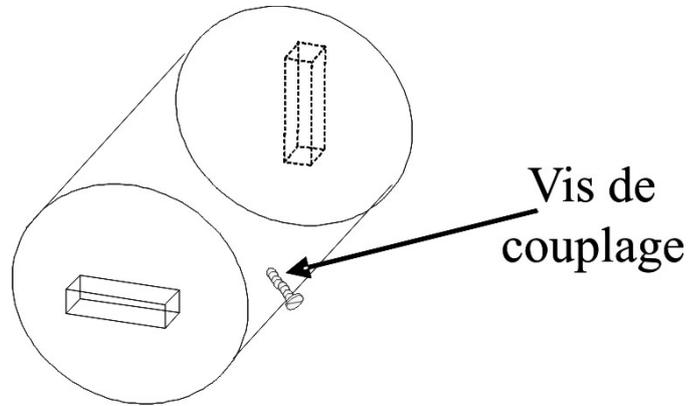


Figure II.28 : structure de dimensionnement des vis de couplage

Nous modélisons les coefficients de couplage inter polarisations, en fonction des dimensions des éléments de couplage inter polarisations (paramètres d'optimisation du dispositif) lorsque le dispositif fonctionne sur un mode dual.

La structure est analysée en oscillations forcées. Les résultats de l'analyse sont les paramètres S de la structure. Les deux fréquences de résonance sont déterminées aux maximums du module de S_{21} et le coefficient de couplage est calculé par la relation suivante :

$$M = \frac{f_0}{\Delta f} \left(\frac{f_{o2}^2 - f_{o1}^2}{f_{o2}^2 + f_{o1}^2} \right) \quad (\text{II.55})$$

avec f_{o1} : première fréquence de résonance

f_{o2} : seconde fréquence de résonance

La longueur de vis est ajustée afin d'obtenir le coefficient de couplage désiré (figure II.29).

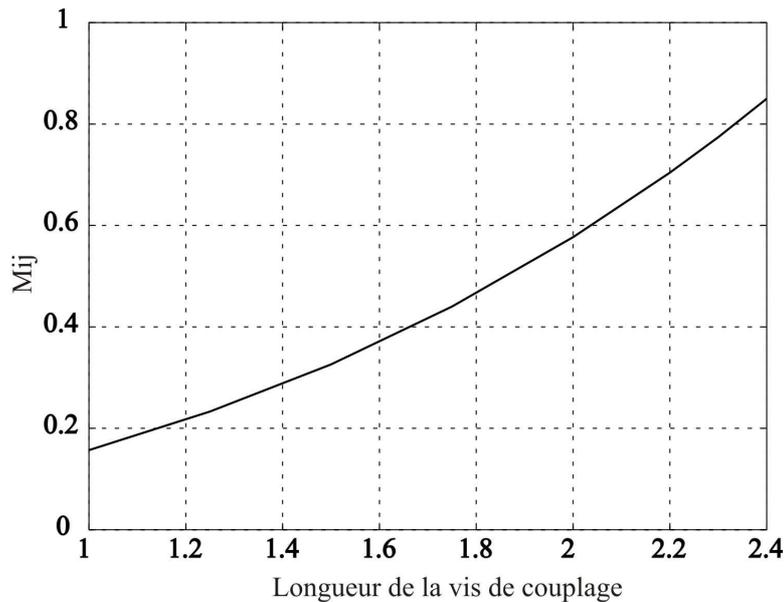


Figure II.29 : Enfoncement des vis de couplages

IV.2. Dimensionnement du modèle complet

Les dimensions des différents éléments distribués ayant été déterminées de manière indépendante, une phase d'optimisation globale du filtre est souvent nécessaire. L'optimisation globale du filtre peut alors être réalisée en appliquant une procédure d'identification [Ste.1], [Bar.1].

IV.2.1 Réglage par identification de la matrice de couplage

Le réglage peut être effectué en couplant l'analyse numérique avec un algorithme d'extraction de la matrice de couplage pour converger vers les valeurs synthétisées. Comme expliqué dans le paragraphe III.3, quelques topologies aboutissent à plusieurs solutions (matrices de couplage) réalisant la même fonction de transfert. Cette propriété offre une flexibilité supplémentaire mais elle peut aboutir à quelques ambiguïtés durant le réglage du modèle numérique ou de la maquette.

A chaque itération d'analyse électromagnétique toutes les solutions sont extraites. Il s'agit alors d'identifier la solution correspondant au modèle ou à la maquette. En comparant la matrice

identifiée à la matrice idéale, il est alors possible de corriger les dimensions du modèle afin de converger vers le réglage souhaité.

IV.2.2 Règles imposées pour les solutions multiples

Les solutions multiples peuvent devenir particulièrement handicapantes en vue d'une optimisation électromagnétique par identification. En effet, il peut être difficile de savoir quelle matrice parmi cet ensemble est identifiée, entraînant alors des problèmes de convergence.

Durant le réglage, des règles sont alors imposées afin d'éliminer une partie des solutions ne correspondant au réglage effectué.

Afin de lever les ambiguïtés un tri des solutions puis des expériences discriminantes, impliquant une perturbation de l'état de réglage, peuvent être entreprises pour déterminer la solution effectivement réglée.

IV.2.2.1 Tri des solutions par rapport au signe des couplages

Cette étape consiste à sélectionner les matrices admissibles dans l'ensemble identifié. Parmi toutes les solutions, certaines solutions ne correspondent pas à la bonne topologie de signes. On recherche alors les solutions présentant la même configuration de signe que de la matrice idéale, c'est à dire conforme à la structure étudiée.

Par exemple, dans le filtre 6 pôles, 2 zéros, un couplage M_{36} négatif est réalisé en plaçant les vis 3 et 6 à 180° l'une de l'autre et les vis 34 et 56 à 90° (figure II.21-a). Toutes les solutions ne correspondant pas à cette condition peuvent être éliminées.

Si cette procédure n'est pas suffisante, une étude de cohérence entre deux états de réglage peut être menée.

IV.2.2.2 Etude de cohérence entre deux états de réglage

Si la matrice à l'itération i n'est pas clairement identifiée une étude de cohérence entre deux états de réglage est nécessaire.

Supposons que nous souhaitons changer une dimension dans le filtre pour augmenter la valeur d'un couplage M_{ij} . On sait par expérience que cela affecte de manière prépondérante ce terme dans la matrice de couplage identifiée.

Si N_i solutions (réelles et répondant à la bonne configuration de signes) ont été identifiées à l'itération i , et N_{i+1} à l'itération $i+1$, on peut alors comparer ces solutions et retrouver un couple de matrices pour lequel le couplage M_{ij} aura varié dans le sens voulu entre les itérations i et $i+1$ sans que les autres couplages n'aient trop varié.

Cette règle étudie l'évolution des différentes matrices entre l'itération i et $i+1$ et calcule un critère de variation sur les couplages sensés ne pas être modifiés.

On classe donc par ordre croissant de critère, les différentes combinaisons possibles entre les N_i matrices de l'itération i et les N_{i+1} matrices de l'itération $i+1$, pour identifier les matrices en cohérence.

Conclusion

Dans ce second chapitre nous nous sommes intéressés à la conception des filtres à résonateurs couplés. Nous avons précisé les principales différences dans la synthèse de filtres mono bandes et multi bandes utilisés dans les systèmes de télécommunications.

La fonction de transfert et la matrice de répartition S d'un filtre ont tout d'abord été présentées.

Les différentes étapes de conception d'un filtre multi bande ont ensuite été détaillées. La génération des fonctions de transfert multi bandes par une optimisation des zéros et des pôles et ou par transformation de fréquence de fonctions mono bandes a été présentée. Dans un second temps, la synthèse du réseau équivalent en éléments localisés a été détaillée. Elle permet, à partir d'une fonction de filtrage déterminée, d'obtenir la matrice de couplage correspondante.

Enfin, dans la dernière partie, les méthodes de dimensionnement des filtres en cavités, basées sur une technique d'analyse électromagnétique globale du dispositif, associée à une optimisation par identification ont été développées.

Dans un troisième chapitre, la conception de plusieurs filtres multi bandes à résonateurs couplés, destiné à des applications spatiales, sera détaillée.

Références chapitre II

[Bar.1]

L. BARATCHART, J. GRIMM, J. LEBLOND, M. OLIVI, F. SEYFERT, F. WIELOWSKY
Identification d'un filtre hyperfréquence par approximation dans le domaine complexe
Site Internet INRIA, <ftp://ftp.inria.fr/INRIA/publication/publi-perf/RT/RT-0719.pdf>

[Cam.1]

R.J. CAMERON

General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions,
IEEE Trans. On MTT.,
Vol.47, Issue.4, pp 433-442, Apr.1999

[Cam.2]

R.J.Cameron, J.C.Faugère, F.Seyfert

Coupling matrix synthesis for a new class of microwave filter configuration,
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long Beach, Jun.2005

[Cam.3]

Richard J. Cameron, Jean-Charles Faugere, Fabrice Rouillier, Fabien Seyfert

Exhaustive Approach to the Coupling Matrix Synthesis Problem and Application to the Design of High Degree Asymmetric Filters,
Received 5 September 2005; accepted 21 June 2006

[Con.1]

Cameron, R.J.; Ming Yu; Ying Wang

Direct-coupled microwave filters with single and dual stopbands
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 53, Issue 11, Date: Nov. 2005, Pages: 3288 - 3297

[Con.2]

Juseop Lee; Sarabandi, K.

A Synthesis Method for Dual-Passband Microwave Filters
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 55, Issue 6, Part: 1, Date: June 2007, Pages: 1163 - 1170

[Con.3]

Xuehui Guan; Zhewang Ma; Peng Cai; Guohui Li; Kobayashi, Y.; Anada, T.; Hagiwara, G.

A dual-band bandpass filter synthesized by using frequency transformation and circuit conversion technique
Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings
Volume 4, Date: 4-7 Dec. 2005, Pages: 4 pp.

[DEA.1]

NASSER Abdallah

Conception optimale des filtres hyperfréquences

Master Recherche de l'Université de Limoges - Juillet 2005

[Dom.1]

D. Baillargeat

Analyse globale de dispositifs microondes par la méthode des éléments finis . Application au filtrage microonde

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - janvier 1995

[Fab.1]

SEYFERT F. , Bila Stéphane

General synthesis techniques for coupled resonator networks

IEEE Microwave Magazine , Vol.8, Issue 5 , pp.98-104

[Fab.2]

F. SEYFERT

Design of microwave filters based on coupling matrix extraction: theory and practice

Workshop CNES, Toulouse, Septembre 2004

[Has.1]

M. HASLER, J. NIERYNCK

Traité d'électricité : Filtres électriques , volume XIV

Ecole polytechnique de Lausanne, Ed. Georgi

[Hel.1]

J.HELMICKI,

Synthesis of lumped element, distributed and planar filters

McGraw-Hill Book Compagny, Londres, 1990.

[Ian.1]

Ian Hunter,

Theory and design of microwave filters

IEEE Electromagnetic waves series 45

[Len.1]

Philippe LENOIR

Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage micro-onde complexes.

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges – septembre 2005

[Len.2]

P.Lenoir, S.Bila, D.Baillargeat, S.Verdeyme,

Design of Dual-band Bandpass Filters for Space Applications,

Proceedings of the European Microwave Association, accepted for publication, September 2005

[Len.3]

Lenoir, P.; Bila, S.; Seyfert, F.; Baillargeat, D.; Verdeyme, S.;

Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 54, Issue 7, July 2006 Page(s):3090 – 3097

[Lun.1]

Vincent LUNOT

Techniques d'approximation rationnelle en synthèse fréquentielle : problème de Zolotarev et algorithme de Schur

Thèse de Doctorat de l'Université de Provence – 2008

[Mac.1]

Macchiarella, G.; Tamiazzo, S.

Design techniques for dual-passband filters

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 53, Issue 11, Date: Nov. 2005, Pages: 3265 - 3271

[Mac.2]

Macchiarella, G.; Tamiazzo, S.

A design technique for symmetric dualband filters

Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International
Date: 12-17 June 2005, Pages: 4 pp.

[Mat.1]

G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones

Microwave filters, impedance-matching and coupling structures

Artech House Books, Dedham, MA

[Ort.1]

J. ORTUSI

Etude Mathématique des circuits de l'électronique

Tome II : Synthèse des circuits
Ed. Masson, 1967

[Poz.1]

D. M. POZAR,

Microwave engineering

Addison-Wesley series in electrical and computer engineering

[Ste.1]

S. BILA

Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. pplication aux dispositifs microondes

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mai 1999

[Syn.1]

M. Chaubet

Filtres microondes à résonateurs diélectriques

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges - juillet - 87

[Syn.2]

J. Sombrin

Synthèse, identification des paramètres et simulation des filtres hyperfréquences

Rapport CNES n 92 - mars 1996

[Syn.3]

S. Darlington

Synthesis of reactance 4 - poles which produce prescribed insertion loss characteristics

Journal of Math. Phys, Vol. 30 - septembre 1939

[Syn.4]

J.D. RHODES, R.J. CAMERON

General extracted pole synthesis technique with applications to low - loss TE011 mode filters

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,

Vol. 28, n 9, pp1018 - 1028 - septembre 1980

[Syn.5]

J.D. RHODES

Theory on electrical filters

Wiley Interscience, John Wiley & Sons – 1976

[Van.1]

M. E. Van Valkenburg,

Introduction to Modern Network Synthesis.

New York: Wiley, 1960.

[web.1]

<http://www-sop.inria.fr/apics/Dedale/WebPages/index.html>

***CHAPITRE III* – CONCEPTION ET
REALISATION EXPERIMENTALE DE
FILTRES MULTI BANDES A
RESONATEURS COUPLES**

Introduction

Au cours de ce chapitre, trois filtres multi bandes à résonateurs couplés, utilisés dans les satellites de télécommunications en bande X, ont été conçus et réalisés en collaboration avec l'INRIA, lors du post-doctorat de Philippe Lenoir [Len.1] et du doctorat de Vincent Lunot [Lun.1].

La méthodologie mise en place dans le chapitre précédent est utilisée après définition du cahier de charge afin de concevoir les différents filtres multi bandes, depuis la génération de la fonction de transfert jusqu'au réglage de la maquette du filtre.

Ainsi, dans la première partie, nous présenterons la conception d'un filtre bi bande à cavités mono-modes rectangulaires.

Dans la deuxième partie, nous présenterons la conception d'un filtre bi bande à cavités bi-modes cylindriques.

Dans la troisième partie, nous présenterons un filtre tri bande à cavités mono-modes rectangulaires.

Les spécifications électriques ainsi que les différentes étapes de la synthèse de ces filtres vont être présentées. L'optimisation électromagnétique réalisée afin de dimensionner chaque filtre est validée pour chaque cas par une réalisation expérimentale.

I - Filtre bi bande à cavités monomodes rectangulaires

Dans cette première partie, nous allons présenter la conception d'un filtre bi bande avec une fonction de transfert dissymétrique (7 pôles et 3 zéros) et réalisé en cavités mono-modes rectangulaires.

I.1. Spécifications électriques [Bil.1],[Fab.1]

Le gabarit du filtre bi bande est défini par les grandeurs suivantes :

- Les largeurs des deux bandes passantes sont de 50 MHz,
- Les fréquences centrales sont respectivement à 8.253 et 8.365 GHz,
- La réflexion dans les bandes passantes est fixée à -23 dB,
- La réjection dans la bande stoppée intermédiaire est imposée à -20 dB,
- La réjection dans les bandes stoppées supérieure et inférieure est imposé respectivement à -44 dB et -15 dB.

Les spécifications sont reportées sur la figure III.1

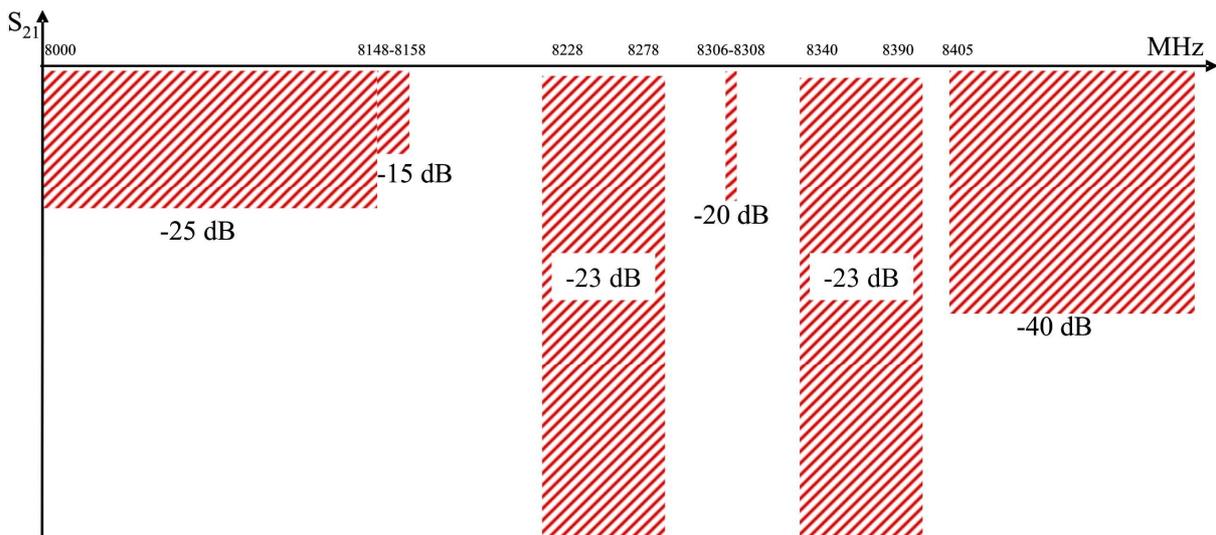


Figure III.1 : Cahier des charges du filtre bi bande

I.2. Synthèse du filtre

I.2.1 Fonction de transfert

La fonction de transfert est générée par optimisation directe des pôles et des zéros grâce à l'algorithme développé par l'INRIA, présenté dans le chapitre 2 au paragraphe II.2.2 et détaillé dans [Lun.2]. La fonction de transfert satisfaisant les spécifications électriques présentées dans le paragraphe précédent comprend 7 pôles et 3 zéros (figure III.2).

Deux zéros de transmission sont placés à droite de la deuxième bande passante pour obtenir une réjection de -44 dB dans la bande stoppée supérieure ; un autre zéro de transmission est placé entre les bandes passantes pour obtenir une réjection de -20 dB dans la bande stoppée intermédiaire.

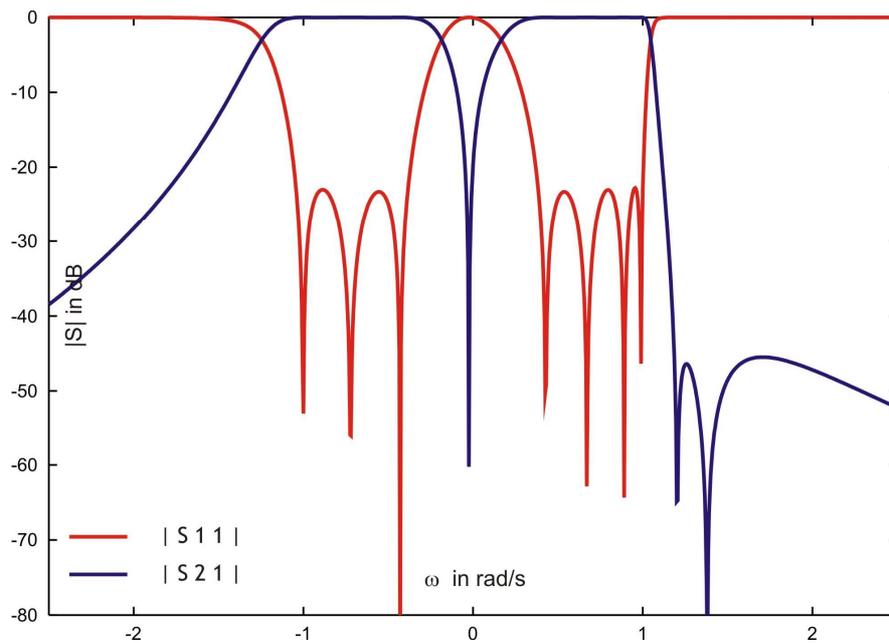


Figure III.2 : Fonction de transfert du filtre 7 pôles – 3 zéros

La topologie de couplage retenue, compatible avec une fonction de transfert dissymétrique à 7 pôles et 3 zéros, notée (7-3) par la suite, est présentée sur la figure III.3. Cette topologie permet de réaliser le filtre sous la forme de cavités monomodes ou bi-modes, mais dans ce dernier cas, cela nécessite de désaxer les systèmes de couplage et les cavités (par exemple rotation des iris de couplage entre cavités) [Cam.1] afin de contrôler les couplages M_{57} et M_{67} .

Le choix technologique s'est donc porté sur des cavités rectangulaires monomodes [Bil.1] pour faciliter l'implémentation du filtre hyperfréquence.

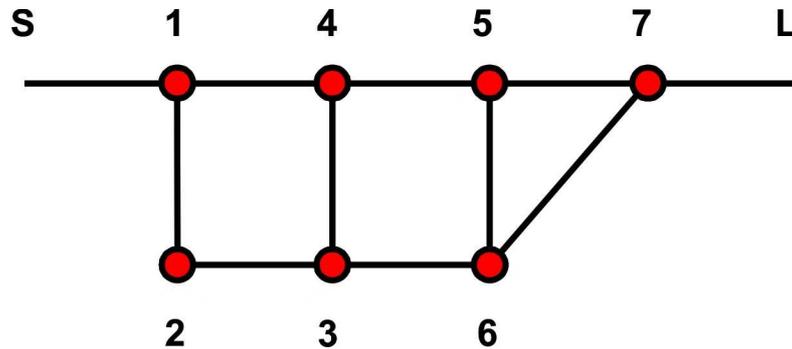


Figure III.3 : Topologie du filtre à fonction de transfert dissymétrique (7-3)

I.2.2 Matrice de couplage et solutions multiples

La synthèse exhaustive, décrite dans le paragraphe III du chapitre 2, permet d'identifier 3 solutions réelles (tableau III.1) pour réaliser la fonction de transfert idéale avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III.3.

Une matrice de couplage (tableau III.1, (1)) est sélectionnée suivant l'homogénéité de ses valeurs de couplages. En effet les couplages pour cette solution sont compris entre 0.121 et 0.823, alors qu'ils sont compris entre 0.098 et 0.824 pour la seconde solution et 0.072 et 0.804 pour la dernière. Par expérience, nous savons que la réalisation de couplages faibles rend quelquefois le circuit plus sensible.

Tableau III.1: Matrices de couplage réalisant la fonction dissymétrique 7 pôles – 3 zéros

$$R_{in} = R_{out} = 0.822$$

	1	2	3	4	5	6	7
1	0.076	0.265	0	-0.823	0	0	0
2	0.265	-0.961	0.121	0	0	0	0
3	0	0.121	-0.512	0.256	0	0.366	0
4	-0.823	0	0.256	0.151	0.434	0	0
5	0	0	0	0.434	0.568	0.193	0.346
6	0	0	0.366	0	0.193	-0.220	0.793
7	0	0	0	0	0.346	0.793	0.076

(1)

	1	2	3	4	5	6	7
1	0.076	0.498	0	-0.708	0	0	0
2	0.498	-0.018	0.098	0	0	0	0
3	0	0.098	-0.916	0.242	0	-0.161	0
4	-0.708	0	0.242	0.078	0.666	0	0
5	0	0	0	0.666	0.145	0.473	0.262
6	0	0	-0.161	0	0.473	-0.264	0.824
7	0	0	0	0	0.262	0.824	0.076

(2)

	1	2	3	4	5	6	7
1	0.076	0.570	0	-0.651	0	0	0
2	0.570	-0.292	0.442	0	0	0	0
3	0	0.442	-0.685	0.153	0	0.072	0
4	-0.651	0	0.153	0.305	0.595	0	0
5	0	0	0	0.595	0.058	0.511	0.319
6	0	0	0.072	0	0.511	-0.361	0.804
7	0	0	0	0	0.319	0.804	0.076

(3)

I.3. Conception électromagnétique globale

La figure III.4 présente le filtre 7 pôles - 3 zéros réalisé en cavités rectangulaires monomodes. La structure se compose de deux blocs empilés, chaque bloc assemblant plusieurs cavités. Les 2 blocs sont séparés par une plaque métallique comportant plusieurs ouvertures de couplage. Toutes les cavités sont excitées sur leur mode TE_{111} , sauf la sixième cavité, qui est excitée sur son mode TE_{112} pour faciliter le couplage entre la cavité 6 et les deux cavités 5 et 7.

Des fenêtres rectangulaires couplent les cavités dans chaque bloc par le champ magnétique, alors que des ouvertures rectangulaires ou circulaires sont utilisées dans la plaque métallique pour réaliser respectivement des couplages magnétiques ou électriques. Le couplage électrique entre les cavités 1 et 2 permet d'obtenir un couplage négatif (placé indifféremment en 12 ou en 14 dans la matrice de couplage) tandis que celui entre les cavités 6 et 7 permet de rétablir un couplage positif puisque le mode de la cavité 6 a 2 variations. Des vis de réglage sont enfin introduites dans chaque cavité et permettent d'ajuster les fréquences de résonance.

