



Département Génie électrique Et Informatique Industrielle

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme

## D'INGENIEUR d'État

-Filière-

**Télécommunications**

-Spécialité –

**Systèmes de Télécommunications et Réseaux**

- Thème -

# Conception et réalisation d'un filtre passe-bande dual-mode en technologie microruban.

Réalisé par

**DERMOUCHI Nouha**  
**BOUABDALLAH Fares**

### Membres de Jury :

ATROUZ Brahim  
BEGHAMI Sami  
OUNNAS Badreddine  
BOUCHACHI Islem  
BOUDIAR Toufik

MAA ENSTA  
MAA ENSTA  
MCB ENSTA  
MCB ENSTA  
MCA ENSTA

Président  
Examinateur  
Examinateur  
Encadrant  
Encadrant

Alger, le 20/06/2024

Année universitaire 2023–2024

*Je dédie ce projet à mes chers parents, pour leur soutien indéfectible tout au long de ce parcours académique.*

*À mes amis, pour leur présence et leurs encouragements.*

*À mes professeurs, pour leur enseignement précieux et leurs conseils avisés.*

*Ce travail est le fruit de vos efforts combinés et je vous en suis profondément reconnaissant. ...*

DERMOUCHI Nouha

*À la mémoire de mon père, en paix avec son  
âme...*

*À ma chère mère, qui a toujours été ma source  
d'inspiration et de soutien et d'amour,*

*À mes sœurs et frères, pour leur amour, leur  
encouragement et leur soutien constants,*

*À ma famille, qui a cru en moi depuis le début de  
ce parcours académique,*

*À mes amis, pour leur précieux soutien et leurs  
encouragements sincères,*

*À mes enseignants , pour leur guidance précieuse  
et leur savoir partagé,*

*Et à tous ceux qui ont contribué à ma réussite  
académique et personnelle. ...*

BOUABDALLAH Fares

# Remerciement

*Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu Tout-Puissant et Miséricordieux qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail et qui a permis que nous soyons ce que nous sommes aujourd'hui.*

*Nous adressons nos sincères remerciements à **M. BOUCHACHI Islem** et **M. BOUDIAR Toufik** pour avoir accepté d'encadrer ce travail, pour leurs conseils et leurs précieuses orientations, ainsi que pour la patience dont ils ont fait preuve tout au long de ce projet.*

*Nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude aux membres du jury, **M. BEGHAMI Sami**, **M. ATROUZ Brahim** et **M. OUNNAS Badreddine**, pour avoir accepté d'évaluer ce modeste travail.*

*Nous remercions chaleureusement toute l'équipe du laboratoire pour leur disponibilité et leur gentillesse.*

*Enfin, nous remercions toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce modeste travail.*



## ملخص

في هذا المشروع، هدفنا هو تصميم وتنفيذ مرشح ميكروويف من نوع ثنائي النمط. يستخدم هذا النوع من المرشحات نمطين من الرنين في رنان واحد، مما يلبي الطلب المتزايد على المرشحات الأكثر كفاءة في الأنظمة المختلفة للاتصالات. قبل التطرق إلى المرشحات ثنائية النمط، تم تصميم مرشحات أحادية النمط ثم تنفيذها لتقديم تقنية تصميم المرشحات الميكروويفية المعتمدة على متغيرين: معامل الاقتران ومعامل الجودة الخارجي. تم استخدام أدوات المحاكاة لمحاكاة المرشحات المختلفة التي تم تنفيذها طوال هذا المشروع، وقد سمحت نتائج المحاكاة بتصميمها بطريقة أكثر فعالية.

**الكلمات المفتاحية:** مرشحات ثنائية النمط، الميكرو-شريط، مصفوفة الاقتران، معامل الاقتران، معامل الجودة

## Abstract

In this project, our objective is to design and implement a dual-mode microwave filter. This type of filter uses two resonance modes in a single resonator, thereby meeting the growing demand for more compact filters in various communication systems. Before addressing dual-mode filters, single-mode filters were designed and implemented to introduce a microwave filter design technique based on two parameters: the coupling coefficient and the external quality factor. Simulation tools such as HFSS and CST were used to simulate the various filters implemented throughout this project. The simulation results enabled more efficient design of these filters.

**Keywords:** Dual-mode Filters, Microstrip, Coupling Matrix, Coupling Coefficient, Quality Factor

## Résumé

Dans ce projet, notre objectif est de concevoir et de réaliser un filtre micro-onde de type dual-mode. Ce type de filtres utilise deux modes de résonance en un seul résonateur répondant ainsi à la demande croissante pour des filtres plus compacts.