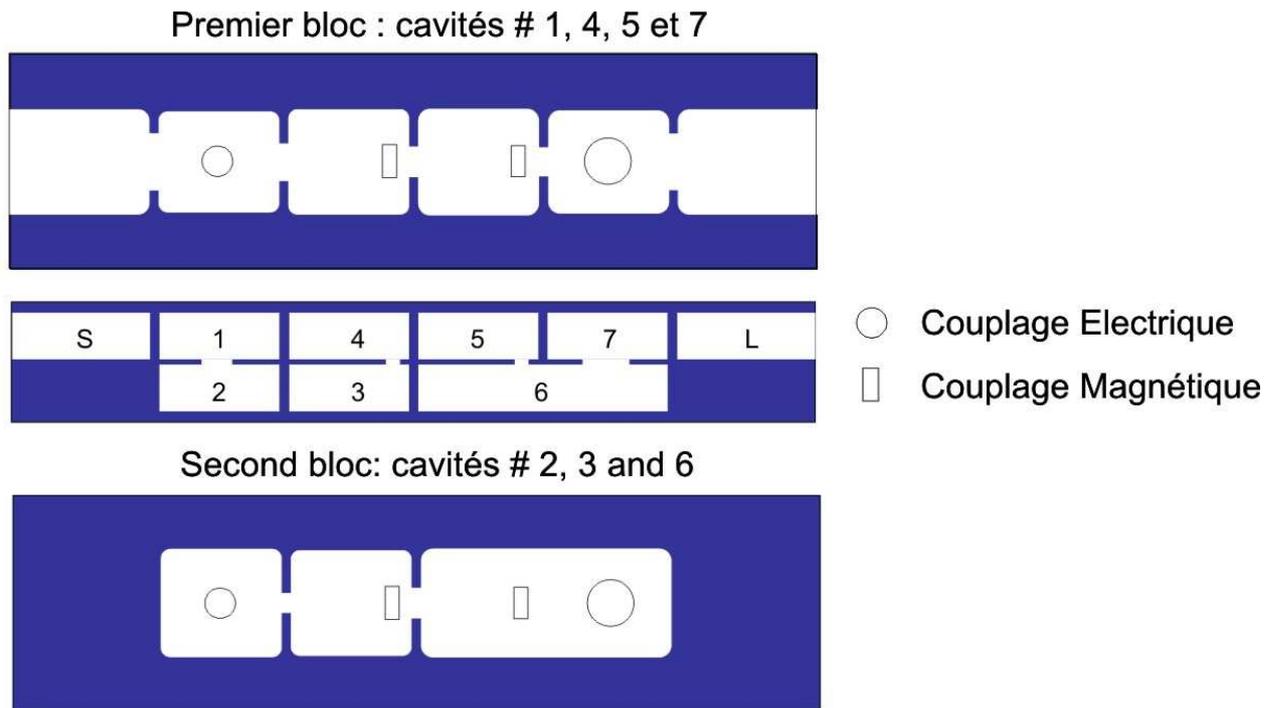


Figure III.4 : Filtre à fonction de transfert dissymétrique 7 pôles – 3 zéros en cavités monomodes rectangulaires

Avant de réaliser l'analyse électromagnétique globale du filtre à fonction de transfert dissymétrique 7 pôles à 3 zéros de transmission, la synthèse électromagnétique (paragraphe IV.1.2 du chapitre 2) des différents éléments est réalisée pour calculer les dimensions initiales et les sensibilités en tenant compte des valeurs de couplage de la matrice idéale sélectionnée. Notons que toutes les analyses électromagnétiques sont effectuées sans tenir compte des pertes.

Le dispositif est analysé par la méthode des éléments finis, en trois dimensions, en oscillations forcées. La matrice [S] du dispositif est établie entre les accès du dispositif, en prenant en compte les dimensions définies lors de synthèse électromagnétique (cavités, iris et vis).

Les dimensions finales du filtre 7 pôles - 3 zéros sont obtenues par réglage d'un modèle électromagnétique global. L'optimisation du filtre est alors réalisée en appliquant la procédure d'identification décrite dans le chapitre précédent.

Notons que le nombre de solutions réelles extraites diffère d'une itération à l'autre selon les caractéristiques du modèle électromagnétique. Les règles imposées dans le paragraphe IV.2.2 du chapitre 2 sont appliquées lors de l'optimisation afin de converger vers la matrice de couplage choisie. La réponse électromagnétique ainsi obtenue est présentée sur la figure III.5.

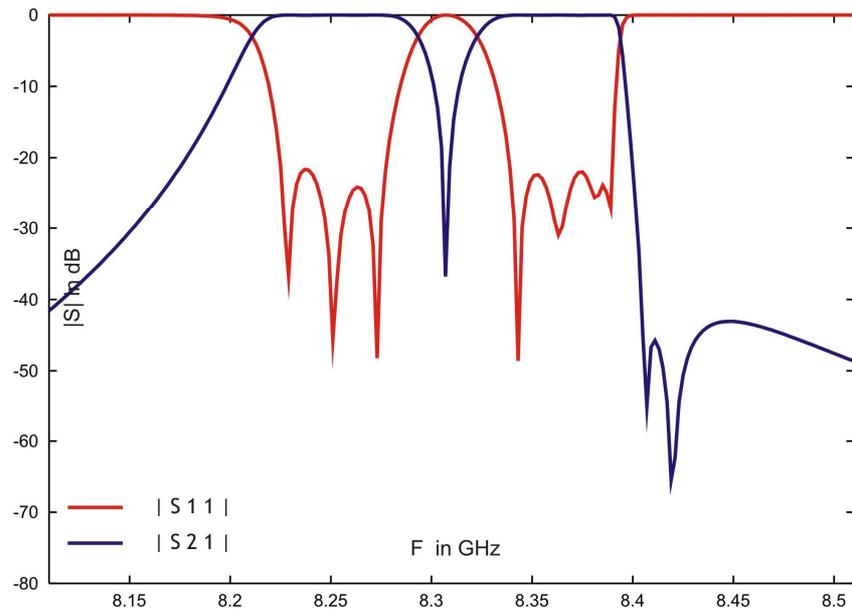


Figure III.5 : Réponse électromagnétique après optimisation de la structure

I.4. Réalisation expérimentale

Les dimensions du filtre à fonction de transfert dissymétrique (7-3) ont été obtenues par réglage du modèle électromagnétique. Le filtre ainsi dimensionné a été usiné en laiton, puis assemblé et testé. Une photographie de la maquette réalisée est présentée sur la figure III.6. Des vis supplémentaires ont été introduites, lors de réglage de la maquette, dans les fenêtres de couplage afin d'augmenter, si nécessaire, le couplage entre cavités et dans la sixième cavité pour ajuster plus précisément sa fréquence.

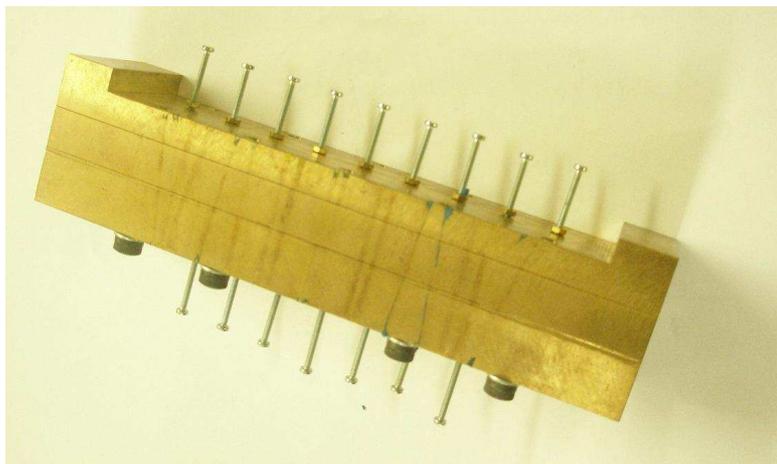


Figure III.6 : Maquette du filtre bi bande à fonction de transfert dissymétrique à 7 pôles et 3 zéros.

Le filtre a alors été réglé par identification pour répondre au cahier des charges. Les caractéristiques mesurées et idéale sont données sur la figure III.7.

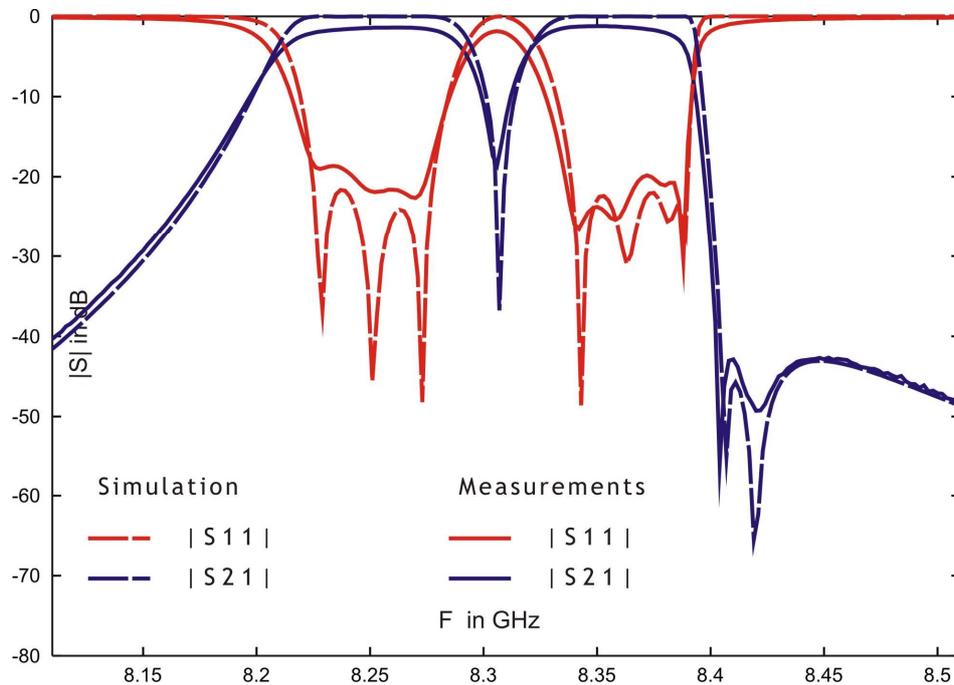


Figure III.7 : Caractéristiques mesurées et idéales du filtre bi bande à 7 pôles 3 zéros.

Un très bon accord entre les simulations et les mesures est obtenu, tant au niveau des fréquences centrales que des largeurs de bandes passantes. Les pertes d'insertion dans les deux bandes sont respectivement de l'ordre de 1.4 et 1.25 dB et sont imputables à la faible conductivité du laiton (environ $25 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$) et aux faibles bandes passantes relatives ($< 0.6 \%$). Le facteur de qualité expérimental est estimé à environ 4500.

La matrice de couplage identifiée (tableau III.2), correspondant aux mesures, est en bon accord avec la matrice de couplage idéale.

Tableau III.2: Matrice de couplage identifiée d'après la mesure

 $R_{in} = 0.8766$, $R_{out} = 0.8210$

	1	2	3	4	5	6	7
1	0.082	0.279	0.000	-0.847	0.003	0.009	-0.003
2	0.279	-0.937	0.127	0.000	0.000	0.000	0.003
3	0.000	0.127	-0.463	0.267	0.000	0.385	0.000
4	-0.847	0.000	0.267	0.167	0.416	0.000	-0.009
5	0.003	0.000	0.000	0.416	0.602	0.260	0.274
6	0.009	0.000	0.385	0.000	0.260	-0.172	0.788
7	-0.003	0.003	0.000	-0.009	0.274	0.788	0.052

II - Filtre bi bande à cavités bi-modes circulaires

Dans cette partie, nous allons présenter la conception d'un filtre bi bande avec une fonction de transfert dissymétrique (9 pôles et 3 zéros) réalisé en cavités bi-modes circulaires.

II.1. Spécifications électriques [Lun.2]

Le gabarit du filtre bi bande est défini par les grandeurs suivantes :

- Les largeurs des deux bandes passantes sont de 30 et de 60 MHz,
- Les fréquences centrales sont respectivement à 8.295 et 8.410 GHz,
- La réflexion dans les bandes passantes est fixée à -22 dB,
- La réjection dans la bande stoppée intermédiaire est imposée à -30 dB,
- La réjection dans les bandes stoppées supérieure et inférieure est imposé à -15 dB.

Les spécifications sont reportées sur la figure III.8

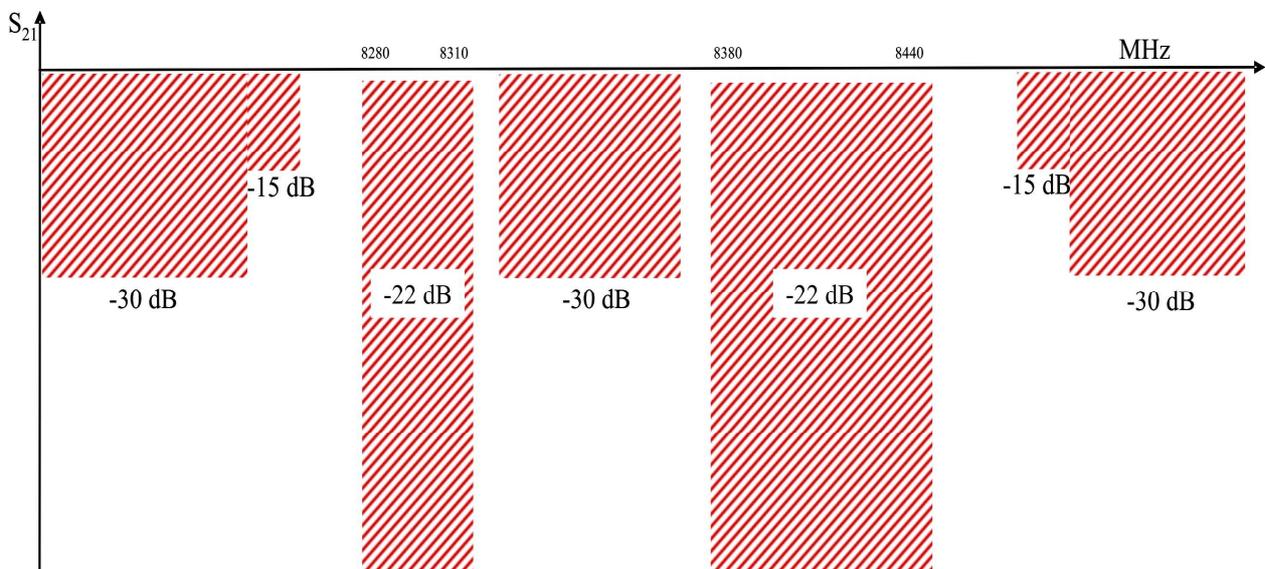


Figure III.8 : Cahier des charges du filtre bi bande

II.2. Synthèse du filtre

II.2.1 Fonction de transfert

La fonction de transfert permettant de satisfaire les spécifications électriques présentées dans le paragraphe précédent possède 9 pôles et 3 zéros (figure III.9). Cette fonction optimale est générée par optimisation directe des pôles et des zéros [Bil.1]. Les trois zéros de transmission sont placés autour de la fréquence centrale pour obtenir une réjection de -30 dB dans la bande stoppée intermédiaire.

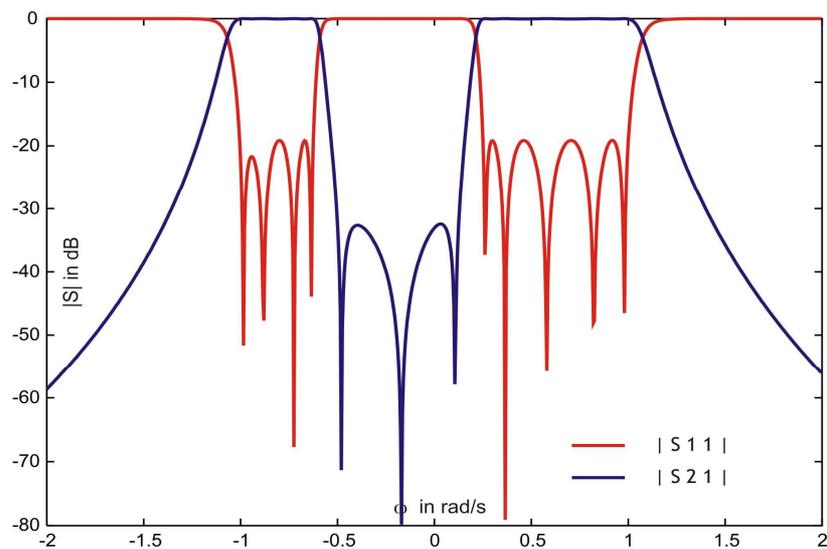


Figure III.9 : Fonction de transfert du filtre 9 pôles – 3 zéros

La topologie compatible avec une réalisation en cavités bi-modes alignées est présentée sur la figure III.10. Le filtre peut aussi être réalisé en cavités monomodes, comme dans le cas précédent, mais le dispositif sera alors plus volumineux.

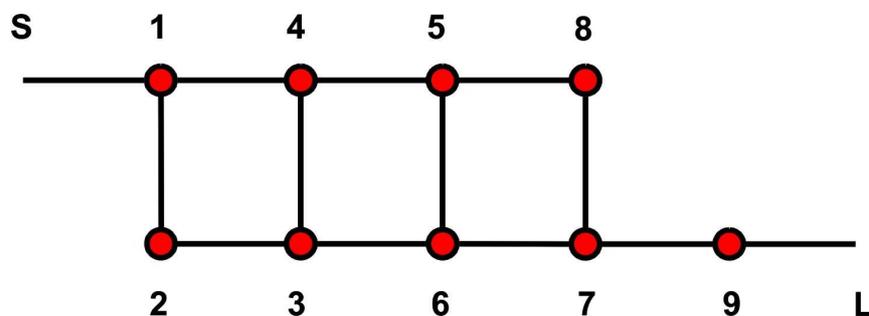


Figure III.10 : Topologie du filtre à fonction de transfert dissymétrique (9–3)

II.2.2 Matrice de couplage

La synthèse exhaustive aboutit à 22 solutions réelles (Annexe 2) pour réaliser la fonction de transfert idéale avec le diagramme de couplage présenté sur la figure III.10. Comme pour l'exemple précédent, une solution particulière parmi les 22 solutions est sélectionnée (tableau III.3).

Tableau III.3 : Matrice de couplage idéale du filtre à fonction de transfert dissymétrique (9-3)

$$R_{in} = R_{out} = 0.567$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	-0.119	0.742	0	0.289	0	0	0	0	0
2	0.742	0.165	0.315	0	0	0	0	0	0
3	0	0.315	-0.304	0.363	0	0.102	0	0	0
4	0	0	0.363	0.051	0.653	0	0	0	0
5	0.289	0	0	0.653	0.154	0.347	0	0.149	0
6	0	0	0.102	0	0.347	-0.440	0.450	0	0
7	0	0	0	0	0	0.450	0.150	0.189	0.796
8	0	0	0	0	0.149	0	0.189	0.686	0
9	0	0	0	0	0	0	0.796	0	-0.119

II.3. Conception électromagnétique globale

La structure distribuée du filtre à fonction de transfert dissymétrique (9-3) en cavités bi-modes est présentée sur la figure III.11. Ce filtre fonctionne sur le mode TE_{111} et il est constitué de 5 cavités cylindriques.

Les polarisations orthogonales du mode TE_{111} dans les différentes cavités sont couplées entre elles par des vis de couplage placées à 45° des axes d'excitation.

Les couplages entre cavités sont assurés par les iris rectangulaires disposés en croix. Le couplage entre les polarisations 7 et 9 est assuré par un iris rectangulaire.

Le système est excité à ses accès d'entrée/sortie par des guides rectangulaires. De plus des vis de réglage sont introduites dans les axes de polarisation de chaque cavité pour ajuster les fréquences de résonance des 9 polarisations.

Tous les couplages dans la matrice idéale étant positifs, les vis sont disposées suivant la même orientation dans toutes les cavités.

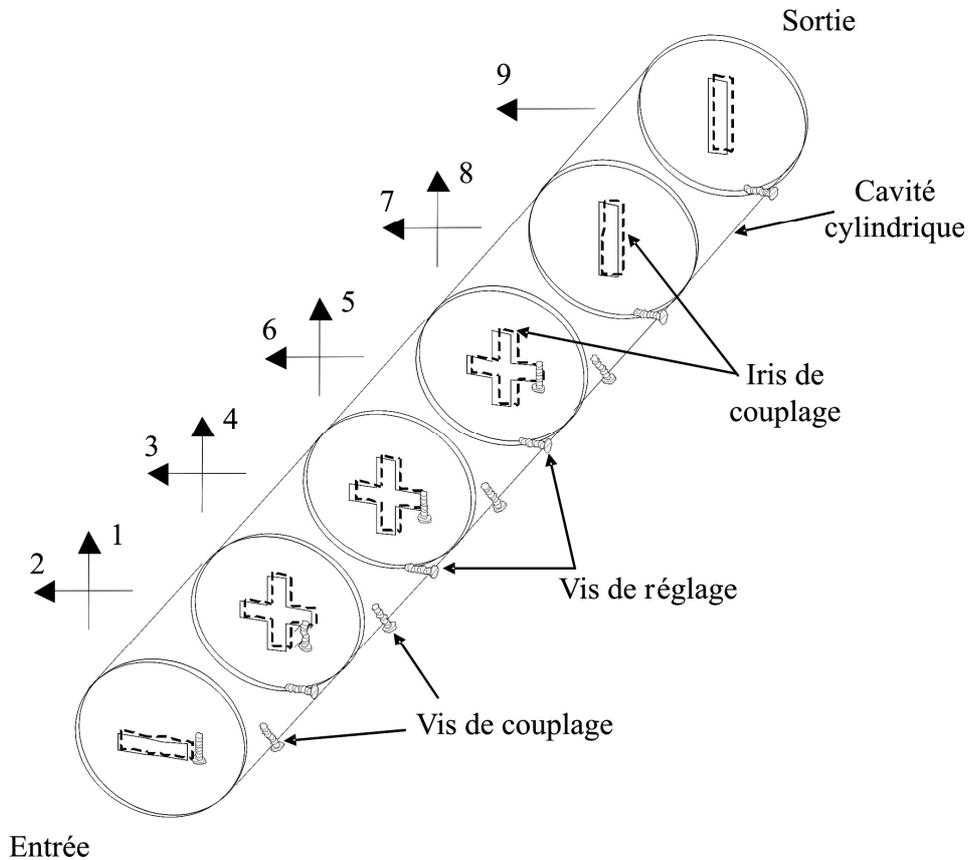


Figure III.11 : Filtre à fonction de transfert dissymétrique (9-3) en cavités bi-modes cylindriques alignées

La synthèse électromagnétique des différents éléments nous permet de calculer les dimensions initiales et les sensibilités, en tenant compte des valeurs de couplage de la matrice idéale sélectionnée (tableau III.3).

Les dimensions géométriques finales sont déterminées par l'optimisation du modèle électromagnétique par identification. La réponse électromagnétique ainsi obtenue est présentée sur la figure III.12.

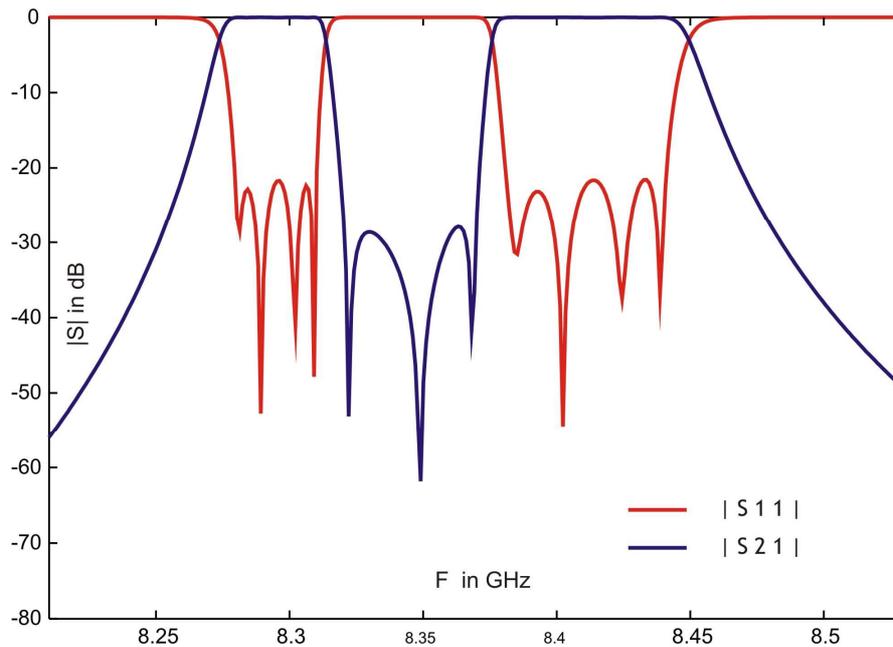


Figure III.12 : Réponse électromagnétique après optimisation de la structure

II.4. Réalisation expérimentale

Les dimensions du filtre dissymétrique (9-3) ont été obtenues par réglage du modèle électromagnétique. Le filtre ainsi dimensionné a été usiné en laiton, puis assemblé et testé. Une photographie de la maquette est présentée sur la figure III.13.



Figure III.13 : Maquette du filtre bi bande à fonction de transfert dissymétrique (9-3).

Le filtre a alors été réglé par identification de la matrice de couplage pour répondre au cahier des charges. Le réglage de la maquette a nécessité l'utilisation d'expériences discriminantes pour lever les ambiguïtés en cours de réglage.

Les caractéristiques mesurée et idéale sont données sur la figure III.14.

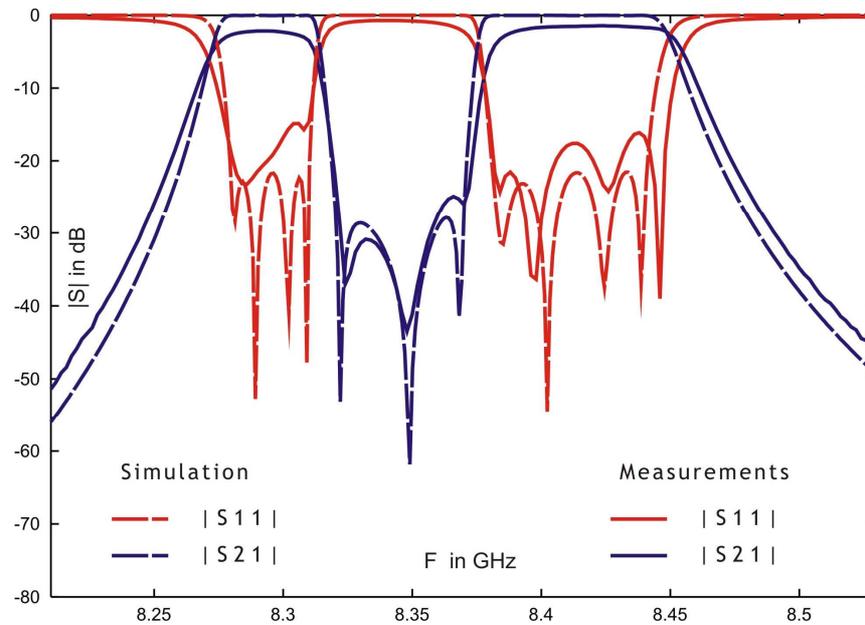


Figure III.14 : Caractéristiques mesurées et idéales du filtre bi bande à fonction de transfert dissymétrique (9-3).

Un très bon accord entre les simulations et les mesures est obtenu. La fréquence centrale du dispositif expérimental est en parfait accord avec la valeur théorique (soit 8352 MHz). La bande passante équivalente mesurée est légèrement supérieure à la valeur théorique. Ceci est dû aux tolérances de fabrication des iris (de l'ordre de la dizaine de microns).

Enfin, les pertes d'insertion dans les deux bandes sont assez importantes, de l'ordre de 2.15 dB pour la première et 1.45 dB pour la seconde et sont imputables à la faible conductivité du laiton et aux faibles bandes passantes relatives ($< 0.4\%$ et $< 0,8\%$). Le facteur de qualité expérimental est estimé à environ 4000.

La matrice de couplage identifiée (tableau III.4), correspondant aux mesures, est en bon accord avec la matrice de couplage idéale.

Tableau III.4 : Matrice de couplage identifiée d'après la mesure

 $R_{in} = 0.7903$, $R_{out} = 0.7294$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	-0.023	0.763	-0.003	0.354	-0.009	0.009	0.000	-0.005	0.000
2	0.763	0.141	0.362	0.000	0.000	-0.014	-0.001	-0.007	0.004
3	-0.003	0.362	-0.276	0.412	0.000	0.158	-0.016	0.000	0.006
4	0.354	0.000	0.412	0.049	0.653	-0.008	0.000	-0.003	-0.009
5	-0.009	0.000	0.000	0.653	0.188	0.382	-0.009	0.166	-0.001
6	0.009	-0.014	0.158	-0.008	0.382	-0.411	0.512	0.000	-0.007
7	0.000	-0.001	-0.016	0.000	-0.009	0.512	0.131	0.207	0.885
8	-0.005	-0.007	0.000	-0.003	0.166	0.000	0.207	0.675	-0.002
9	0.000	0.004	0.006	-0.009	-0.001	-0.007	0.885	-0.002	-0.102

III - Filtre tri bande à cavités mono-modes rectangulaires

Dans cette partie, nous allons présenter la conception d'un filtre tri bande à fonction de transfert symétrique (10 pôles et 8 zéros) réalisé en cavités monomodes rectangulaires.

III.1. Spécifications électriques

Le gabarit du filtre tri bande est défini par les grandeurs suivantes :

- Les largeurs des trois bandes passantes sont de 27 MHz,
- Les fréquences centrales sont respectivement à 8.234, 8.310 et 8.387 GHz,
- La réflexion dans les bandes passantes est fixée à -22 dB,
- La réjection dans les bandes stoppées intermédiaires est imposée à -15 dB,
- La réjection dans les bandes stoppées supérieure et inférieure est imposé à -12 dB.

Les spécifications sont reportées sur la figure III.15

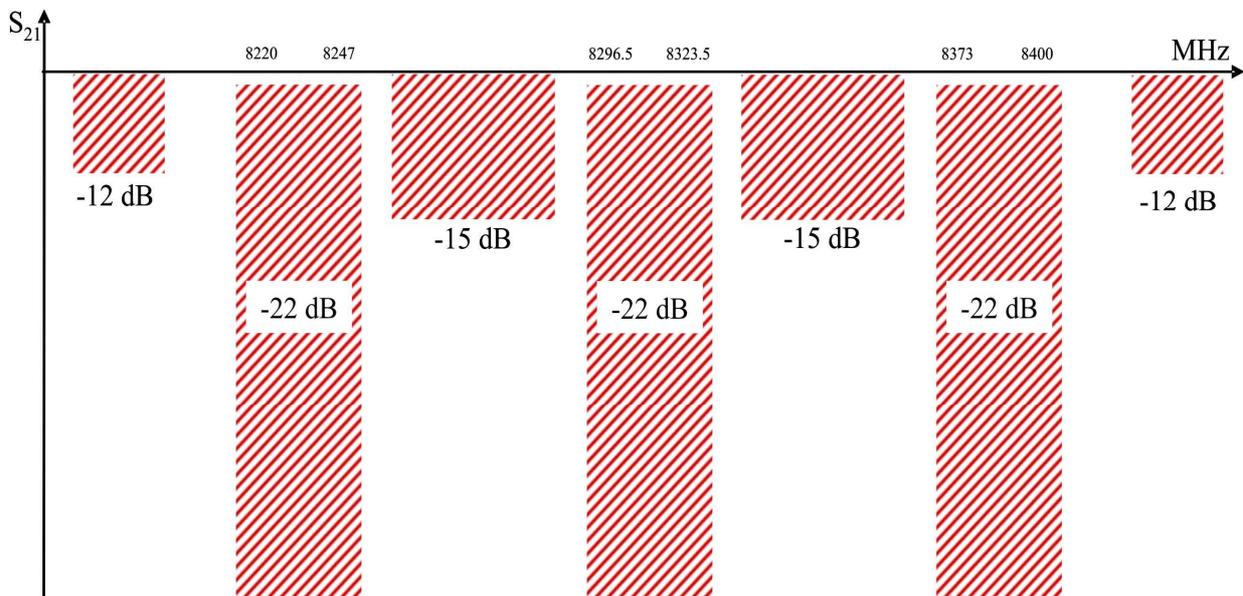


Figure III.15 : Cahier des charges du filtre tri bande

III.2. Synthèse du filtre

III.2.1 Fonction de transfert

La fonction de transfert satisfaisant les spécifications électriques présentées dans le paragraphe précédent comprend 10 pôles et 8 zéros (figure III.16). Trois zéros de transmission sont placés entre chaque bande passante pour obtenir une réjection de -15 dB dans les bandes stoppées intermédiaires. Deux autres zéros de transmission sont placés en dehors des bandes pour obtenir une réjection de -12 dB dans les bandes stoppées supérieure et inférieure.

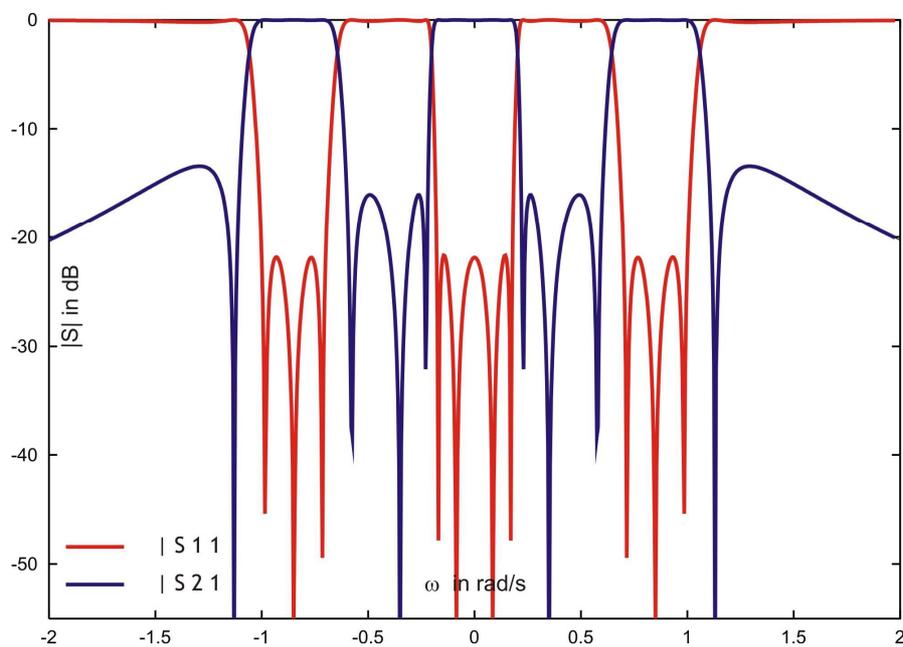


Figure III.16 : Fonction de transfert du filtre à 10 pôles – 8 zéros

La topologie de couplage retenue, présentée sur la figure III.17, permet de réaliser la fonction symétrique (10-8) sous la forme de cavités rectangulaires monomodes couplées. La topologie permet aussi de réaliser le filtre en cavités bi-modes, mais dans ce cas les systèmes d'excitation en entrée/sortie doivent être placés dans la même cavité. L'ajustement des systèmes d'excitation dans une même cavité bi-mode étant plus difficile à réaliser, nous avons choisi une architecture à cavités monomodes rectangulaires.

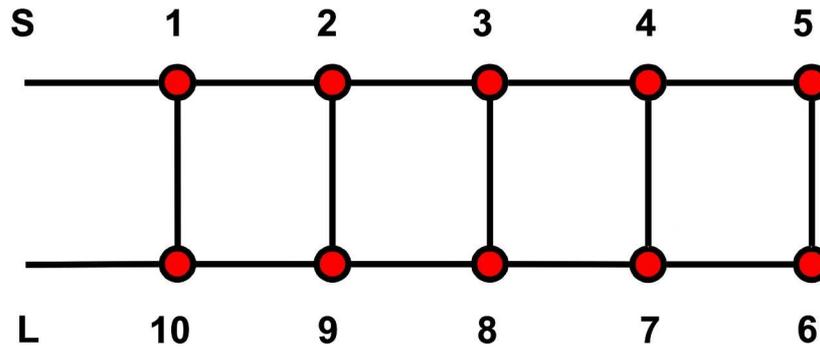


Figure III.17 : Topologie du filtre à fonction de transfert symétrique (10– 8)

III.2.2 Matrice de couplage

La topologie repliée de la figure III.18 est une forme canonique. Par conséquent, la synthèse aboutit à une seule solution réelle (tableau III.5) pour réaliser la fonction de transfert idéale.

Tableau III.5 : Matrice de couplage du filtre à fonction de transfert symétrique (10-8)

$$R_{in} = R_{out} = 0.55$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0	0.716	0	0	0	0	0	0	0	-0.316
2	0.716	0	0.572	0	0	0	0	0	0.226	0
3	0	0.572	0	0.362	0	0	0	0.153	0	0
4	0	0	0.362	0	0.204		0.515	0	0	0
5	0	0	0	0.204	0	0.277	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0.277	0	0.204	0	0	0
7	0	0	0	0.515	0	0.204	0	0.362	0	0
8	0	0	0.153	0	0	0	0.362	0	0.572	0
9	0	0.226	0	0	0	0	0	0.572	0	0.716
10	-0.316	0	0	0	0	0	0	0	0.716	0

III.3. Conception électromagnétique globale

La figure III.18 présente le filtre 10 pôles - 8 zéros réalisé en cavités rectangulaires monomodes. La structure se compose de deux blocs empilés comme pour le filtre bi bande 7 pôles – 3 zéros. Toutes les cavités sont excitées sur leur mode TE_{111} et couplées dans chaque bloc par des fenêtres rectangulaires. Les ouvertures rectangulaires ou circulaires dans la plaque métallique

réalisent des couplages magnétiques ou électriques pour respecter les signes définis dans la matrice de couplage idéale. Des vis de réglage sont enfin introduites dans chaque cavité pour ajuster les fréquences de résonance.

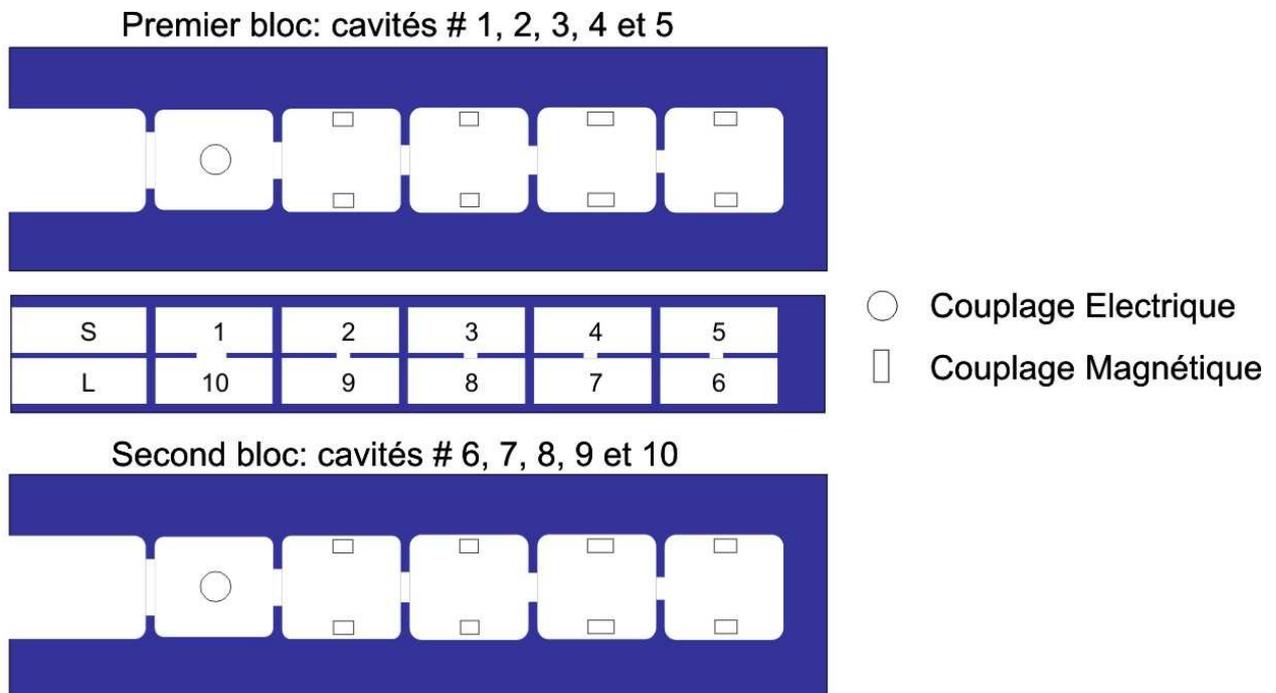


Figure III.18 : Filtre à fonction de transfert symétrique (10–8) en cavités mono-modes rectangulaires

La synthèse électromagnétique des différents éléments nous permet de calculer les dimensions initiales et les sensibilités, en tenant compte des valeurs de couplage de la matrice idéale (tableau III.5).

Les dimensions géométriques finales sont déterminées par identification du modèle électromagnétique. La réponse électromagnétique ainsi obtenue est présentée sur la figure III.19.

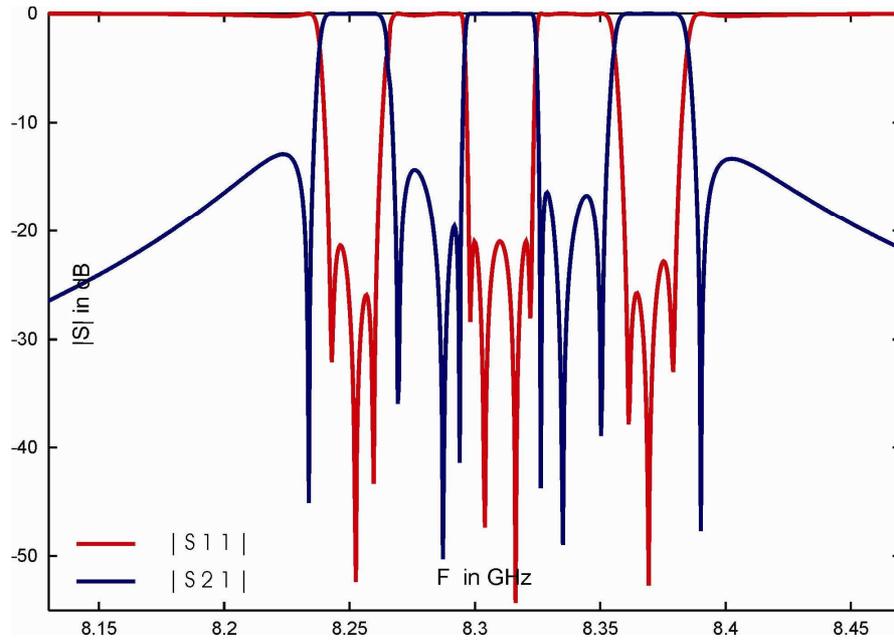


Figure III.19 : Réponse électromagnétique après optimisation de la structure

III.4. Réalisation expérimentale

Les dimensions du filtre 10 pôles 8 zéros ont été obtenues par réglage du modèle électromagnétique. Le filtre ainsi dimensionné a été usiné en laiton, puis assemblé et testé. Une photographie de la réalisation est présentée sur la figure III.20. Des vis supplémentaires ont été introduites, lors du réglage de la maquette, dans les fenêtres qui couplent les cavités.

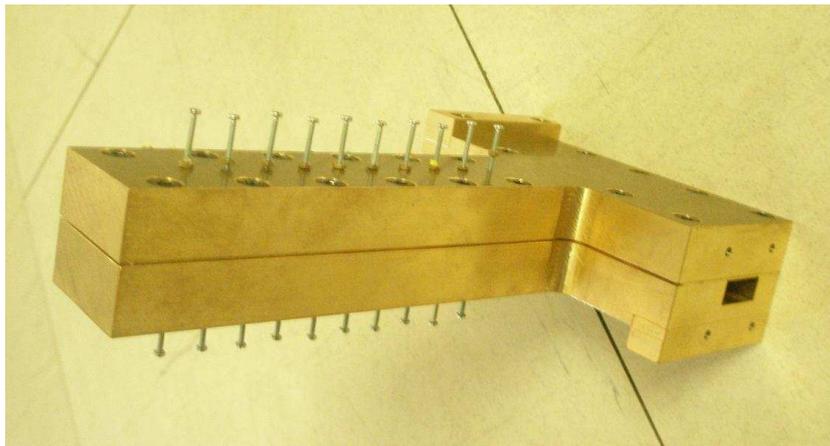


Figure III.20 : Maquette du filtre tri bande à fonction de transfert symétrique (10-8).

Le filtre a alors été réglé pour répondre au cahier des charges, et les caractéristiques mesurées et idéales sont données sur la figure III.21.

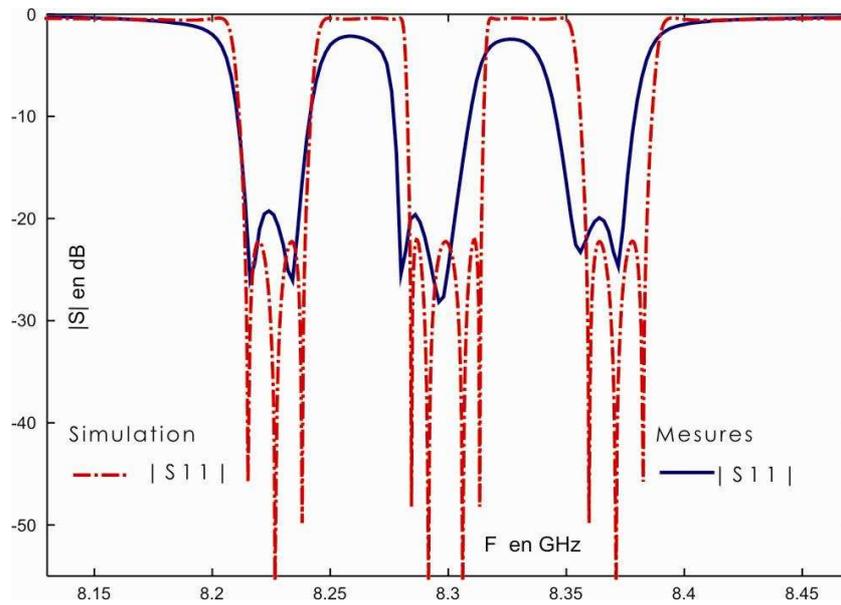


Figure III.21-a : Caractéristiques mesurées et idéales $|S_{11}|$ du filtre tri bande à fonction de transfert symétrique (10-8).

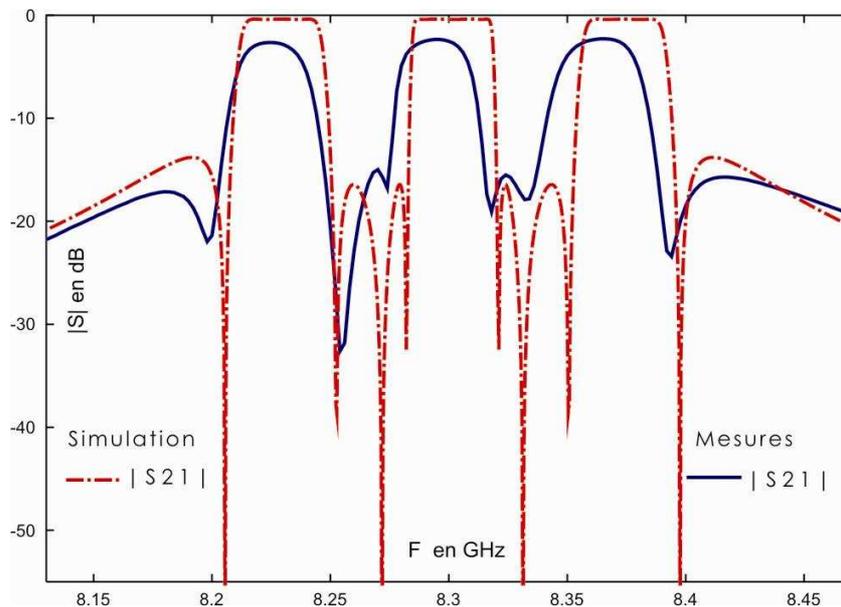


Figure III.21-b : Caractéristiques mesurées et idéales $|S_{21}|$ du filtre tri bande à fonction de transfert symétrique (10-8).

En réglant le filtre, on obtient bien les trois bandes passantes et les bandes stoppées avec les adaptations et les réjections souhaitées. Mais on note un léger désaccord au niveau des fréquences centrales. Les pertes d'insertion dans les trois bandes passantes sont de l'ordre de 2.2 dB et sont imputables à la faible conductivité du laiton et aux faibles bandes passantes relatives ($< 0.4 \%$). Le facteur de qualité expérimental est estimé à environ 4000.

Conclusion

Le chapitre précédent a présenté les aspects théoriques et pratiques de la synthèse et de la conception de filtres passe bandes à bandes multiples.

Ce chapitre est consacré aux aspects plus pratiques de la conception électromagnétique et du réglage des maquettes.

Le chapitre est illustré par la conception de deux filtres à double bande passante, à fonctions de transfert dissymétriques, réalisés l'un en cavités mono-modes rectangulaires et l'autre en cavités bi-modes cylindriques alignées. Un troisième filtre à triple bande passante, à fonction de transfert symétrique, a été réalisé en cavités mono-modes rectangulaires.

Les filtres ont été usinés en laiton, puis assemblés et testés afin de valider les conceptions.

Au cours de ce chapitre, nous avons constaté que les pertes d'insertion sont assez importantes et qu'elles diffèrent d'un filtre à l'autre, selon l'ordre de la fonction et la technologie employée. Nous allons montrer dans le prochain chapitre que le choix de la matrice de couplage peut avoir une certaine incidence sur les performances en terme de pertes.

Le quatrième chapitre de ce rapport explore donc des méthodologies de conception permettant de choisir une configuration à pertes d'insertion minimales pour la conception des filtres hyperfréquences multi bandes.

Références chapitre III

[Bil.1]

S. Bila, R.J. Cameron, P. Lenoir, V. Lunot, and F. Seyfert,

Chebyshev synthesis for multi-band microwave filters

2006 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1221-1224, June 2006.

[Cam.1]

R.J. Cameron,

Dual-mode realisation for asymmetric filter characteristics

ESA J., vol. 6, no. 3, pp. 339–356, 1982.

[Len.1]

Philippe LENOIR

Développement de méthodes et d'outils dédiés à la conception des dispositifs de filtrage micro-onde complexes.

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges – septembre 2005

[Lun.1]

Vincent LUNOT

Techniques d'approximation rationnelle en synthèse fréquentielle : problème de Zolotarev et algorithme de Schur

Thèse de Doctorat de l'Université de Provence – 2008

[Lun.2]

V.Lunot, S. Bila, and F. Seyfert,

Optimal synthesis for multiband microwave filters,

2007 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 115–118, Jun. 2007.

[Lun.3]

LUNOT V. , SEYFERT F. , BILA Stéphane , NASSER Abdallah

Certified computation of optimal multiband filtering functions

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.56, Issue 1, pp.105-112

[Sey.1]

SEYFERT F. , Bila Stéphane

General synthesis techniques for coupled resonator networks

IEEE Microwave Magazine , Vol.8, Issue 5 , pp.98-104

***CHAPITRE IV* – MISE AU POINT D’UNE
METHODOLOGIE DE SYNTHESE DES
FILTRES HYPERFREQUENCES A PERTES
D’INSERTION MINIMALES**

Introduction

Les performances électriques (pertes, tenue en puissance, déviation en température ...) sont souvent critiques pour la conception des filtres hyperfréquences. Un point critique est le niveau des pertes d'insertion dans les bandes passantes, par exemple pour les filtres à bandes passantes étroites supportant de fortes puissances qui sont souvent utilisés dans les systèmes de communications par satellite.

Pour la synthèse des filtres à résonateurs couplés, plusieurs topologies de couplage peuvent être sélectionnées pour implémenter le circuit aux fréquences micro-ondes; et d'autre part, certaines topologies conduisent à plusieurs solutions [Cam.1]. Par conséquent l'ensemble des solutions au problème de synthèse mène à un ensemble de réalisations physiques différentes qu'il convient d'étudier afin de déterminer une solution optimale du point de vue des pertes d'insertion ou d'un autre critère. En effet, les différentes réalisations de filtres aux fréquences micro-ondes vont avoir des caractéristiques légèrement différentes, car la géométrie des structures distribuées sera différente in fine.

Ce chapitre présente une méthodologie de synthèse permettant de sélectionner parmi plusieurs solutions, issues d'une ou de plusieurs topologies, celle qui est la plus adaptée en terme de pertes. La méthodologie, basée sur une étude de sensibilité pour l'ensemble des solutions, est applicable dans le cas où le problème de synthèse de la matrice de couplage conduit à plusieurs solutions, pour une ou plusieurs topologies.

Cette méthode de synthèse est appliquée à la conception d'un filtre bi bande [Len.1] (11 pôles 4 zéros, 66 solutions) réalisé en cavités bi-modes alignées. Une conception réalisée initialement par Philippe Lenoir [Len.1] sert de référence à l'étude présentée dans cette partie. Plusieurs solutions ayant été identifiées lors de la synthèse exhaustive, la méthodologie proposée doit permettre de déterminer la solution la plus performante en terme de pertes.

La méthodologie consiste dans un premier temps à effectuer une analyse électromagnétique segmentée en considérant les pertes (métalliques dans notre cas) pour chacun des éléments du filtre. Les pertes sont ensuite paramétrées par rapport aux différents couplages réalisés. Nous

détaillerons l'étude de sensibilité effectuée sur des segments du filtre permettant de déterminer les résistances de pertes dues à chaque élément distribué de la structure (iris entrée/sortie, iris de couplage, vis de couplage et de réglage, cavité).

Un circuit électrique équivalent est déduit de l'étude segmentée et utilisé pour étudier le comportement en fréquence de chaque solution synthétisée, vis à vis des pertes. Nous identifierons alors deux solutions correspondant au minimum et au maximum de pertes d'insertion. Ces deux configurations ont ensuite été étudiées avec un modèle électromagnétique afin de valider notre approche.

I - Conception initiale

Le filtre considéré est un filtre bi bande synthétisé et conçu dans [Len.1]. Le gabarit du filtre bi bande est défini par les grandeurs suivantes :

- Les largeurs des bandes passantes sont de 39 MHz et 78.5 MHz,
- Les fréquences centrales respectivement à 18.362 et 18.508 GHz,
- La réflexion dans les bandes passantes est fixée à -20 dB,
- La réjection dans la bande stoppée intermédiaire est imposée à -10 dB et à -25 dB dans les bandes stoppées supérieure et inférieure.

Les spécifications sont répertoriées sur la figure IV.1

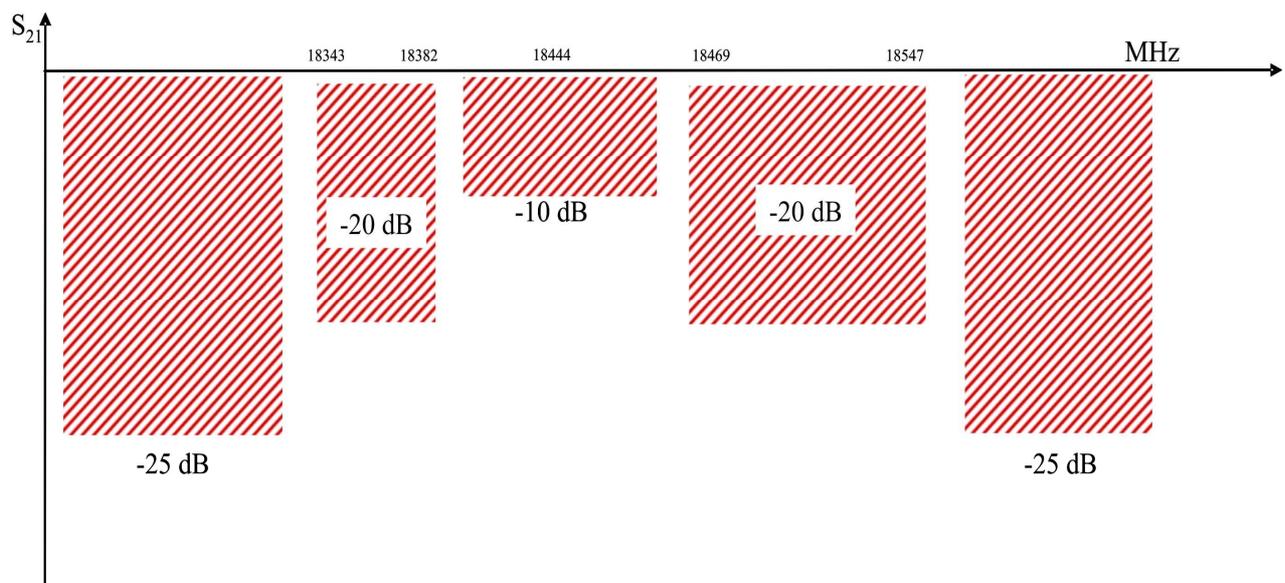


Figure IV.1 : Cahier des charges du filtre bi bande 11 pôles et 4 zéros

La fonction de transfert satisfaisant ces spécifications est présentée sur la figure IV.2 et comprend 11 pôles et 4 zéros. Cette fonction dissymétrique est obtenue par optimisation des pôles et des zéros.

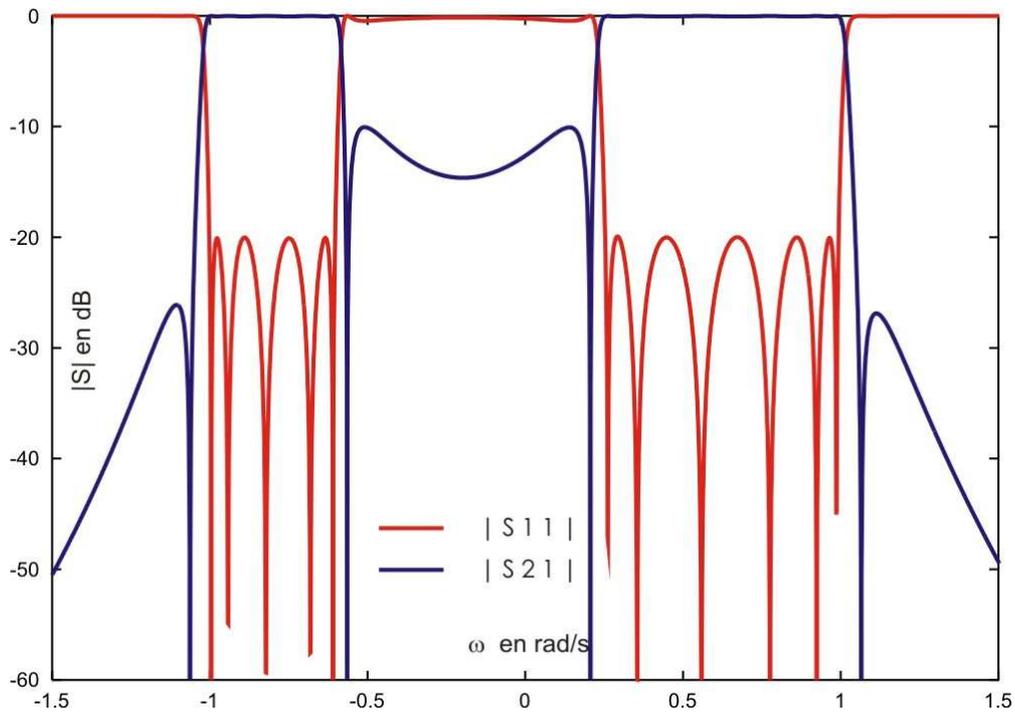


Figure IV.2 Caractéristiques idéales du filtre 11 pôles et 4 zéros

La topologie de couplage retenue, présentée sur la figure IV.3, permet de réaliser le filtre sous la forme de cavités bi-modes alignées comme montré sur la figure IV.4.

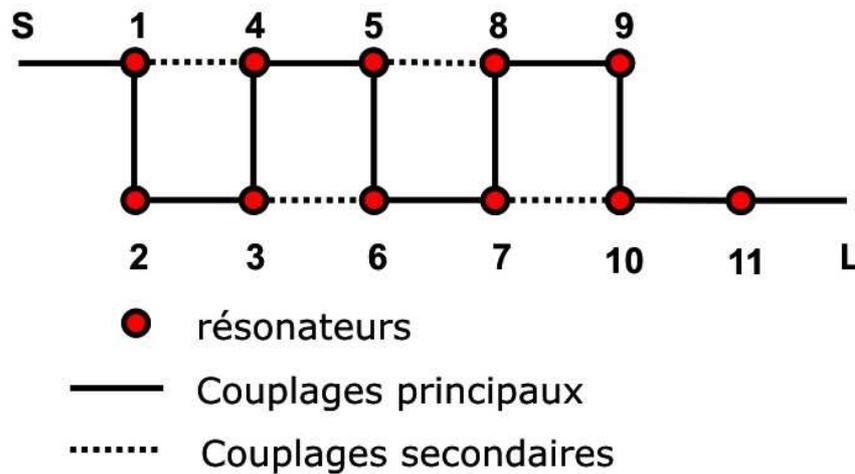


Figure IV.3 : Topologie du filtre 11 pôles et 4 zéros en ligne

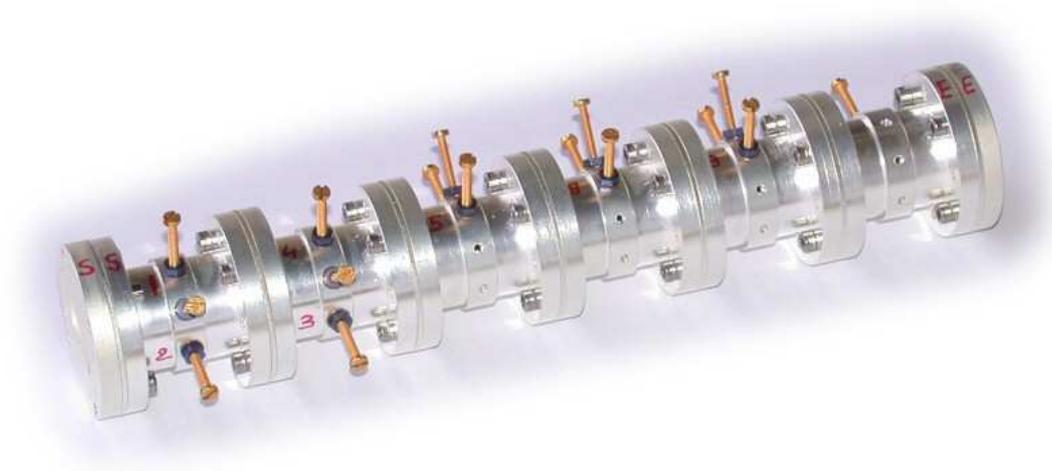


Figure IV.4 : Filtre réalisé en cavités bi-modes alignées

La synthèse exhaustive permet d'identifier 66 solutions réelles pour réaliser la fonction de transfert idéale sous cette topologie.

Parmi les 66 solutions réelles, une solution a été sélectionnée dans [Len.1] et simplifiée en éliminant deux couplages faibles (1-4 et 5-8) dans la matrice de couplage. Le réseau équivalent simplifié a finalement été légèrement optimisé pour satisfaire les spécifications.

La simplification du réseau équivalent permet d'économiser 2 iris dans l'architecture finale, de plus, le réglage du modèle électromagnétique et celui de la maquette sont aussi simplifiés puisque le problème de synthèse de la matrice de couplage n'a qu'une seule solution dans la topologie simplifiée.

Les dimensions du filtre 11 pôles 4 zéros ont été obtenues par réglage d'un modèle électromagnétique (éléments finis) et les mesures de la maquette réalisée par Damien Pacaud (Thalès Alénia Space) sont présentées sur la figure IV.5.

Les mesures montrent que les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1.25 dB dans la bande étroite et 0.6 dB dans la large bande. Les caractéristiques mesurées serviront pour l'estimation de la conductivité métallique lors de l'évaluation de pertes dues aux éléments distribués.

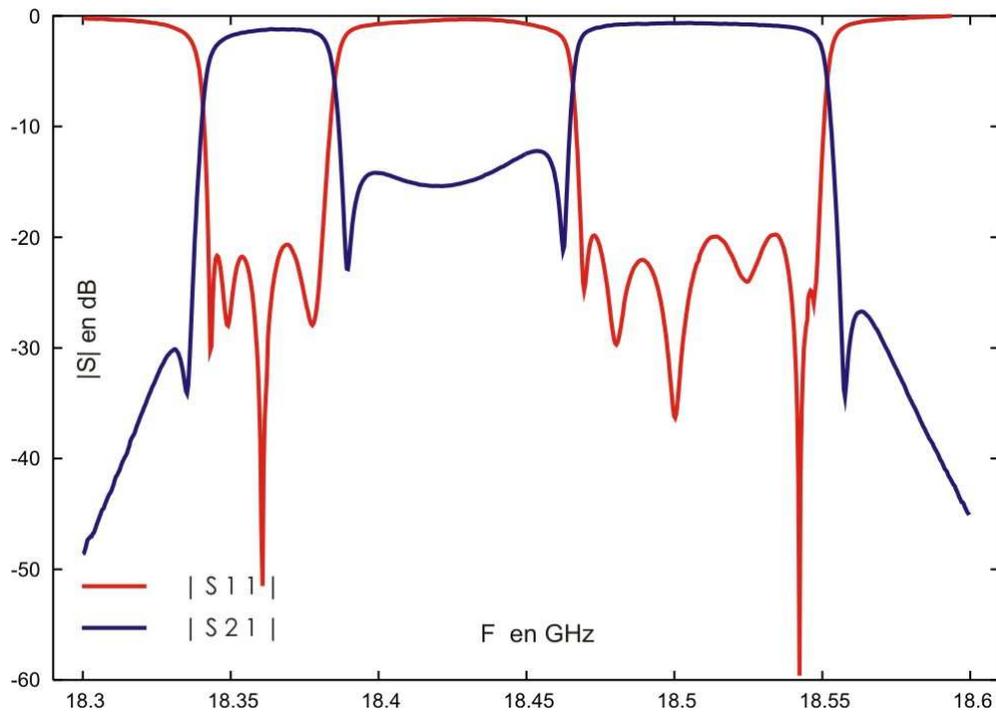


Figure IV.5 : Mesures du filtre 11 pôles 4 zéros

Les travaux ci-après ont pour objectif de montrer que toutes les solutions ne sont pas équivalentes en terme de pertes d'insertion pour la réalisation du dispositif.

Pour cela une nouvelle méthodologie de synthèse est proposée pour identifier la solution optimale, parmi l'ensemble des 66 solutions.

Cette approche consiste à évaluer les pertes dues à chaque élément distribué de la structure et à les insérer dans un circuit équivalent, sous la forme de résistances paramétrées, qui nous permet d'examiner toutes les solutions afin de sélectionner la meilleure en terme de pertes d'insertion.

II - Evaluation des pertes dues aux éléments distribués

Une évaluation expérimentale des pertes en fonction de la géométrie des éléments distribués est effectuée dans [Tha.1]. Cette étude montre l'influence de la dimension et de la forme des éléments de couplage sur le niveau de pertes dans le filtre.

Une approche similaire est appliquée ici numériquement pour évaluer les pertes dues aux éléments distribués en fonction de leurs dimensions. L'étude est effectuée pour les différents éléments distribués constituant le dispositif. Pratiquement, les pertes métalliques sont introduites en fixant une conductivité finie sur les surfaces métalliques.

Une étude préliminaire consiste à estimer la conductivité métallique à partir des caractéristiques mesurées afin d'ajuster le niveau de pertes dans notre étude. Pour simplifier l'estimation, les pertes dues aux éléments couplés sont négligés et un modèle d'équi-répartition des pertes entre les cavités est supposé [Kaj.1].

D'après les mesures, le facteur de qualité à vide Q_0 est estimé de l'ordre de 12500 à 18.444 GHz.

II.1. Estimation de la conductivité métallique

Cette étape consiste à estimer la conductivité métallique qu'il faut appliquer sur les surfaces métalliques, afin d'effectuer l'analyse électromagnétique avec pertes des différents segments constituant le dispositif décrit précédemment, et déterminer les pertes dues à chaque élément distribué.

Connaissant le facteur de qualité à vide mesuré Q_0 et les dimensions du filtre à cavités cylindriques, la conductivité métallique peut être ajustée afin d'atteindre la valeur mesurée de Q_0 .

Une analyse électromagnétique avec pertes est effectuée pour le filtre. La valeur de la conductivité métallique est ajustée jusqu'à obtenir approximativement le même niveau de pertes

d'insertion obtenu en mesure (figure IV.5). La conductivité métallique estimée est de l'ordre de $37 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$, soit environ 65% de la conductivité théorique pour des cavités plaquées en argent, ce qui est un rapport classique pour la mesure des prototypes [Kud.1].

La figure IV.6 présente une comparaison entre les fonctions de transmission et de réflexion obtenues avec le modèle électromagnétique du filtre et celles des mesures.

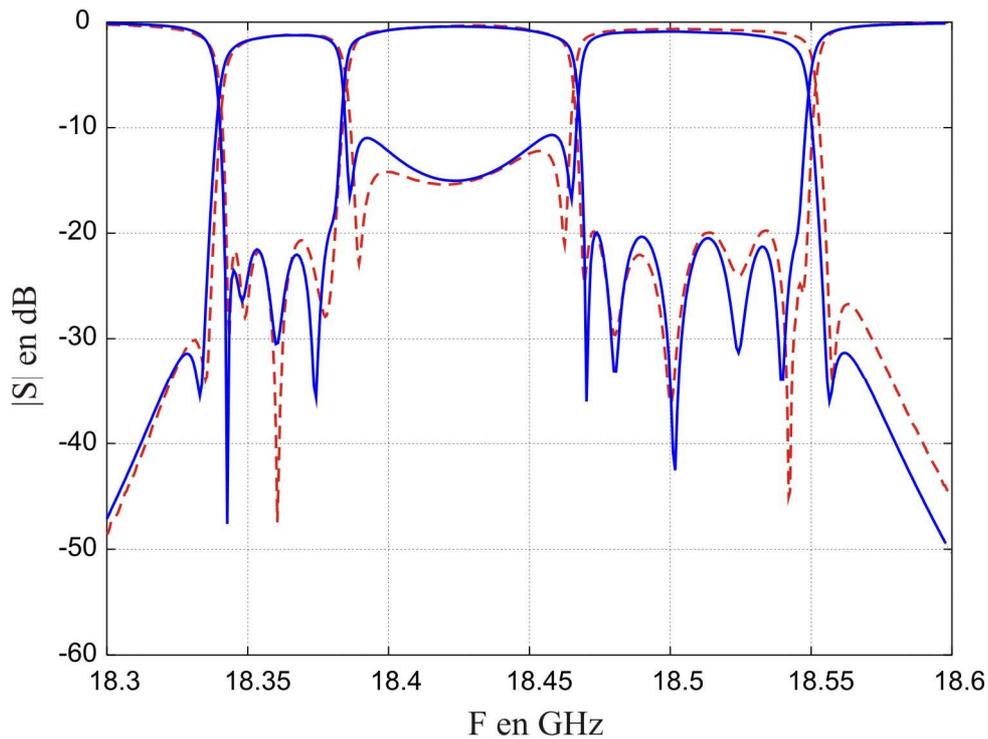


Figure IV.6 : Fonctions de transmission et de réflexion d'un modèle électromagnétique avec pertes (—) et des mesures [Len.1] (---)

Ayant une bonne estimation de la conductivité métallique, une caractérisation basée sur une analyse électromagnétique des éléments distribués est menée. Dans la suite 5 types d'éléments distribués sont considérés: cavités, iris d'entrée/sortie, iris de couplage, vis de couplage et vis de réglage. Classiquement, les paramètres géométriques des éléments distribués (la longueur de l'iris de couplage, longueur de la vis de réglage, ...) sont liées aux caractéristiques électriques (coefficient de couplage, fréquence de résonance, ...).

Afin de trouver une relation entre les paramètres géométriques et les caractéristiques électriques, une étude de sensibilité sur les différents segments constituant le filtre peut être effectuée. En appliquant la conductivité métallique estimée, des relations entre les dimensions géométriques, les caractéristiques électriques et les facteurs de qualité peuvent être déterminées.

Une synthèse électromagnétique nous permettra de dimensionner le dispositif et de relier les pertes aux valeurs des coefficients de couplage et des fréquences de résonance. Cette synthèse électromagnétique est décrite en détail, dans la suite, pour chaque élément distribué. On note que les calculs sont effectués par la méthode des éléments finis en 3 dimensions.

II.2. Pertes dues aux cavités

La première étape permet d'évaluer le facteur de qualité à vide Q_0 due à une cavité cylindrique. En fait cette analyse a été déjà effectuée dans le paragraphe précédent concernant l'estimation de la conductivité métallique.

Le facteur de qualité à vide Q_0 est calculé en introduisant la conductivité métallique estimée ($\sigma=37 \text{ S}/\mu\text{m}$) dans le paragraphe précédent sur la surface de la cavité. La structure présentée sur la figure IV.7 est étudiée par un calcul électromagnétique avec pertes par la méthode des éléments finis en oscillations libres. Cette structure est constituée d'une cavité cylindrique. Le plan de symétrie S est utilisé pour réduire le domaine d'étude.

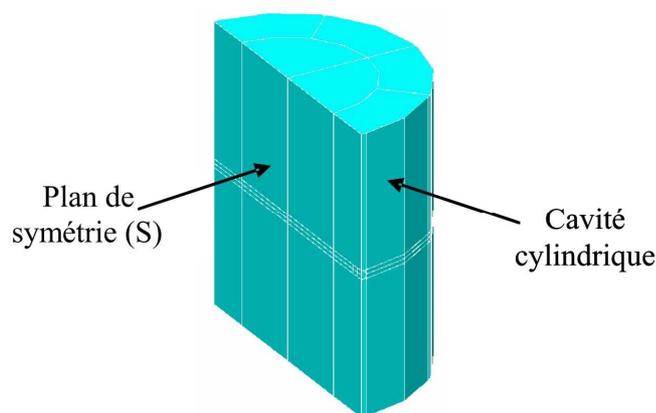


Figure IV.7: Structure d'évaluation de Q_0

En imposant un court-circuit électrique ou un court-circuit magnétique dans le plan S, la fréquence de résonance propre de la structure peut être calculée en oscillations libres. La fréquence complexe du mode propre peut se mettre sous la forme :

$$f = f' + jf'' \quad (\text{IV.1})$$

Le coefficient de qualité à vide et la résistance de pertes sont calculés grâce aux formules suivantes:

$$Q_0 = \frac{f'}{2f''} \quad \text{et} \quad R_0 = \frac{L\omega}{Q_0} \quad (\text{IV.2})$$

En prenant en compte les dimensions des cavités, le facteur de qualité due à chaque cavité vaut approximativement 12500.

II.3. Pertes dues aux iris d'entrée/sortie

Cette étape permet d'évaluer les pertes dues aux iris d'entrée/sortie. La structure présentée sur la figure IV.8 est constituée d'une cavité cylindrique connectée à un guide d'excitation rectangulaire (WR75) par l'intermédiaire d'un iris (l'accès est un court-circuit magnétique). La hauteur de la cavité ($H_{cav} = 28.2$ mm) est fixée en se basant sur les hauteurs des cavités d'entrée/sortie du filtre 11 pôles 4 zéros réalisé dans [Len.1].

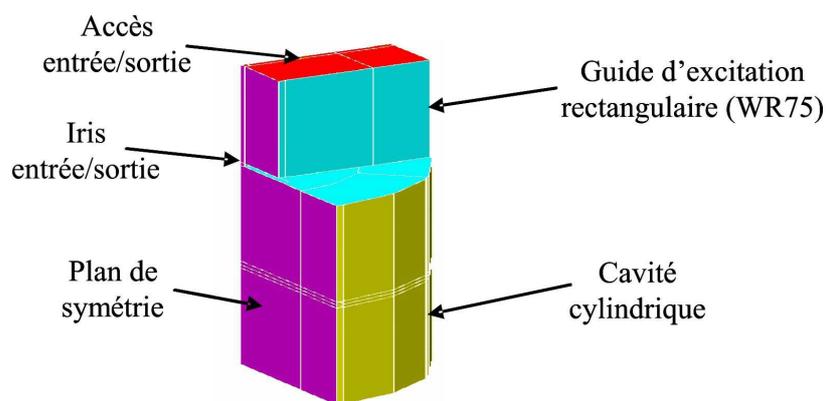


Figure IV.8 : Structure d'évaluation des pertes dues aux iris entrée/sortie

Les plans de symétrie sont considérés pour réduire le domaine d'étude. Les pertes métalliques sont introduites en appliquant la conductivité métallique ($\sigma=37 \text{ S}/\mu\text{m}$) sur les surfaces métalliques.

Une analyse électromagnétique en oscillations libres permet d'évaluer le facteur de qualité à vide total $Q_{o_{tot}}$ de la structure pour différentes dimensions de l'iris d'entrée/sortie. Cette valeur $Q_{o_{tot}}$ correspond aux pertes dues à l'iris entrée/sortie, lui-même connecté au guide d'onde, et à la cavité.

Connaissant le facteur de qualité à vide Q_o de la cavité, le facteur de qualité à vide $Q_{o_{in/out}}$ correspondant uniquement aux iris d'entrée/sortie est calculé par la formule suivante :

$$\frac{1}{Q_{o_{in/out}}} = \frac{1}{Q_{o_{tot}}} - \frac{1}{Q_o} \quad (\text{IV.3})$$

L'analyse électromagnétique en oscillations forcées de la même structure permet d'estimer le facteur de qualité extérieur ($Q_{e_{in/out}}$) et la résistance d'entrée/sortie ($R_{in/out}$) à partir du paramètre S_{11} [Hon.1],[Mat.1].

En variant la longueur de l'iris d'entrée/sortie, on établit la variation du coefficient de qualité $Q_{o_{in/out}}$ et de la résistance d'entrée/sortie en fonction de la longueur de l'iris de couplage d'entrée/sortie (figures IV.9 et IV.10). A partir de ces deux courbes, on peut trouver une relation entre le facteur de qualité à vide ($Q_{o_{in/out}}$) et la résistance d'entrée/sortie ($R_{in/out}$).

La figure IV.11 illustre cette relation.

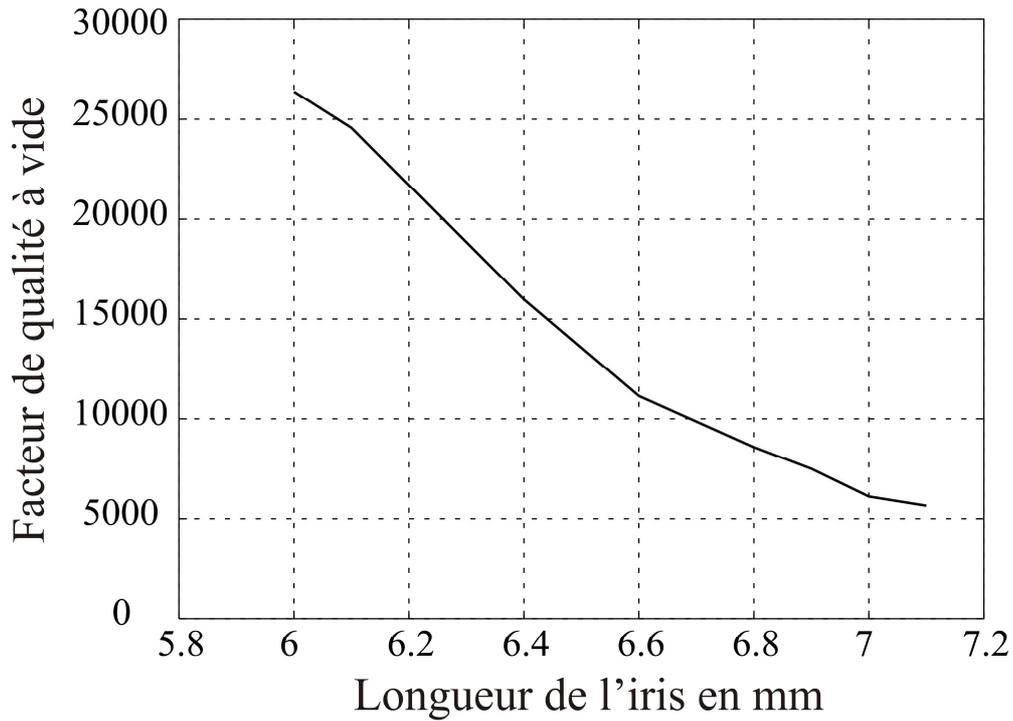


Figure IV.9 : variation du facteur de qualité à vide ($Q_{o_{in/out}}$) en fonction de la longueur de l'iris entrée/sortie.

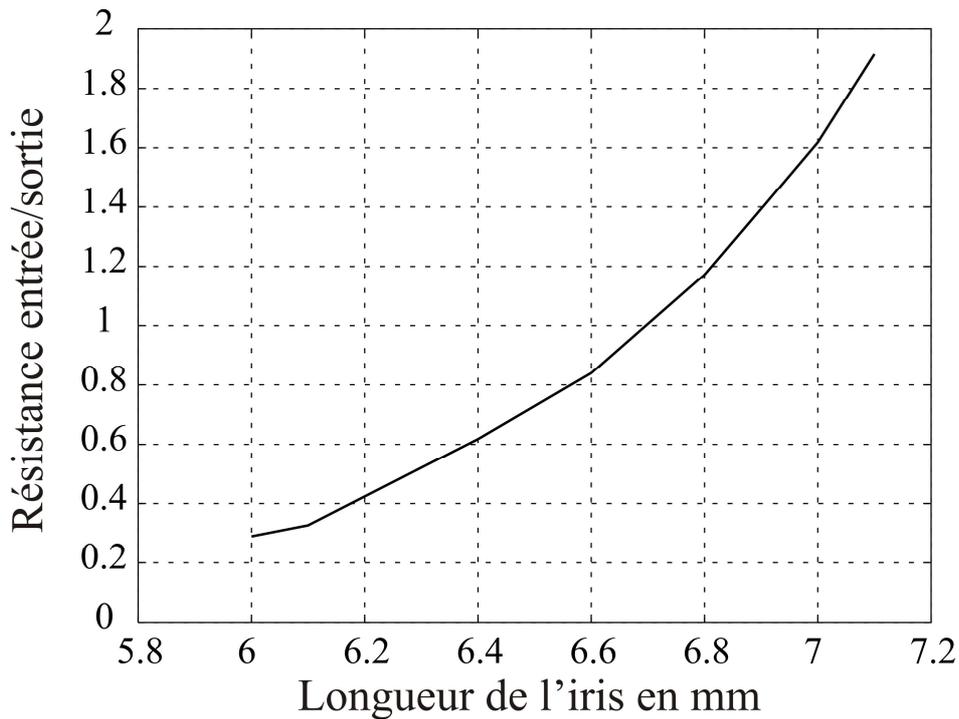


Figure IV.10 : variation de la résistance entrée/sortie ($R_{in/out}$) en fonction de la longueur de l'iris entrée/sortie.

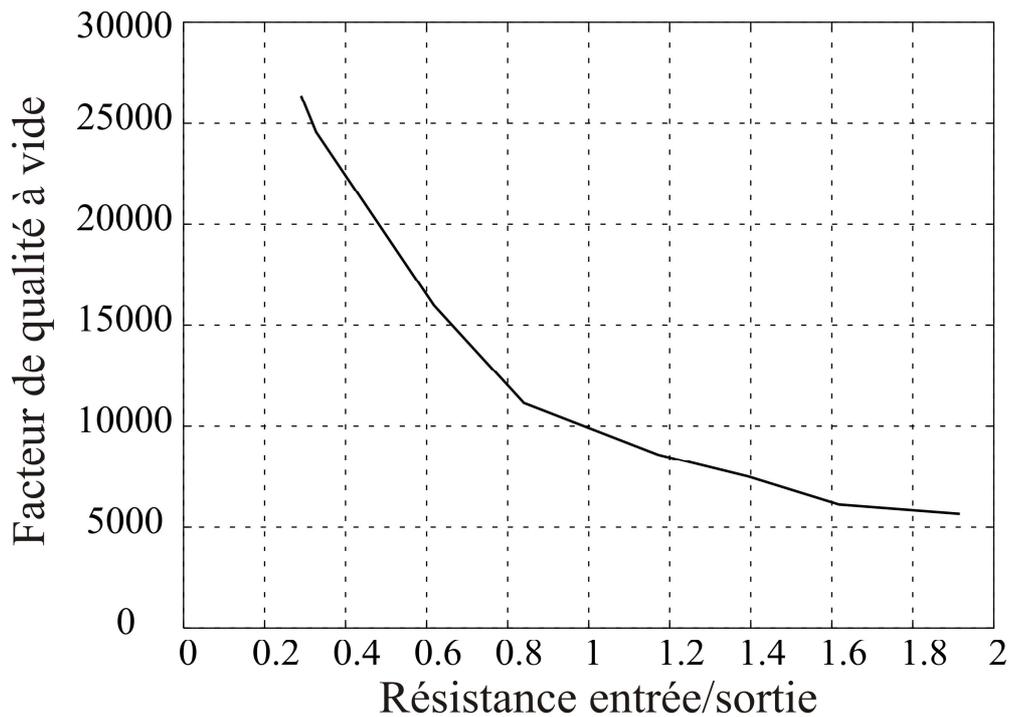


Figure IV.11 : variation du facteur de qualité à vide ($Q_{Oin/out}$) en fonction de la résistance entrée/sortie ($R_{in/out}$).

On peut remarquer que le facteur de qualité à vide de l'iris entrée/sortie est très petit lorsque la résistance entrée/sortie est grande.

II.4. Pertes dues aux iris de couplages

La structure utilisée pour évaluer les pertes dues aux iris de couplage est constituée de deux cavités cylindriques connectées par un iris rectangulaire. Les hauteurs des cavités sont fixées à la hauteur moyenne des cavités du filtre 11 pôles 4 zéros réalisé dans [Len.1], soit $H_{cav} = 28.53$ mm. Cette structure est présentée sur la figure IV.12.

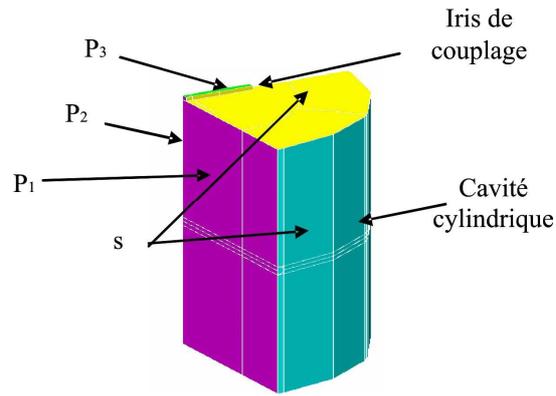


Figure IV.12 : Structure d'évaluation des pertes dues aux iris de couplage

Le calcul est effectué en tenant compte des 3 plans de symétrie de la structure, réduisant ainsi le domaine d'étude et fixant les polarisations des modes dans les cavités. On impose respectivement les conditions de court-circuit magnétique et de court-circuit électrique aux plans P_1 et P_2 . En imposant successivement la condition d'un court circuit électrique puis magnétique au plan P_3 , les deux fréquences de résonances (f_{o_e} et f_{o_m}) et les facteurs de qualité à vide (Q_{O_e} et Q_{O_m}) sont calculés en oscillations libres.

Les variations des fréquences de résonances f_{o_e} et f_{o_m} en fonction de la longueur de l'iris de couplage est présentée sur la figure IV.13.

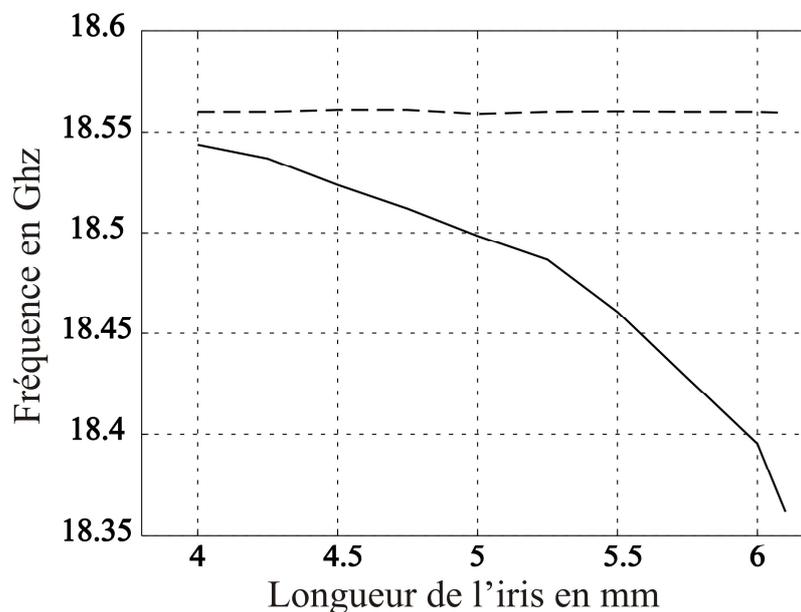


Figure IV.13 : variations des fréquences de résonances f_{o_e} (---) et f_{o_m} (—) en fonction de la longueur de l'iris de couplage

On peut vérifier que la fréquence f_{o_e} est approximativement constante (CCE dans le plan de symétrie) et qu'elle est égale à la fréquence de résonance de la cavité cylindrique seule. Le coefficient de couplage M_{ij} est alors calculé classiquement par la formule suivante:

$$M_{ij} = \frac{1}{FBW} K_{ij} = \frac{f_o}{\Delta f} \left(\frac{f_{o_e}^2 - f_{o_m}^2}{f_{o_e}^2 + f_{o_m}^2} \right) \quad (IV.4)$$

avec f_o : fréquence centrale du filtre ($f_o = 18,444$ GHz)
 Δf : bande passante du filtre ($\Delta f = 205,75$ MHz)
 $FBW = \Delta f / f_o$

La variation du coefficient de couplage M_{ij} en fonction de la longueur de l'iris est montrée sur la figure IV.14.

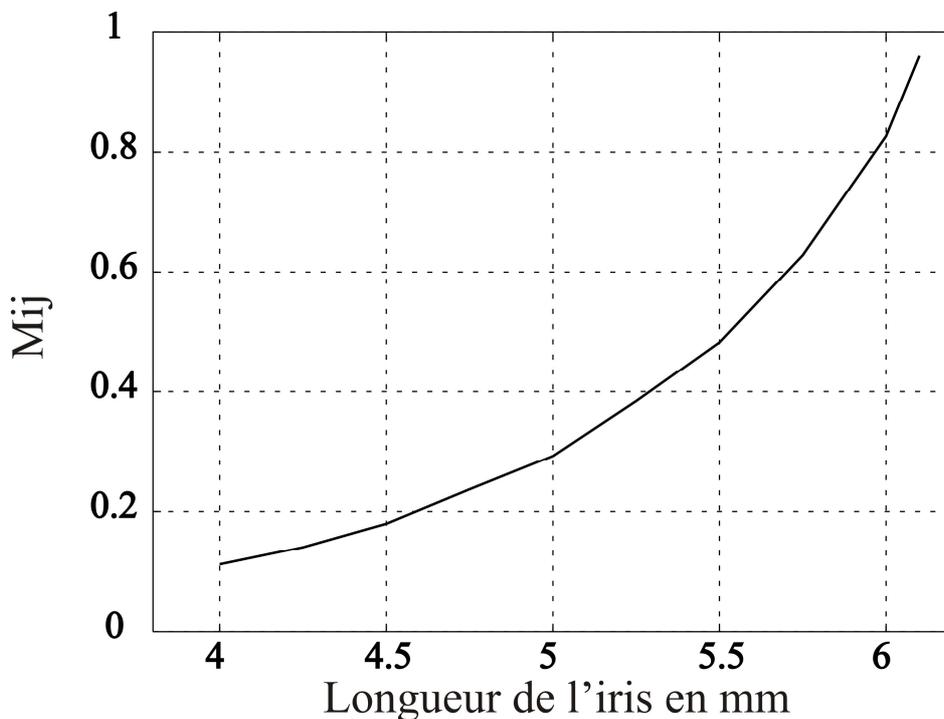


Figure IV.14 : variation du coefficient de couplage M_{ij} en fonction de la longueur de l'iris de couplage

Les coefficients de qualité en présence des court-circuits électrique et magnétique sont donnés par les formules suivantes:

$$Q_{O_e} = \frac{f_{o_e}'}{2f_{o_e}''} \quad (\text{IV.5})$$

et

$$Q_{O_m} = \frac{f_{o_m}'}{2f_{o_m}''} \quad (\text{IV.6})$$

La figure IV.15 présente les variations des facteurs de qualité à vide Q_{O_e} et Q_{O_m} en fonction de la longueur de l'iris de couplage. On vérifie que Q_{O_e} est approximativement constant et qu'il est égal au facteur de qualité à vide de la cavité ($Q_0 = 12500$).

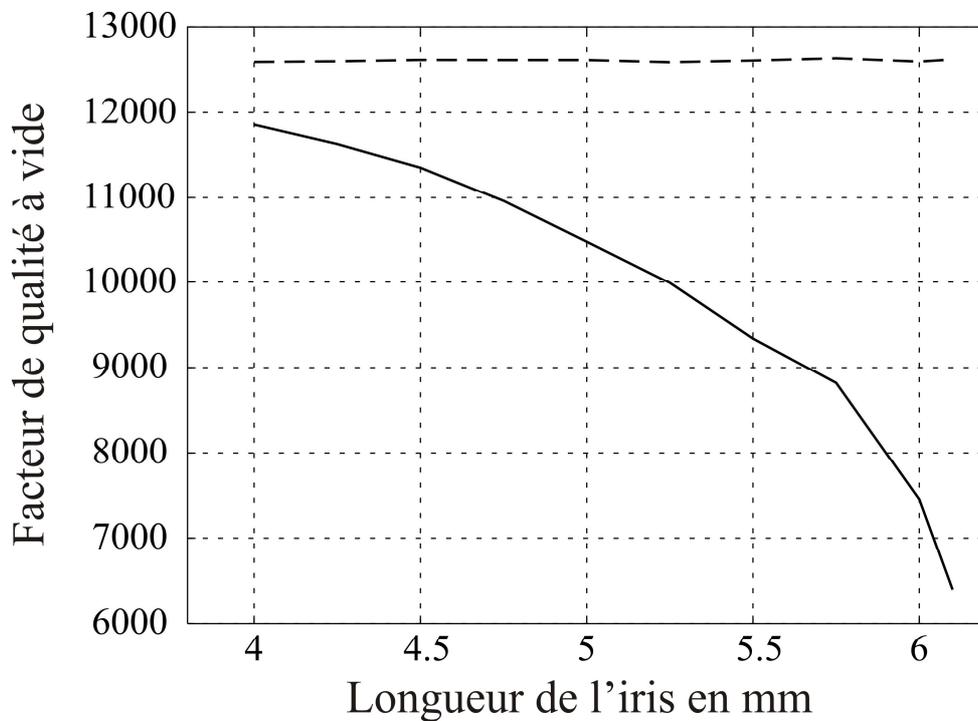


Figure IV.15 : variations des facteurs de qualité à vide Q_{O_e} (---) et Q_{O_m} (—) en fonction de la longueur de l'iris de couplage

Le facteur de qualité à vide $Q_{O_{ij}}$ dû à l'iris de couplage est calculé à partir des facteurs de qualité à vide (Q_{O_e} et Q_{O_m}) et des fréquences de résonance (f_{o_e} et f_{o_m}) en appliquant la formule suivante démontrée en annexe 3 :

$$Q_{o_{ij}} = Q_o \left(\frac{Q_{o_e}/f_{o_e} + Q_{o_m}/f_{o_m}}{Q_{o_e}/f_{o_e} - Q_{o_m}/f_{o_m}} \right) \quad (\text{IV.7})$$

A partir des résultats précédents, la variation du facteur de qualité à vide $Q_{o_{ij}}$ de l'iris de couplage en fonction du coefficient de couplage M_{ij} est présentée sur la figure IV.16.

D'après le graphe on voit bien que le facteur de qualité à vide diminue (inversement les pertes augmentent) lorsque le coefficient de couplage augmente.

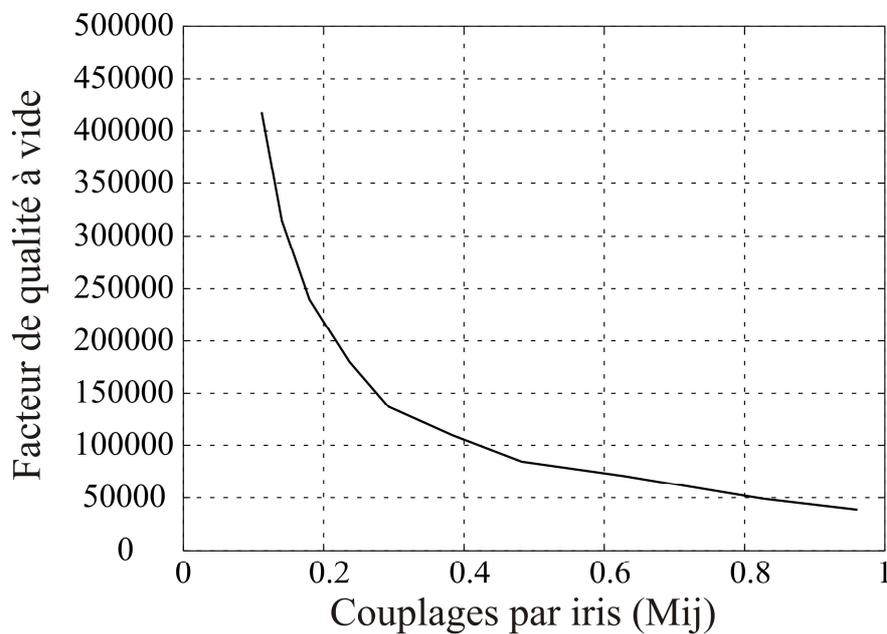


Figure IV.16 : variation du facteur de qualité à vide $Q_{o_{ij}}$ en fonction du coefficient de couplage par iris M_{ij}

II.5. Pertes dues aux vis de couplage

La structure utilisée pour évaluer les pertes dues aux vis de couplage est constituée d'une cavité cylindrique et d'une vis de couplage. La dimension de la cavité ($H_{cav} = 28.83$ mm) est ajustée en simulant la cavité seule en oscillations libres afin d'obtenir la fréquence de résonance ($f_0 = 18.444$ GHz). Un plan de symétrie S est utilisé pour réduire le domaine d'étude. Cette structure est présentée sur la figure IV.17.

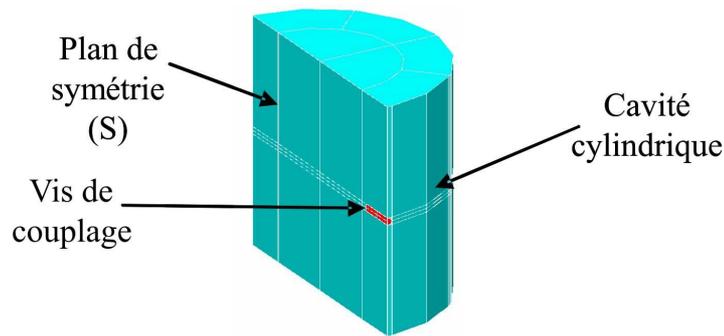


Figure IV.17 : Structure d'évaluation des pertes dues aux vis de couplage

En imposant successivement les conditions de court-circuit électrique et de court-circuit magnétique au plan S, les deux fréquences de résonances (f_{0e} et f_{0m}) et les facteurs de qualité à vide (Q_{0e} et Q_{0m}) sont calculés en oscillations libres. Le calcul du facteur de qualité à vide Q_{0ij} des vis couplage est similaire à celui des iris de couplage détaillé dans le paragraphe précédent.

Les variations des fréquences de résonances f_{0e} et f_{0m} et du coefficient de couplage M_{ij} en fonction de la longueur de la vis de couplage sont présentées respectivement sur les figures IV.18 et IV.19. On vérifie que la fréquence de résonance f_{0e} est approximativement constante et elle est égale à la fréquence de résonance $f_0 = 18.444$ GHz.

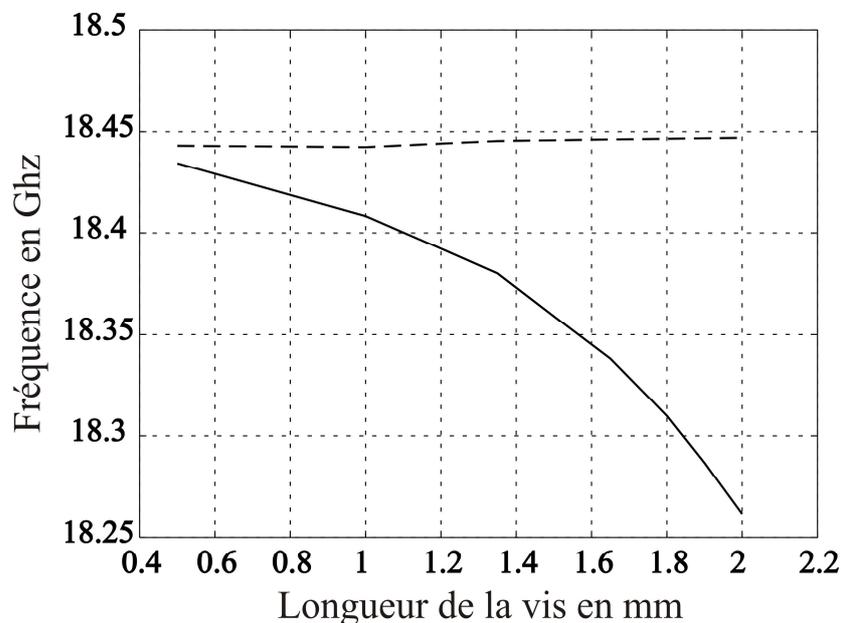


Figure IV.18 : variations des fréquences de résonances f_{0e} (---) et f_{0m} (—) en fonction de la longueur de la vis de couplage

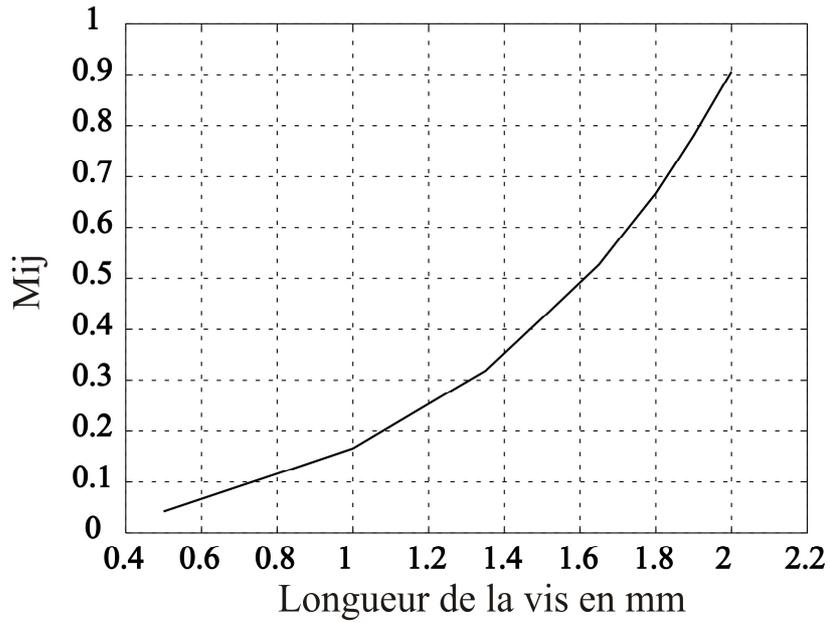


Figure IV.19 : variation du coefficient de couplage M_{ij} en fonction de la longueur de la vis de couplage

La figure IV.20 présente les variations des facteurs de qualité à vide Q_{0e} et Q_{0m} en fonction de la longueur de la vis de couplage. On vérifie que le facteur de qualité à vide Q_{0e} est approximativement constant et il est égal au facteur de qualité à vide Q_0 .

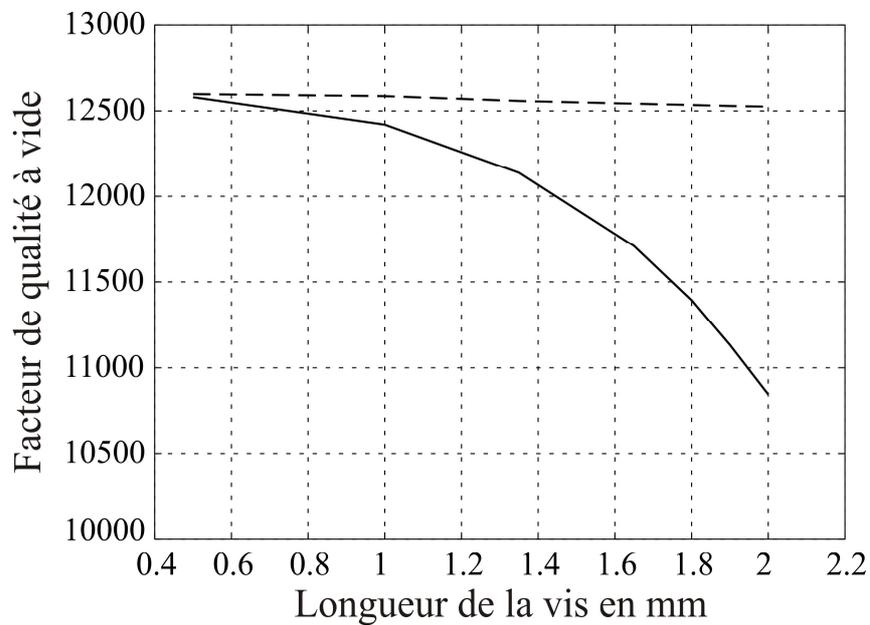


Figure IV.20 : variations des facteurs de qualité à vide Q_{0e} (---) et Q_{0m} (—) en fonction de la longueur de la vis de couplage

Enfin la figure IV.21 présente la variation du facteur de qualité à vide Q_{0ij} due aux vis de couplage en fonction du coefficient de couplage M_{ij} . D'après le graphe, on voit que le facteur de qualité à vide décroît (inversement les pertes croissent) avec l'augmentation du coefficient de couplage. Cependant les pertes dues aux vis de couplage sont beaucoup moins importantes que celles dues aux iris de couplage.

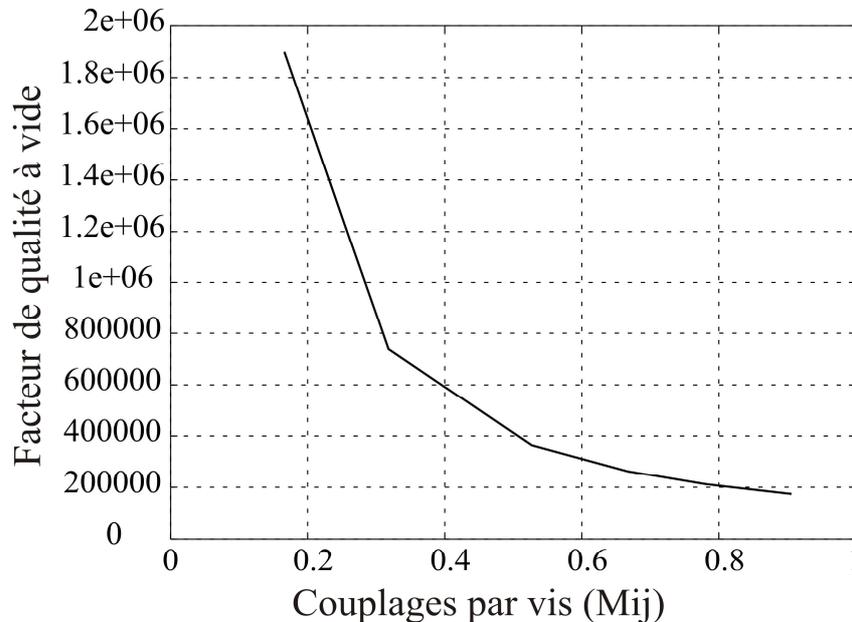


Figure IV.21 : variation du facteur de qualité à vide Q_{0ij} en fonction du coefficient de couplage par vis M_{ij}

II.6. Pertes dues aux vis de réglage

La structure étudiée pour évaluer les pertes dues aux vis de réglage est la même que celle utilisée pour les vis de couplage (figure IV.17). Dans cette étape on impose seulement la condition d'un court circuit magnétique au plan de symétrie S.

La fréquence de résonance f_{0i} et le facteur de qualité Q_{0tot} sont calculés en oscillations libres. A partir de ces valeurs, on peut déduire le coefficient d'auto-couplage normalisé M_{ii} et le facteur de qualité à vide Q_{0ii} dû aux vis de réglage. Ces valeurs sont données par les formules suivantes:

$$M_{ii} = 2 \left(\frac{f_0 - f_{0i}}{\Delta f} \right) \quad (\text{IV.8})$$

et

$$\frac{1}{Qo_{ii}} = \frac{1}{Qo_{tot}} - \frac{1}{Qo} \quad (\text{IV.9})$$

Pour le cas des cavités à modes duaux, deux configurations doivent être étudiées. En effet les cavités sont dimensionnées à la fréquence centrale f_0 (ou légèrement supérieur à la fréquence f_0 pour avoir plus de liberté dans la phase de réglage). En conséquence, les cavités intermédiaires ont les mêmes tailles à l'exception des cavités d'entrée/sortie.

En effet, les cavités d'entrée/sortie sont raccourcies afin de compenser l'effet de décalage vers les basses fréquences dû aux iris d'entrée/sortie. Dans le cas des cavités bi-modes, ce décalage affecte la première polarisation mais pas la deuxième polarisation, orthogonale à la première. Pour réajuster la deuxième polarisation à la bonne fréquence, amenée à une fréquence plus élevée par le raccourcissement des cavités, la vis réglant la fréquence de cette polarisation est naturellement plus enfoncée pour diminuer sa fréquence de résonance.

La première configuration qui doit être étudiée est donc la cavité de longueur réduite avec la vis ajustant la fréquence de résonance de la polarisation qui n'est pas couplée par les iris d'entrée/sortie et la deuxième configuration est celle de la cavité de longueur initiale pour les autres vis de réglage.

En variant les longueurs des vis, le facteur de qualité à vide Qo_{ii} dû aux vis de réglage et le coefficient d'auto-couplage normalisé M_{ii} peuvent être estimés pour chaque configuration.

Les figures IV.22 à IV.24 présentent les variations des facteurs de qualité et des coefficients d'autocouplage en fonction de la longueur de la vis et la relation obtenue finalement entre les facteurs de qualité et le coefficient d'autocouplage.

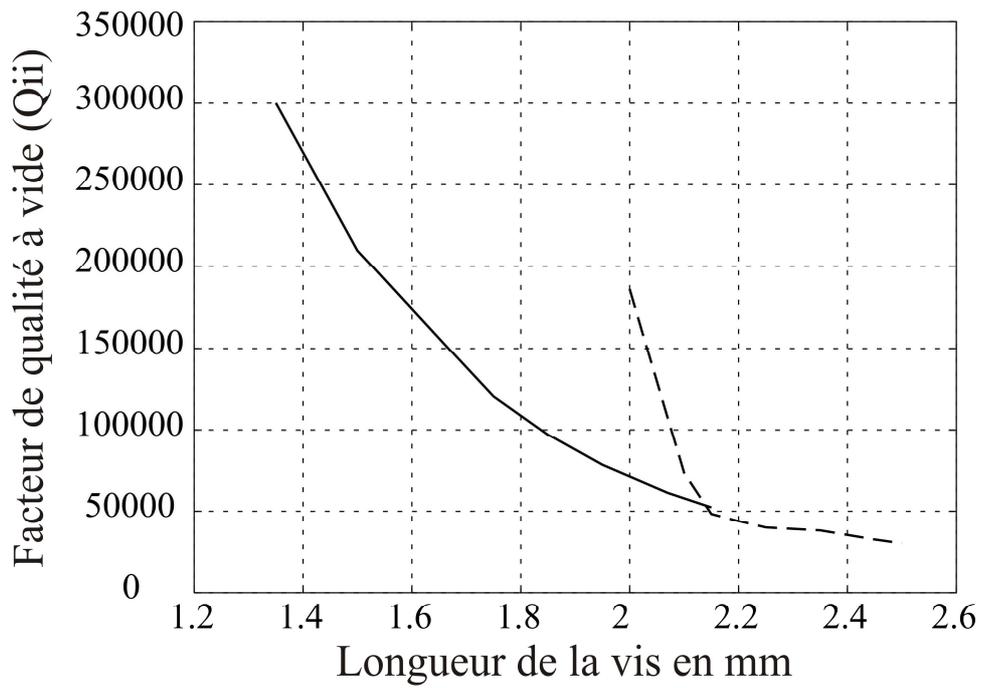


Figure IV.22 : variation du facteur de qualité à vide Q_{ii} en fonction de la longueur de la vis : cavité initiale (—), cavité réduite (---)

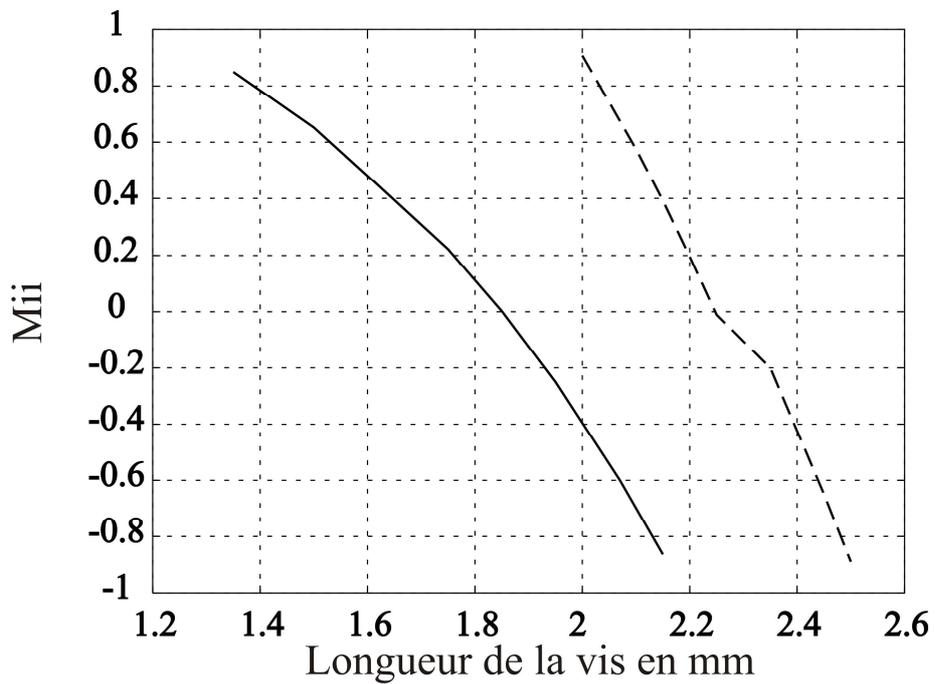


Figure IV.23: variation du coefficient d'auto-couplage M_{ii} en fonction de la longueur de la vis: cavité initiale (—), cavité réduite (---)

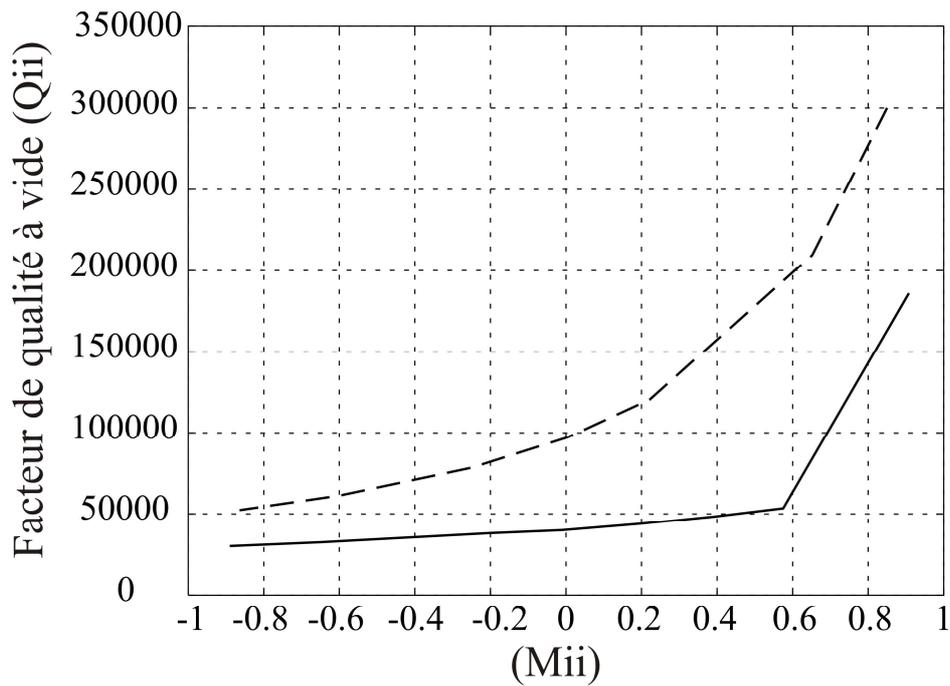


Figure IV.24 : variation du facteur de qualité à vide Q_{0ii} en fonction du coefficient d'auto-couplage M_{ii} : cavité initiale (—), cavité réduite (---)

On note une diminution du facteur de qualité (inversement une augmentation des pertes) pour les valeurs négatives d'auto-couplage (fréquence de résonance inférieure à la fréquence centrale), ce qui est logique car dans ce cas les vis de réglage pénètrent plus dans la cavité.

III - Identification de la configuration à minimum de pertes

D'après la synthèse électromagnétique précédente, nous avons trouvé des relations entre les facteurs de qualité à vide des différents éléments distribués et leurs caractéristiques électriques (couplages).

Notre objectif dans la suite est d'identifier, parmi les 66 solutions réalisant la fonction de transfert pour la topologie retenue, la configuration à minimum de pertes en s'appuyant sur l'étude précédente. Pour cela, un circuit équivalent prenant en compte les pertes est mis au point. Les pertes sont modélisées par des résistances paramétrées par rapport au type de l'élément distribué (vis ou iris) et par rapport à la valeur du couplage associé.

L'analyse, à l'aide de ce circuit, des différentes solutions obtenues par synthèse exhaustive permettra donc de classer les solutions en fonction de leur niveau de pertes d'insertion. Les configurations à minimum et maximum de pertes seront comparées à l'aide d'un modèle électromagnétique pour valider l'approche.

III.1. Identification avec le circuit équivalent

Toutes les pertes dues aux éléments distribués peuvent être caractérisées par des résistances de pertes R inversement proportionnelles à Q , le facteur de qualité à vide. En conséquence, ces résistances sont paramétrées en fonction des couplages associés aux différents éléments distribués et insérées dans le circuit équivalent présenté sur la figure IV.25.

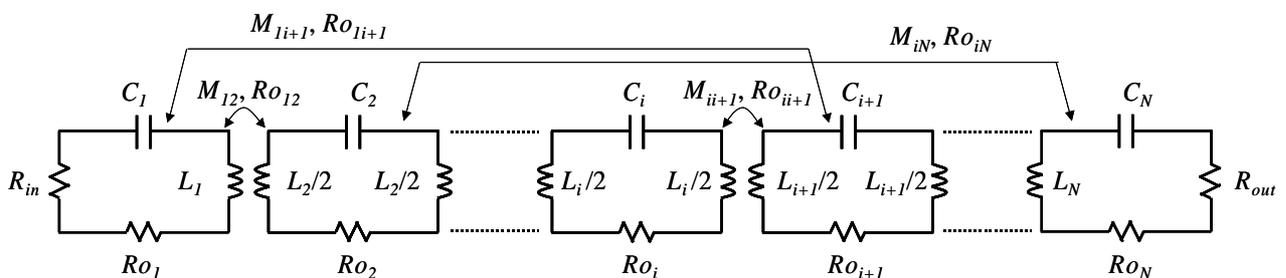


Figure IV.25 : Circuit équivalent avec pertes: $Ro_{ij} = 1/Q_{oij}$, $Ro_i = 1/Q_o + 1/Q_{oi}$ (+ $1/Q_{oi}$ if $i=1,N$)

Les figure IV.26 et IV.27 présentent respectivement les variations des résistances de pertes Ro_{ij} et Ro_{ii} normalisées par rapport à la résistance de perte de la cavité $Ro=1/Qo$ en fonction des coefficients de couplages par iris et par vis M_{ij} et des coefficients d'auto-couplage M_{ii} .

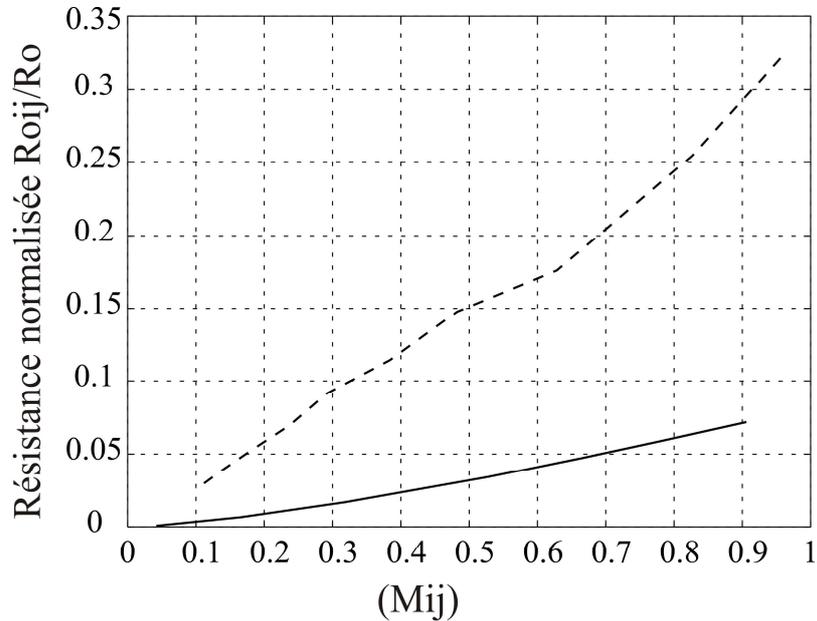


Figure IV.26: variation de la résistance de perte normalisée Ro_{ij}/Ro en fonction du coefficient de couplage M_{ij} : couplages par iris (---), couplages par vis (—)

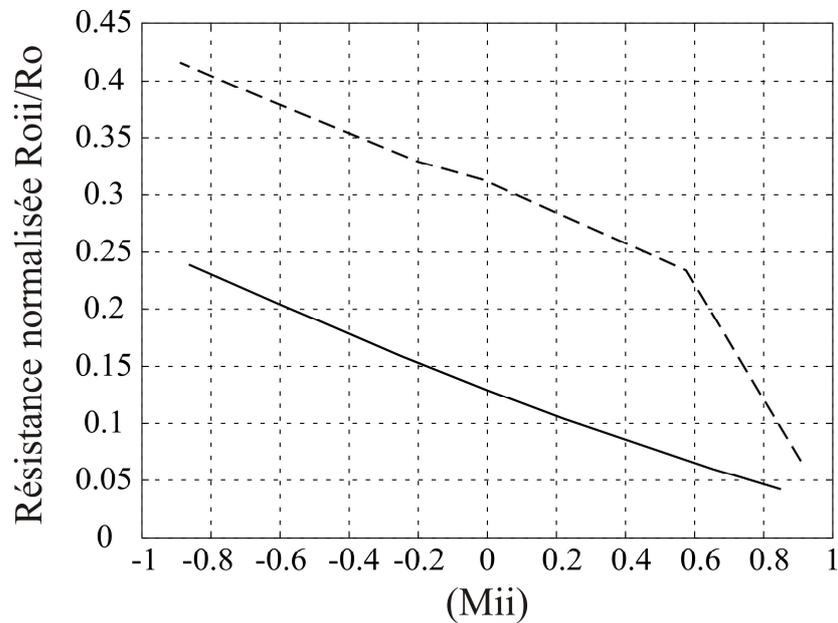


Figure IV.27: variation de la résistance de perte normalisée Ro_{ii}/Ro en fonction du coefficient d'auto-couplage M_{ii} : cavité initiale (—), cavité réduite (---)

On note que les pertes dues aux iris d'entrée/sortie et aux cavités sont les mêmes pour toutes les configurations car les résistances d'entrée/sortie sont égales dans toutes les solutions et on considère que toutes les fréquences étant réglées grâce au vis de réglage, les cavités ont toutes les mêmes dimensions. On remarque sur les figures précédentes que les pertes dues aux différents éléments distribués sont plus petites que celles des cavités. En outre, ces variations peuvent facilement être approchées par une équation linéaire.

Le circuit équivalent nous permet de tester toutes les solutions et de déterminer la meilleure solution en termes de perte d'insertion. Parmi les 66 solutions, les matrices de couplages M_M et M_P (tableau IV.1) correspondent respectivement aux configurations la meilleure et la pire en terme de perte d'insertion.

Tableau IV.1: Matrices de couplages M_M (1) et M_P (2)

$$R_{in} = R_{out} = 0.563$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	-0.115	0.252	0	-0.734	0	0	0	0	0	0	0
2	0.252	-0.882	0.201	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0.201	-0.378	0.272	0	0.257	0	0	0	0	0
4	-0.734	0	0.272	0.265	0.262	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0.262	-0.006	0.605	0	0.147	0	0	0
6	0	0	0.257	0	0.605	0.136	0.359	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0.359	-0.428	0.065	0	-0.437	0
8	0	0	0	0	0.147	0	0.065	0.778	0.170	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0.170	0.801	0.178	0
10	0	0	0	0	0	0	-0.437	0	0.178	0.144	0.776
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.776	-0.115

(1)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	-0.115	0.252	0	-0.734	0	0	0	0	0	0	0
2	0.252	0.706	0.416	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0.416	0.010	0.220	0	-0.536	0	0	0	0	0
4	-0.734	0	0.220	0.077	0.449	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0.449	-0.238	0.394	0	-0.460	0	0	0
6	0	0	-0.536	0	0.394	-0.158	0.508	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0.508	-0.098	0.447	0	0.211	0
8	0	0	0	0	-0.460	0	0.447	0.280	0.321	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0.321	-0.290	0.422	0
10	0	0	0	0	0	0	0.211	0	0.422	0.144	0.776
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.776	-0.115

(2)

En examinant les couplages dans les matrices M_M et M_P , on remarque que les couplages par iris (M_{23} , M_{14} , M_{45} , M_{36} ...) sont plus faibles dans la matrice M_M que dans la matrice M_P . Cette remarque est somme toute logique, les iris dissipant plus de puissance que les vis pour réaliser un même couplage.

Une autre solution, correspondant à une configuration intermédiaire M_I (tableau IV.2), est sélectionnée, pour valider dans la suite la méthode d'identification avec le circuit équivalent.

Tableau IV.2:Matrices de couplages M_I

$$R_{in} = R_{out} = 0.563$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	-0.115	0.339	0	0.699	0	0	0	0	0	0	0
2	0.339	-0.342	0.212	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0.212	-0.310	0.332	0	0.556	0	0	0	0	0
4	0.699	0	0.332	0.258	0.134	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0.134	0.613	0.066	0	-0.035	0	0	0
6	0	0	0.556	0	0.066	0.341	0.499	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0.499	-0.287	0.363	0	-0.269	0
8	0	0	0	0	-0.035	0	0.363	0.250	0.817	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0.817	-0.235	0.387	0
10	0	0	0	0	0	0	-0.269	0	0.387	0.144	0.776
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.776	-0.115

(3)

Les fonctions de transfert obtenues avec le circuit équivalent, considérant les matrices M_M , M_I et M_W et la matrice de couplage de la synthèse initiale [Len.1] sont comparées, dans la bande étroite, et présentées sur la figure IV.28.

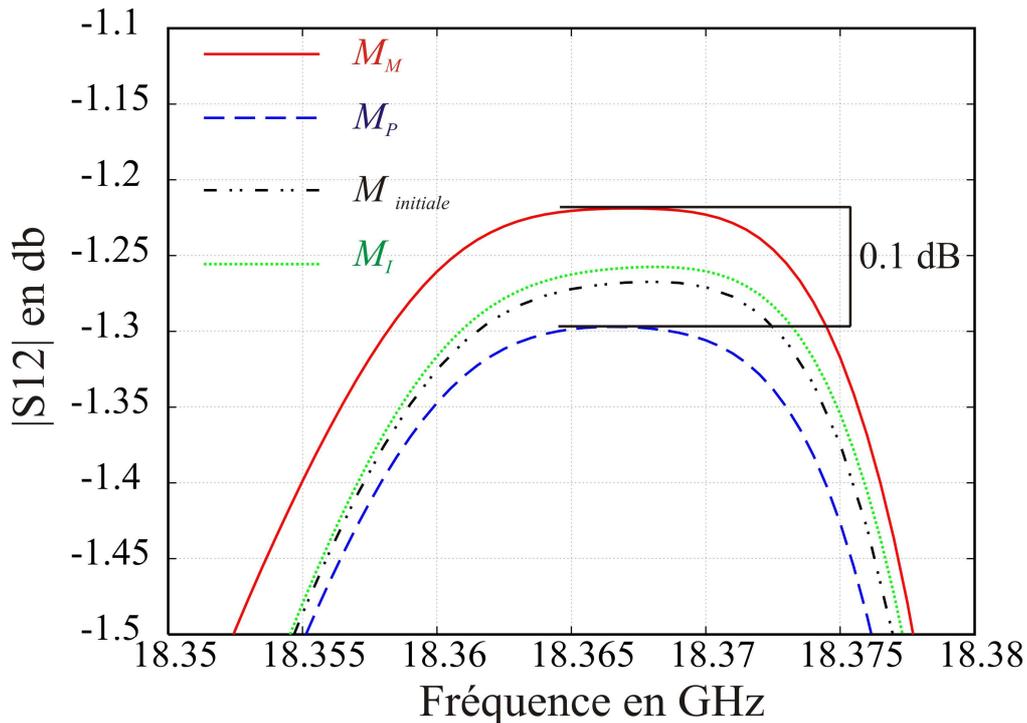


Figure IV.28 : Fonctions de transfert obtenues avec les circuit équivalents : M_M (—), M_P (---), synthèse initiale (-·-·-·-) et M_I (·····)

On constate que l'écart entre les pertes d'insertions de la meilleur (M_M) et la pire (M_P) solution dans la bande étroite est de 0.1 dB, ce qui n'est pas complètement négligeable pour des applications spatiales. La différence dans la bande la plus large est de 0.03 dB. On peut noter que la configuration de synthèse initiale est entre les deux configurations de M_M et M_P .

Pour généraliser l'approche, le circuit équivalent pourrait être utilisé pour étudier d'autres topologies obtenues par transformations orthogonales [Cam.1-2]. Une stratégie d'optimisation basée sur cette approche a été démontrée dans [Ern.1, Sen.1] pour réduire au minimum l'énergie stockée dans les filtres micro-ondes.

III.2. Conception du filtre à configuration minimale de pertes

Afin de valider notre approche et de valider la méthode d'identification avec le circuit équivalent, les trois modèles électromagnétiques correspondants aux configurations M_M , M_I et M_P sont conçus.

Les dimensions initiales des éléments distribués (iris entrée/sortie, iris de couplage, cavité, vis de réglage, vis de couplage) des modèles électromagnétiques correspondant aux configurations M_M , M_P et M_I sont déterminées en appliquant la méthode de synthèse des éléments distribués détaillée dans le paragraphe IV.1.2 du chapitre 2.

Ensuite les modèles sont dimensionnés et réglés en appliquant la procédure d'extraction de la matrice de couplage [Cam.1-2] et les règles détaillées dans le paragraphe IV.2.2 du chapitre 2.

Ainsi les figures IV.29, IV.30 et IV.31 présentent les fonctions de transmission et de réflexion des modèles électromagnétiques, correspondants respectivement aux configurations M_M , M_P et M_I . Les modèles sont analysés avec pertes en fixant la conductivité utilisée précédemment.

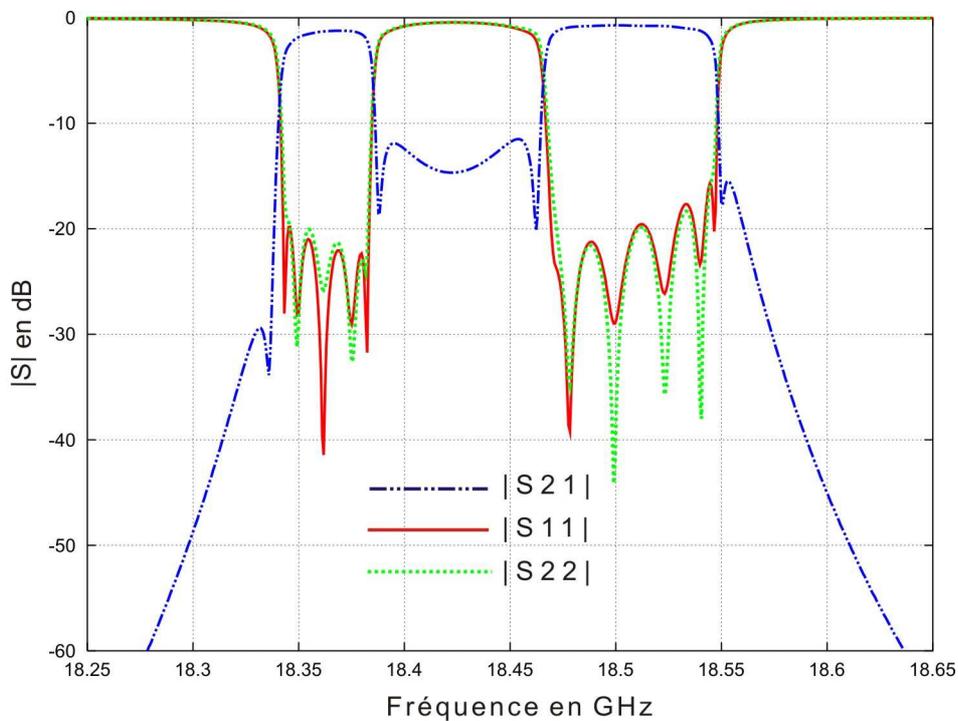


Figure IV.29 : Fonctions de transmission et de réflexion du modèle électromagnétique avec pertes correspondant à M_M .

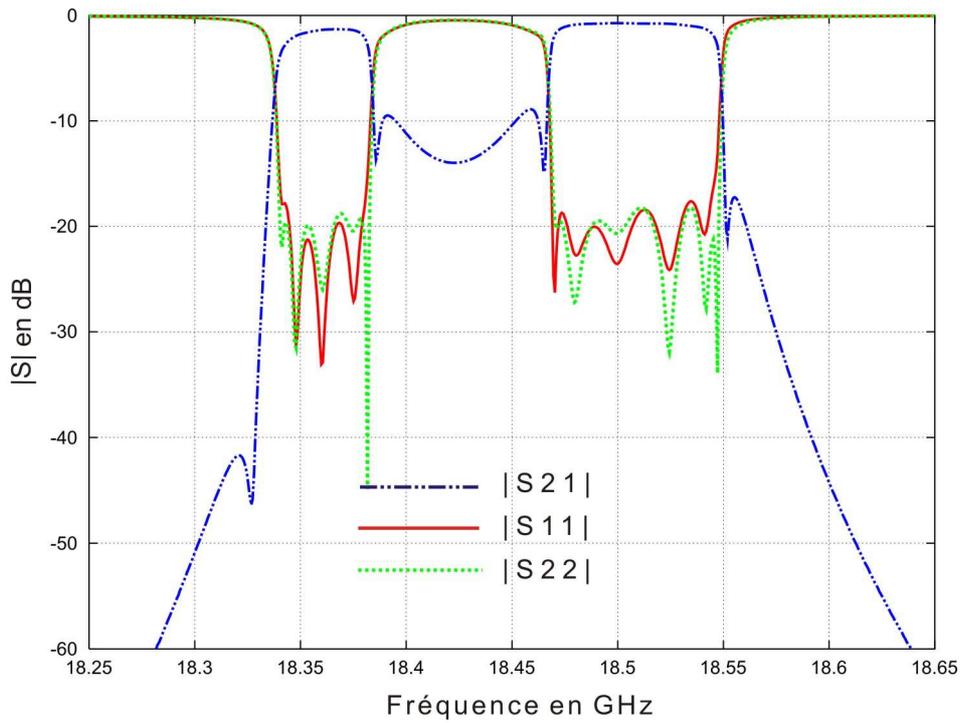


Figure IV.30 : Fonctions de transmission et de réflexion du modèle électromagnétique avec pertes correspondant à M_p .

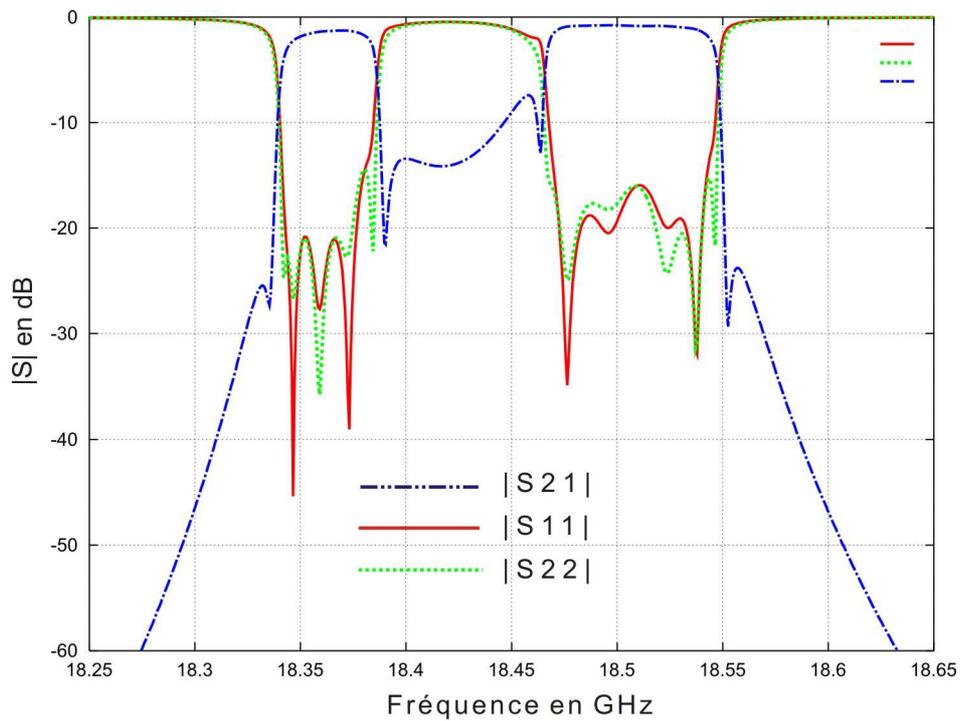


Figure IV.31 : Fonctions de transmission et de réflexion du modèle électromagnétique avec pertes correspondant à M_l .

La figure IV.32 présente la comparaison entre les fonctions de transfert des différents modèles électromagnétiques dans la bande passante la plus étroite. On constate que la différence entre les deux configurations M_M et M_P est toujours de 0.1 dB. Elle reste très inférieure, de l'ordre de 0.025, dans la seconde bande passante.

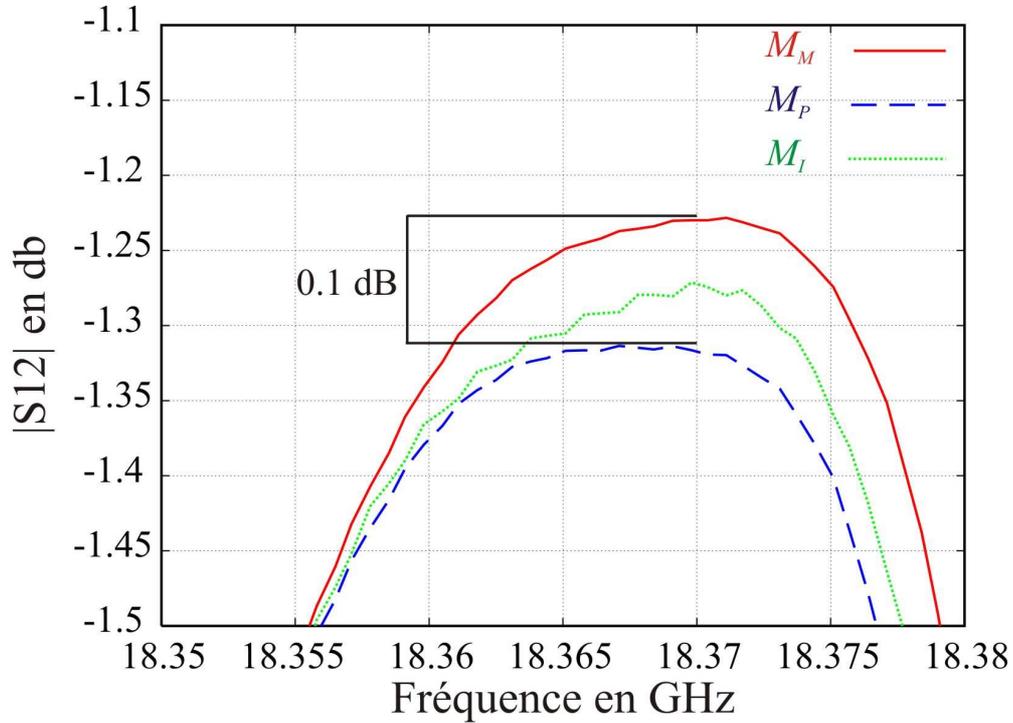


Figure IV.32 : Fonctions de transfert obtenues avec les modèles électromagnétiques :

M_M (—), M_P (---) et M_I (···).

Finalement, un très bon accord peut être constaté entre les résultats du circuit équivalent et des modèles électromagnétiques, permettant ainsi de valider notre approche.

Conclusion

Dans ce quatrième chapitre, une méthodologie et des outils sont proposés afin d'améliorer la synthèse et la conception des filtres à bande passante étroite, unique ou multiple, lorsque la synthèse peut aboutir à plusieurs topologies ou que la topologie choisie admet plusieurs matrices de couplage.

La méthodologie proposée nous permet de sélectionner, dans ce cas, la configuration qui est la plus adaptée en termes de pertes.

Cette méthodologie a été appliquée à la synthèse d'un filtre bi bande [Len.1] en cavités bi modes alignées.

Dans une première étape, les différents segments de ce dispositif ont été analysés par la méthode des éléments finis, afin d'évaluer les pertes dues aux différents éléments distribués de la structure. Cette étape a nécessité une estimation préalable de la conductivité métallique qu'il faut appliquer aux surfaces métalliques.

D'après cette étude, un circuit équivalent, incluant les pertes dues aux éléments distribués et paramétrés par rapport au couplage et au type d'élément, a permis d'identifier les configurations à minimum et maximum de pertes.

Notre approche a été validée par l'analyse électromagnétique de la meilleure et pire configuration, et d'une autre intermédiaire, en termes de pertes d'insertion. Les résultats montrent un bon accord entre le circuit équivalent incluant les pertes et le modèle électromagnétique.

Cependant, notre méthodologie n'a pas été vérifiée expérimentalement car il fallait fabriquer trois filtres avec des parois argentées. Le temps nécessaire pour la fabrication et le réglage de filtres nous a empêché d'effectuer une vérification expérimentale.

Cette méthodologie peut être utilisée pour d'autres technologies de résonateurs couplés et particulièrement quand la synthèse conduit à plusieurs configurations dans différentes architectures.

Références chapitre IV

[Cam.1]

R.J.Cameron, J.C.Faugère, F.Seyfert,

Coupling Matrix Synthesis for a New Class of Microwave Filter Configuration,
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Long Beach, Jun. 2005

[Cam.2]

R.J.Cameron,

General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
Vol. 47 (4), pp 433-442, Apr.1999

[Ern.1]

C.Ernst,, V.Postoyalko, R.Parry, I.Hunter 'Filter Topologies with

Minimum Peak Stored Energy', IEEE MTT-S International Microwave
Symposium Digest 1, pp 1631-1634, Phoenix, Jun. 2001

[Hon.1]

J-S.Hong and M.J.Lancaster,

Microstrip Filters for RF/Microwave Applications,
John Wiley & Sons, 2001.

[Kaj.1]

Kajfez, D.; Hwan, E.J.

Q-Factor Measurement with Network Analyzer
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 32, Issue 7, Date: Jul 1984, Pages: 666 – 670

[Kud.1]

Kudisia, C.; Cameron, R.; Tang, W.-C.

Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite
systems

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on
Volume 40, Issue 6, Date: Jun 1992, Pages: 1133 - 1149

[Len.1]

P.Lenoir, S.Bila, F.Seyfert, D.Baillargeat, S.Verdeyme,

Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent
network simplification,

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54 (7), pp 3090-3097, Jul. 2006

[Mat.1]

G.L.Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones,

Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures,
Artech House, Dedham, MA, 1980.

[Sen.1]

B.S.Senior, I.C.Hunter, V.Postoyalko, R.Parry, 'An Optimised Network
Topology to Minimise E-fields Occuring in Coaxial Resonator Filters,
32nd European Microwave Conference, Oct. 2002

[Tha.1]

H.L.Thal,
Microwave Filter Loss Mechanisms and Effects,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
Vol. 30 (9), pp1330-1334, Sep. 1982

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit sont axés sur la conception des filtres multi bandes hyperfréquences. Les études effectuées sont appliquées à la conception de dispositifs destinés à être embarqués dans les satellites de télécommunications.

Lors du *chapitre 1*, nous avons abordé le rôle des filtres au sein des systèmes de télécommunications hyperfréquences. Nous avons donné quelques exemples d'intégration dans les systèmes de télécommunications et décrit les principales technologies employées, en particulier pour la conception de filtres multi bandes. Par la suite, notre travail de thèse a été situé dans son contexte par la présentation des principales méthodes de synthèse associées à la conception des filtres hyperfréquences multi bandes. Nous avons présentés quelques exemples de filtres multi bandes planaires et volumiques trouvés dans la littérature et développés pour les terminaux mobiles, stations de base et charges utiles satellites.

Le chapitre 2 a été consacré à la présentation de généralités sur la synthèse des filtres hyperfréquences à résonateurs couplés et des différentes étapes de conception. Différentes approches pour la génération des fonctions de filtrages mono bandes et multi bandes qui constituent la première étape de conception ont été présentées. La synthèse d'un circuit équivalent en éléments localisés, qui constitue la deuxième étape de conception, a été ensuite détaillée. Le dimensionnement du filtre en éléments distribués a finalement été illustré par la synthèse électromagnétique et le réglage par identification d'un filtre mono bande en cavités métalliques.

Le chapitre 3 a été consacré aux aspects plus pratiques de la conception électromagnétique et du réglage de maquettes. Deux filtres à double bande passante, à fonctions de transfert dissymétriques en bande X, ont été conçus et réalisés l'un en cavités monomodes rectangulaires et l'autre en cavités bi-modes cylindriques alignées. Un troisième filtre à triple bande passante, à fonction de transfert symétrique en bande X, a été conçu et réalisé en cavités monomodes rectangulaires. Les trois filtres ont été usinés en laiton, puis assemblés et testés afin de valider les conceptions.

Les conceptions électromagnétiques et les réalisations expérimentales effectuées au cours de ce travail ont nécessité le développement de méthode de suivi de la solution réglée. Les méthodes développées et ainsi validées sont applicables au réglage de filtres admettant plusieurs solutions dans la même topologie.

Enfin, dans *le quatrième chapitre*, une méthodologie de conception des filtres hyperfréquences multi bandes à pertes d'insertion minimales a été développée et mise en place. Cette méthodologie nous permet de sélectionner, dans le cas où la synthèse aboutit à plusieurs solutions pour réaliser la même fonction de transfert, la configuration qui est la plus adaptée en terme de pertes. Pour cela, l'évaluation des pertes dues aux différents éléments distribués de la structure a été présentée. Ces pertes ont été alors insérées sous la forme de résistances dans un circuit équivalent Ce circuit nous a permis de comparer les différentes solutions, et nous avons sélectionné deux solutions correspondant au minimum et maximum de pertes d'insertion. Cette méthodologie a été validée par l'analyse des deux configurations et d'une autre, intermédiaire. Les résultats ont montré un bon accord entre le circuit équivalent avec pertes et notre approche.

Cette méthode d'optimisation offre des perspectives d'études plus larges. L'objectif principale recherché était de sélectionner, parmi plusieurs configurations dans une même topologie, celle qui est la plus adaptée en termes de pertes. De nouvelles topologies peuvent être exploitées afin de minimiser encore les pertes des filtres multi bandes.

Pour conclure, les travaux réalisés au cours de cette thèse ont ainsi permis d'apporter de nouvelles solutions dans le cadre de la conception de filtres multi bandes et ont mis en évidence la nécessité et l'efficacité des méthodes d'optimisation électromagnétique dans le processus de conception, et particulièrement quand la synthèse exhaustive conduit à plusieurs configurations. Un ensemble d'outils et de méthodologies d'application de ces outils ont été développés pour des technologies de filtres compatibles avec des applications spatiales.

PERSPECTIVES

Perspectives : étude d'une topologie transverse pour minimiser les pertes des filtres multi bandes à résonateurs couplés

Quelques perspectives de recherche autour des méthodologies de conception de filtres multi bandes s'ouvrent à la suite de ce travail de thèse. En effet, de nouvelles architectures restent à étudier pour réduire les pertes des filtres multi bandes.

Une perspective consiste à étudier une topologie transverse pour laquelle chaque branche est dédiée à une bande passante du filtre. Chaque branche est alors constituée de résonateurs dont les fréquences de résonance sont placées dans la même bande passante. En privilégiant une branche du filtre par bande passante, on espère ainsi diminuer les pertes globales, l'énergie transmise ne transitant que dans une partie des résonateurs du filtre à une fréquence donnée.

L'approche permettant de vérifier cette hypothèse, consiste alors à comparer les pertes de deux filtres multi bandes ayant les mêmes caractéristiques électriques, réalisés d'une part avec une topologie (classique) en ligne et d'autre part avec la topologie transverse à 2 branches proposée.

La fonction de transfert bi bande 4 pôles 2 zéros de la figure 1 peut être réalisée grâce à la topologie de couplage classique présentée sur la figure 2.

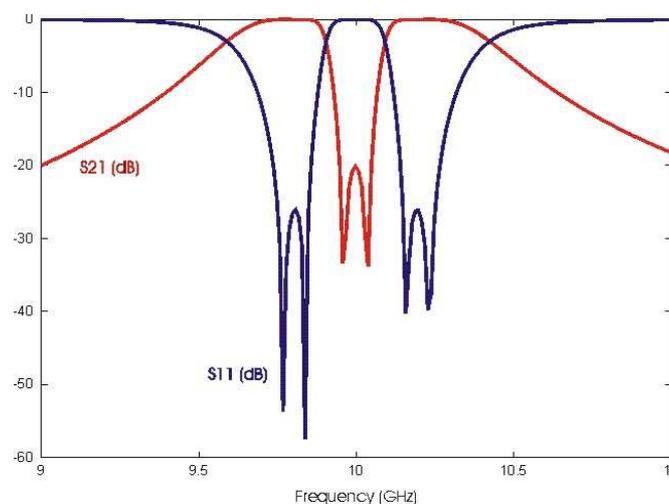


Figure 1 : Fonction de transfert bi bande à 4 pôles, 2 zéros

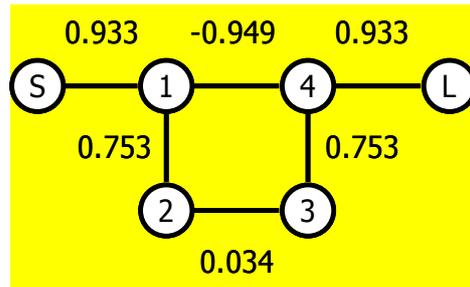


Figure 2 : Topologie de couplage en ligne réalisant la fonction de transfert

Une topologie de couplage transverse, présentée sur la figure 3 et réalisant la même fonction de transfert, peut être obtenue en appliquant une séquence de transformations orthogonales [1]. Cependant la topologie ainsi obtenue possède tous ses résonateurs à la même fréquence.

Pour obtenir des branches dont les résonateurs fonctionnent dans une bande particulière, une solution consiste à introduire des couplages supplémentaires tout en désynchronisant les résonateurs comme montrés sur la topologie de la figure 4.

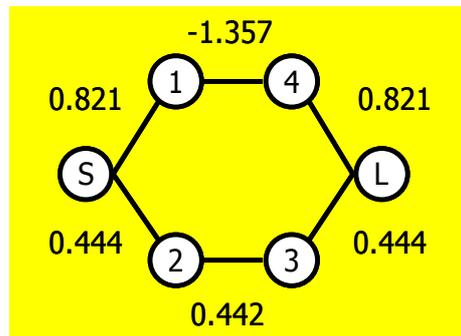


Figure 3 : Topologie transverse réalisant la fonction de transfert

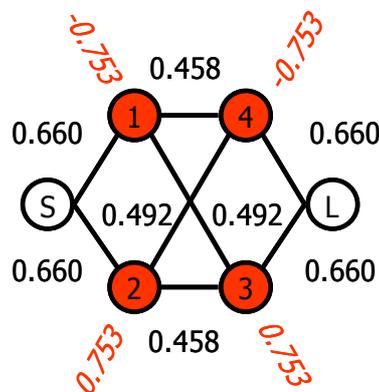


Figure 4 : Topologie transverse proposée pour réaliser la fonction de transfert

Les perspectives sont donc d'évaluer les performances électriques pour chacune des architectures à l'aide de modèles électromagnétiques et de généraliser l'approche.

Références :

[1] Richard Cameron, *Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 51 (1), pp. 1-10, 2003

[2] Smain Amari, *Design of Dual-Mode Dual-Band Filters With Reduced Sensitivity* Workshop on Design and Implementation Techniques for Multiband Filters, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, IMS 2008, Atlanta, Georgie, USA

ANNEXES

Annexe 1

Les ondes b_i et a_i sont reliées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1})$$

On définit les entrées (a_1, a_2) et les sorties (b_1, b_2) du système comme suivant :

$$a_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} I_1 \right)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} - \sqrt{R_1} I_1 \right) \quad (\text{A1.2})$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_2}} + \sqrt{R_2} I_2 \right)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_2}} - \sqrt{R_2} I_2 \right)$$

Pour simplifier, ces quantités peuvent être interprétées comme les racines carrées des puissances disponibles, transmises et réfléchies.

On calcule ou on mesure les paramètres S en chargeant le quadripôle par les résistances du référentiel de façon à annuler toutes les ondes entrantes sauf une.

Si on résout :

$$b = Sa$$

On peut définir les paramètres S comme suivant :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{A1.3})$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} - \sqrt{R_1} I_1 \right)}{\frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} I_1 \right)} = \frac{V_1 - I_1 R_1}{V_1 + I_1 R_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - R_1}{\frac{V_1}{I_1} + R_1} = \frac{Z_{in1} - R_1}{Z_{in1} + R_1} \quad (\text{A1.4})$$

et

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_2}} - \sqrt{R_2} I_2 \right)}{\frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_2}} + \sqrt{R_2} I_2 \right)} = \frac{V_2 - I_2 R_2}{V_2 + I_2 R_2} = \frac{\frac{V_2}{I_2} - R_2}{\frac{V_2}{I_2} + R_2} = \frac{Z_{in2} - R_2}{Z_{in2} + R_2} \quad (\text{A1.5})$$

où Z_{in1} est l'impédance vue à l'entrée lorsque la sortie est chargée par R_2 et Z_{in2} est l'impédance vue à la sortie lorsque l'entrée est chargée par R_1 .

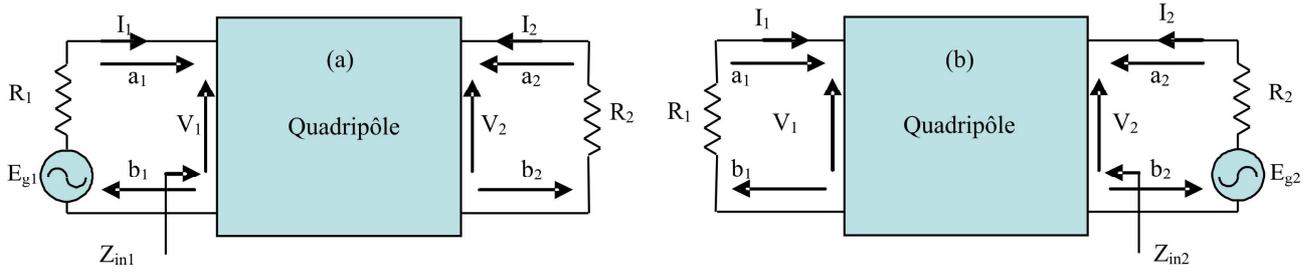


Figure A1.1 : schéma du quadripôle alimenté par l'accès 1 (a)- par l'accès 2 (b)

$$a_2 = 0 \Rightarrow V_2 = -I_2 R_2 \quad (\text{A1.6})$$

$$V_1 = E_{g1} - I_1 R_1 \quad (\text{A1.7})$$

$$\Rightarrow b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_2}} - \sqrt{R_2} I_2 \right) = \frac{V_2}{\sqrt{R_2}} \quad (\text{A1.8})$$

et

$$a_1 = \frac{E_{g1}}{2\sqrt{R_1}} \quad (\text{A1.9})$$

$$\Rightarrow S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{R_2}} - \sqrt{R_2} I_2 \right)}{\frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{R_1}} + \sqrt{R_1} I_1 \right)} = \frac{\frac{V_2}{\sqrt{R_2}}}{\frac{E_{g1}}{2\sqrt{R_1}}} = \frac{2V_2}{E_{g1}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (\text{A1.10})$$

Annexe 2

Rin=Rout=0.5673

Sol(1):

-0.1199	0.2176	0.0000	0.7658	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.2176	-0.1900	0.2828	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.2828	0.4408	0.0722	-0.0000	-0.3247	0.0000	0.0000	-0.0000
0.7658	-0.0000	0.0722	0.1776	-0.4737	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	-0.0000	-0.4737	-0.3706	-0.2373	-0.0000	-0.5489	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.3247	-0.0000	-0.2373	-0.3498	-0.4679	0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.4679	0.1501	-0.1401	-0.7961
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.5489	0.0000	-0.1401	0.6031	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(2):

-0.1199	0.2310	0.0000	0.7619	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
0.2310	-0.2187	0.2554	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
0.0000	0.2554	0.5321	-0.1867	-0.0000	-0.5174	-0.0000	-0.0000	0.0000
0.7619	-0.0000	-0.1867	0.1840	0.4846	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.4846	-0.4174	0.2350	0.0000	0.3080	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.5174	-0.0000	0.2350	-0.3083	-0.4776	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.4776	0.1501	0.1020	-0.7961
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.3080	-0.0000	0.1020	0.5393	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(3):

-0.1199	-0.2562	-0.0000	-0.7538	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.2562	0.3484	0.3120	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	0.3120	0.1224	-0.4899	-0.0000	-0.1437	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.7538	0.0000	-0.4899	0.1272	0.3371	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	-0.0000	0.3371	-0.5448	0.3016	-0.0000	-0.2382	0.0000
0.0000	-0.0000	-0.1437	-0.0000	0.3016	0.7244	0.1978	-0.0000	0.0000
0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.1978	0.1501	-0.4466	-0.7961
-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.2382	0.0000	-0.4466	-0.4666	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(4):

-0.1199	-0.2767	-0.0000	0.7465	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.2767	0.7106	-0.1843	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	-0.1843	0.2631	0.1290	0.0000	0.5113	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.7465	0.0000	0.1290	0.0732	0.4282	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	0.4282	-0.5340	-0.0049	0.0000	0.2334	-0.0000
-0.0000	0.0000	0.5113	-0.0000	-0.0049	0.3712	-0.2761	-0.0000	-0.0000
0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.2761	0.1501	-0.4029	-0.7961
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.2334	0.0000	-0.4029	-0.5730	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(5):

-0.1199	-0.3112	0.0000	0.7328	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.3112	0.7336	0.1490	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.1490	0.4888	-0.0230	-0.0000	-0.5943	-0.0000	0.0000	0.0000
0.7328	0.0000	-0.0230	0.0449	0.4490	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0000	0.0000	0.4490	-0.4418	0.2823	0.0000	-0.0624	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.5943	-0.0000	0.2823	-0.2848	-0.4245	0.0000	-0.0000
0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.4245	0.1501	-0.2415	-0.7961
-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0624	0.0000	-0.2415	-0.2298	0.0000
-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.7961	0.0000	-0.1199

Sol(6):

-0.1199	-0.3352	0.0000	0.7221	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.3352	-0.4107	0.6448	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.6448	0.4029	-0.1073	0.0000	0.4839	-0.0000	0.0000	0.0000
0.7221	-0.0000	-0.1073	0.2710	0.2055	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.2055	-0.1334	0.1583	0.0000	-0.3090	-0.0000
0.0000	-0.0000	0.4839	0.0000	0.1583	-0.3238	0.4727	0.0000	0.0000
0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.4727	0.1501	-0.1229	-0.7961
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.3090	-0.0000	-0.1229	0.5051	0.0000
-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.7961	0.0000	-0.1199

Sol(7):

-0.1199	0.3901	0.0000	0.6940	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
0.3901	-0.4038	-0.2090	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
0.0000	-0.2090	-0.5812	-0.2650	0.0000	-0.2496	-0.0000	-0.0000	0.0000
0.6940	-0.0000	-0.2650	0.3252	0.2001	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0000	0.0000	0.2001	0.7316	0.2860	0.0000	-0.1062	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.2496	-0.0000	0.2860	-0.4467	-0.4490	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.4490	0.1501	0.1922	-0.7961
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.1062	0.0000	0.1922	0.6859	0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.7961	0.0000	-0.1199

Sol(8):

-0.1199	0.4206	-0.0000	-0.6760	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
0.4206	-0.2847	0.6415	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.6415	0.3289	-0.0797	-0.0000	-0.4671	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.6760	-0.0000	-0.0797	0.3185	-0.0052	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0052	0.5118	-0.3715	-0.0000	0.2717	-0.0000
0.0000	0.0000	-0.4671	-0.0000	-0.3715	-0.3896	-0.3283	-0.0000	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.3283	0.1501	0.3616	0.7961
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.2717	-0.0000	0.3616	-0.1739	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(9):

-0.1199	0.4378	-0.0000	-0.6650	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.4378	-0.5013	0.4495	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.4495	0.1585	0.0925	-0.0000	-0.5341	0.0000	0.0000	0.0000
-0.6650	-0.0000	0.0925	0.4325	-0.1919	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.1919	0.7238	-0.2850	0.0000	0.2014	-0.0000
0.0000	0.0000	-0.5341	-0.0000	-0.2850	-0.3144	0.3965	-0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.3965	0.1501	-0.2851	-0.7961
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.2014	-0.0000	-0.2851	-0.1881	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(10):

-0.1199	0.4964	-0.0000	0.6224	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.4964	0.3280	-0.1559	0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.1559	0.0270	0.7196	-0.0000	0.3312	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.6224	-0.0000	0.7196	0.0370	0.0551	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0551	0.4639	0.5353	0.0000	0.1854	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.3312	-0.0000	0.5353	-0.3246	-0.3416	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.3416	0.1501	-0.3490	-0.7961
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.1854	0.0000	-0.3490	-0.2203	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(11):

-0.1199	0.5036	-0.0000	-0.6166	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
0.5036	-0.0933	0.7238	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.7238	0.1689	0.0153	-0.0000	-0.3965	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.6166	-0.0000	0.0153	0.3125	-0.0124	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0124	0.4656	-0.4980	-0.0000	0.1832	-0.0000
0.0000	0.0000	-0.3965	-0.0000	-0.4980	-0.3244	-0.3453	0.0000	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.3453	0.1501	0.3454	0.7961
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.1832	0.0000	0.3454	-0.2183	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(12):

-0.1199	0.5715	-0.0000	0.5543	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
0.5715	0.3165	-0.0750	0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0750	0.0900	0.7237	0.0000	0.3123	0.0000	0.0000	-0.0000
0.5543	-0.0000	0.7237	-0.0267	-0.1168	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	-0.1168	0.5359	-0.3942	-0.0000	0.3254	0.0000
-0.0000	-0.0000	0.3123	-0.0000	-0.3942	-0.4573	-0.3089	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.3089	0.1501	0.3783	-0.7961
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.3254	0.0000	0.3783	-0.1473	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.7961	0.0000	-0.1199

Sol(13):

-0.1199	-0.5900	-0.0000	-0.5345	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.5900	0.3142	0.0490	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	0.0490	0.2348	-0.6212	0.0000	0.0246	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.5345	-0.0000	-0.6212	-0.0497	-0.3673	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.3673	-0.1674	0.2702	-0.0000	0.6214	-0.0000
-0.0000	0.0000	0.0246	0.0000	0.2702	-0.3848	0.4499	0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.4499	0.1501	0.1901	0.7961
-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.6214	-0.0000	0.1901	0.3640	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(14):

-0.1199	0.5999	0.0000	0.5234	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.5999	0.3134	-0.0381	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	-0.0381	0.2496	0.5983	0.0000	-0.0421	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.5234	-0.0000	0.5983	-0.0644	0.4039	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.4039	-0.0874	0.6505	0.0000	0.2793	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0421	-0.0000	0.6505	0.2679	-0.1905	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.1905	0.1501	-0.4497	-0.7961
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.2793	-0.0000	-0.4497	-0.3681	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(15):

-0.1199	0.6265	0.0000	-0.4913	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.6265	0.3122	-0.0125	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	-0.0125	0.4376	-0.0649	0.0000	-0.5141	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.4913	0.0000	-0.0649	-0.1133	0.7155	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	-0.0000	0.7155	0.1860	-0.4307	-0.0000	0.1223	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.5141	0.0000	-0.4307	-0.2832	-0.4327	0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.4327	0.1501	-0.2265	-0.7961
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.1223	0.0000	-0.2265	-0.2282	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.7961	0.0000	-0.1199

Sol(16):

-0.1199	0.6295	0.0000	0.4874	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.6295	0.3088	0.0459	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0459	-0.3901	-0.2757	0.0000	0.2320	-0.0000	0.0000	0.0000
0.4874	0.0000	-0.2757	-0.1146	0.6910	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.6910	0.2703	-0.1916	0.0000	0.1588	-0.0000
0.0000	0.0000	0.2320	0.0000	-0.1916	-0.4842	0.4431	-0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.4431	0.1501	-0.2053	-0.7961
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.1588	-0.0000	-0.2053	0.7208	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(17):

-0.1199	0.6642	-0.0000	0.4390	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
0.6642	0.3149	0.0581	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0581	0.2818	0.6671	-0.0000	0.5048	-0.0000	-0.0000	-0.0000
0.4390	-0.0000	0.6671	-0.2269	-0.1012	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.1012	0.4775	0.4081	0.0000	0.1775	0.0000
-0.0000	-0.0000	0.5048	-0.0000	0.4081	-0.3215	0.3557	0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.3557	0.1501	0.3347	0.7961
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.1775	0.0000	0.3347	-0.2148	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.7961	0.0000	-0.1199

Sol(18):

-0.1199	0.6796	-0.0000	-0.4147	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.6796	0.3203	0.0878	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.0878	0.3429	-0.6255	-0.0000	-0.4954	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.4147	-0.0000	-0.6255	-0.3068	0.0263	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	0.0000	0.0000	0.0263	0.5109	-0.3542	-0.0000	0.2633	0.0000
0.0000	0.0000	-0.4954	-0.0000	-0.3542	-0.3800	0.3336	-0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.3336	0.1501	-0.3567	-0.7961
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.2633	0.0000	-0.3567	-0.1763	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.7961	0.0000	-0.1199

Sol(19):

-0.1199	0.6912	0.0000	0.3950	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.6912	-0.0271	-0.4882	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	-0.4882	-0.3552	0.1129	0.0000	0.3140	-0.0000	-0.0000	0.0000
0.3950	0.0000	0.1129	0.6929	0.1689	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.1689	0.5314	-0.5487	0.0000	0.1384	-0.0000
0.0000	0.0000	0.3140	0.0000	-0.5487	-0.3066	0.3692	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.3692	0.1501	-0.3197	-0.7961
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.1384	-0.0000	-0.3197	-0.2243	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(20):

-0.1199	0.7053	0.0000	0.3694	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.7053	0.2089	0.2450	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.2450	-0.2383	0.2430	0.0000	0.0681	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.3694	-0.0000	0.2430	-0.0639	-0.7379	0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	-0.7379	0.1616	0.1424	-0.0000	-0.3778	0.0000
0.0000	0.0000	0.0681	0.0000	0.1424	0.6728	0.1853	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	0.1853	0.1501	-0.4519	-0.7961
-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.3778	0.0000	-0.4519	-0.4300	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	-0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(21):

-0.1199	-0.7351	-0.0000	0.3057	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.7351	0.2459	-0.3170	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	-0.3170	0.0042	0.2324	0.0000	-0.4300	-0.0000	-0.0000	-0.0000
0.3057	-0.0000	0.2324	-0.4036	0.5185	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	-0.0000	0.0000	0.5185	0.2832	-0.1405	-0.0000	0.5367	-0.0000
0.0000	-0.0000	-0.4300	0.0000	-0.1405	0.4639	-0.0600	0.0000	0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0600	0.1501	0.4847	0.7961
-0.0000	0.0000	0.0000	-0.0000	0.5367	0.0000	0.4847	-0.2826	-0.0000
-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.7961	-0.0000	-0.1199

Sol(22):

-0.1199	0.7417	-0.0000	-0.2893	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
0.7417	0.1652	0.3149	0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.0000	0.3149	-0.3041	-0.3626	-0.0000	-0.1020	-0.0000	-0.0000	-0.0000
-0.2893	0.0000	-0.3626	0.0510	-0.6530	-0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	-0.6530	0.1537	-0.3472	-0.0000	0.1496	-0.0000
0.0000	0.0000	-0.1020	-0.0000	-0.3472	-0.4403	-0.4503	-0.0000	0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	-0.4503	0.1501	0.1892	0.7961
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	0.1496	0.0000	0.1892	0.6855	-0.0000
-0.0000	-0.0000	-0.0000	0.0000	-0.0000	0.0000	0.7961	-0.0000	-0.1199

Annexe 3

Le circuit équivalent employé pour la modélisation du couplage magnétique entre résonateurs est présenté sur la figure A3-a. En introduisant un court circuit (mur électrique) ou un circuit ouvert (mur magnétique) dans le plan de symétrie, le circuit équivalent se transforme aux circuits représentés respectivement sur les figures A3-b et A3-c.

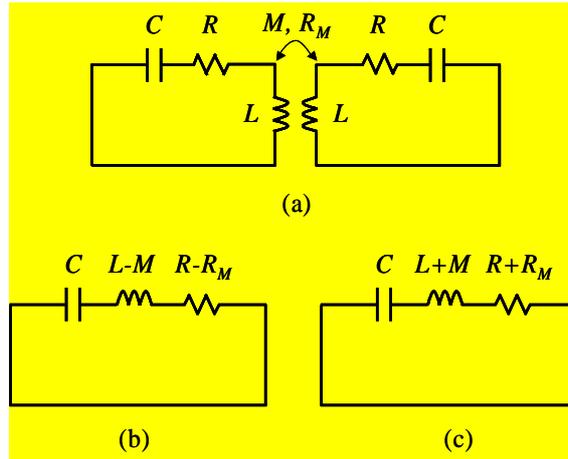


Fig. A3 (a) Circuit équivalent des résonateurs couplés,
 (b) Circuit équivalent en introduisant un court circuit (mur électrique),
 (c) Circuit équivalent en introduisant un circuit ouvert (mur magnétique)

Les impédances des circuits présentés sur les figures A3-b et A3-c sont respectivement :

$$\begin{aligned}
 Z_e &= R - R_M + j\omega \left(L - M - \left(\frac{1}{C \cdot \omega} \right) \right) \\
 &= 2\pi f o_e (L - M) \left(\frac{1}{Q o_e} + j \left(\frac{f}{f o_e} - \frac{f o_e}{f} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{A3-a}$$

$$\begin{aligned}
 Z_m &= R + R_M + j\omega \left(L + M - \left(\frac{1}{C \cdot \omega} \right) \right) \\
 &= 2\pi f o_m (L + M) \left(\frac{1}{Q o_m} + j \left(\frac{f}{f o_m} - \frac{f o_m}{f} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{A3-b}$$

avec $\omega = 2 \pi f$

et

$$fo_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-M).C}} \quad (\text{A3-c})$$

$$fo_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+M).C}} \quad (\text{A3-d})$$

$$Qo_e = 2\pi \frac{L-M}{R-R_M} fo_e \quad (\text{A3-e})$$

$$Qo_m = 2\pi \frac{L+M}{R+R_M} fo_m \quad (\text{A3-f})$$

En résolvant les équations A3-a et A3-b, les fréquences de résonance complexes suivantes sont obtenues :

$$fo_e^* = \frac{\omega o_e^*}{2\pi} = fo_e \left(\sqrt{\frac{4Qo_e^2 - 1}{4Qo_e^2}} + \frac{j}{Qo_e} \right) \approx fo_e \left(1 + \frac{j}{Qo_e} \right) \quad (\text{A3-g})$$

$$fo_m^* = \frac{\omega o_m^*}{2\pi} = fo_m \left(\sqrt{\frac{4Qo_m^2 - 1}{4Qo_m^2}} + \frac{j}{Qo_m} \right) \approx fo_m \left(1 + \frac{j}{Qo_m} \right) \quad (\text{A3-h})$$

En imposant successivement la condition d'un court circuit électrique puis magnétique au plan de symétrie dans la structure, les fréquences de résonances (fo_e et fo_m) et les facteurs de qualité à vide (Qo_e et Qo_m) peuvent être calculés.

Maintenant, en supposant que les résistances R et R_M dans le circuit équivalent donné sur la figure A3-a sont données par Qo et Qo_{ij} , qui sont calibrés par rapport à l'énergie stockée dans un résonateur unique ($L.\omega$), on note:

$$Qo = 2\pi \frac{L}{R} fo \quad (\text{A3-i})$$

$$Qo_{ij} = 2\pi \frac{L}{R_M} fo \quad (\text{A3-j})$$

$$\text{avec } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$$

En combinant les équations (A3-e) et (A3-f) on trouve que:

$$R - R_M = 2\pi(L - M) \frac{f_{0e}}{Q_{0e}} = 2\pi \left(\frac{L.f_0}{Q_0} - \frac{L.f_0}{Q_{0ij}} \right) \quad (\text{A3-k})$$

$$R + R_M = 2\pi(L + M) \frac{f_{0m}}{Q_{0m}} = 2\pi \left(\frac{L.f_0}{Q_0} + \frac{L.f_0}{Q_{0ij}} \right) \quad (\text{A3-l})$$

En introduisant la formule[1] du coefficient de couplage K_{ij} ,

$$K_{ij} = \frac{f_{0e}^2 - f_{0m}^2}{f_{0e}^2 + f_{0m}^2} = \frac{M}{L} \quad (\text{A3-m})$$

les équations A3-k et A3-l se transforment en :

$$(1 - K_{ij}) \frac{f_{0e}}{Q_{0e}} = f_0 \left(\frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_{0ij}} \right) \quad (\text{A3-n})$$

$$(1 + K_{ij}) \frac{f_{0m}}{Q_{0m}} = f_0 \left(\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{0ij}} \right) \quad (\text{A3-o})$$

En combinant les équations A3-n et A3-o on peut trouver que :

$$Q_{0ij} = Q_0 \left(\frac{(1 + K_{ij}) Q_{0e} / f_{0e} + (1 - K_{ij}) Q_{0m} / f_{0m}}{(1 + K_{ij}) Q_{0e} / f_{0e} - (1 - K_{ij}) Q_{0m} / f_{0m}} \right) \quad (\text{A3-p})$$

Sachant que : $K_{ij} \ll 1$,

on obtient :

$$Q_{0ij} = Q_0 \left(\frac{Q_{0e} / f_{0e} + Q_{0m} / f_{0m}}{Q_{0e} / f_{0e} - Q_{0m} / f_{0m}} \right) \quad (\text{A3-q})$$

La formule A3-q peut être utilisée pour caractériser les pertes dues aux éléments de couplages, à partir des fréquences de résonances (f_{o_e} et f_{o_m}) et les facteurs de qualité à vide (Q_{o_e} et Q_{o_m}) obtenues avec l'analyse électromagnétique du modèle distribué.

Références

- [1]
J-S.Hong and M.J.Lancaster,
Microstrip Filters for RF/Microwave Applications,
John Wiley & Sons, 2001.
-

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

Publications dans des revues internationales

NASSER Abdallah, BILA Stéphane, VERDEYME Serge, SEYFERT F.

« *Improved Synthesis for the Design of Microwave Filters with a Minimum Insertion-Loss Configuration* »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Jan. 2008

Volume 56, Issue 9, Page(s): 2086-2094

LUNOT V., SEYFERT F., BILA Stéphane, NASSER Abdallah

« *Certified Computation of Optimal Multiband Filtering Function* »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Jan. 2008

Volume 56, Issue 1, Page(s):105-112

Publications dans des congrès internationaux

NASSER Abdallah, LUNOT V., BILA Stéphane, BAILLARGEAT Dominique, VERDEYME Serge, SEYFERT F.

« *Design of Multi-band Filters In Waveguide Technology for Space Applications* »

Workshop on Design and Implementation Techniques for Multi-band Filters, IEEE MTT-S

International Microwave Symposium,

Atlanta, Georgie, USA, IMS 15-20 June 2008.

LUNOT V., SEYFERT F., LENOIR Philippe, NASSER Abdallah, BILA Stéphane, VERDEYME Serge

« *Synthesis and design of multi-band band-pass filters for space applications* »

International Workshop on Microwave Filters,

CNES, 16-18 October 2006, Toulouse

Publications dans des congrès nationaux

NASSER Abdallah, BILA Stéphane, VERDEYME Serge, SEYFERT F.

« *Mise au point d'une méthodologie de synthèse des filtres hyperfréquences à pertes d'insertion minimales* »

16^{èmes} Journées Nationales Microondes,

Europole Grenoble Centre de Congrès, 27-29 Mai 2009

NASSER Abdallah, BILA Stéphane, VERDEYME Serge, LUNOT V., SEYFERT F.

« *Synthèse Et Conception De Filtres Multi bandes à cavités couplées* »

GDR ONDES, 21-23 Novembre 2007, Pessac

NASSER Abdallah, LUNOT V., SEYFERT F., BILA Stéphane, VERDEYME Serge

« *Synthèse Et Conception De Filtres Multi bandes* »

15^{èmes} Journées Nationales Microondes,

Toulouse, Centre de Congrès Pierre Baudis, 23-25 Mai 2007

RESUME

Ce travail de thèse concerne le développement de méthodologies de synthèse pour la conception optimale de filtres hyperfréquences, plus particulièrement pour la réalisation de filtres multi bandes à résonateurs couplés.

Le premier chapitre présente le rôle et l'intégration des filtres hyperfréquences au sein des systèmes de télécommunications ainsi que les principales technologies employées, en particulier pour les dispositifs multi bandes. Dans le deuxième chapitre un état de l'art de la conception des filtres hyperfréquences à résonateurs couplés est présenté. En particulier, ce chapitre présente différentes approches de la génération des fonctions de filtrages multi bandes au dimensionnement du filtre hyperfréquence. Le troisième chapitre présente l'implémentation de divers filtres multi bandes pour des applications spatiales. Enfin, le quatrième chapitre présente une méthodologie de conception permettant d'obtenir une configuration à pertes d'insertion minimales.

The PHD thesis concerns the development of synthesis methodologies for optimal design of microwave filters, especially for the design of multi-band coupled resonator filters.

The first chapter describes the role and the integration of microwave filters in telecommunication systems and the main technologies used, especially for multi-band devices. In the second chapter a state of the art of designing microwave coupled resonator filters is presented. In particular, this chapter presents different approaches for generating multi-band filtering functions. The third chapter presents the design and implementation of multi-band coupled resonator filters for space applications. Finally, the fourth chapter presents a synthesis methodology for implementing microwave filters with a minimum insertion-loss configuration when several coupling topologies or coupling matrices are available with the selected technology.

Mots clés : Filtres hyperfréquences – Filtres multi-bandes – Synthèse – Matrice de couplage – Cavités hyperfréquences – Analyse électromagnétique – Pertes d'insertion – Circuit équivalent – Optimisation.