Avant d'aborder les filtres dual-modes, Des filtres mono-modes ont été conçus et ensuite réalisé pour introduire une technique de conception des filtres micro-ondes basée sur deux paramètres : le coefficient de couplage et le facteur de qualité externe.

Des outils de simulations comme HFSS et CST ont été utilisés pour simuler les différents filtres réalisés tout au long de ce projet, les résultats des simulations ont permis de les concevoir d'une manière plus efficace.

**Mots Clés :** Filtres Dual-mode, Micro-ruban, Matrice de couplage, Coefficient de couplage, Facteur de qualité.

# Table des matières

Table des figures	i
Liste des tableaux	iv
Introduction Générale	1
<b>1 Theorie et Concepts des filtres</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction . . . . .	3
1.2 Concepts de base des filtres . . . . .	4
1.2.1 Les types de filtres . . . . .	4
1.2.2 Gabarit du filtre passe bande . . . . .	5
1.2.3 La Matrice [S] en Hyperfréquences . . . . .	6
1.2.4 Fonction de transfert . . . . .	7
1.3 Synthèse des filtres par la méthode de perte d'insertion . . . . .	8
1.3.1 Conception d'un filtre micro-ondes . . . . .	9
1.3.2 Approximation en amplitude Butterworth . . . . .	10
1.3.3 Approximation en amplitude Tchebychev . . . . .	12
1.3.4 Approximation inverse Tchebychev . . . . .	13
1.3.5 Approximation en amplitude elliptique . . . . .	14
1.4 Transformation de filtre à partir du prototype passe bas . . . . .	15
1.4.1 Transformation d'impédance . . . . .	16
1.4.2 Trsantformation en fréquence . . . . .	16
1.5 Outils de transformation des éléments localisés en éléments distribués . . . . .	17
1.5.1 Les inverseurs d'impédance et d'admittance . . . . .	17
1.5.2 La transformation de Richard . . . . .	20
1.6 La Technologie micro-ruban . . . . .	21
1.6.1 Champ électromagnétique dans la ligne microruban . . . . .	22
1.6.2 Rapprochement Quasi-TEM . . . . .	23
1.7 Exemples de filtres classiques . . . . .	23

---

1.7.1	filtre à lignes couplées . . . . .	23
1.7.2	Filtres en épingle à cheveux (hairpin) . . . . .	24
1.7.3	Filtres interdigités . . . . .	25
1.8	Conclusion . . . . .	26
<b>2</b>	<b>Caractérisation des paramètres de couplage des résonateurs</b>	<b>27</b>
2.1	Introduction . . . . .	27
2.2	Matrice de couplage générale . . . . .	28
2.2.1	Analyse des résonateurs couplés synchrones . . . . .	30
2.3	Synthèse des résonateurs pour le filtre passe bande . . . . .	32
2.3.1	Paramètres de conception du FPB à résonateur à couplage direct . . . . .	32
2.3.2	Conception de filtres par méthode expérimentale . . . . .	32
2.3.3	Détermination de Q et k . . . . .	34
2.3.4	Formule d'extraction du facteur de qualité externe $Q_{ex}$ . . . . .	36
2.3.5	Facteur de qualité externe . . . . .	37
2.4	Extraction des coefficient de couplage et de facteur de qualité externe :Exemple d'application . . . . .	39
2.4.1	Filtre interdigité . . . . .	40
2.4.2	Filtre Hair-pin . . . . .	40
2.5	Résonateurs mono-mode et multi-modes . . . . .	41
2.6	Conclusion . . . . .	43
<b>3</b>	<b>Filtre dual-mode : conception, simulation et miniaturisation</b>	<b>45</b>
3.1	Introduction . . . . .	45
3.2	Résonateurs dual mode . . . . .	46
3.2.1	Conditions pour la formation d'un résonateur dual-mode . . . . .	46
3.2.2	Types de discontinuités . . . . .	47
3.2.3	Résonateurs en boucle ou en patch dual mode avec perturbation . . . . .	48
3.3	Conception d'un Filtre Dual Mode à Microruban : Étude de Cas et Exemple Pratique . . . . .	50
3.3.1	Le choix de la structure du filtre . . . . .	50
3.3.2	Cahier des charges . . . . .	50
3.3.3	Étude paramétrique . . . . .	51
3.3.4	Optimisation du filtre . . . . .	57
3.3.5	Miniaturisation du filtre . . . . .	57
3.3.6	Le filtre d'ordre 4 . . . . .	60
3.4	conclusion . . . . .	61

<b>4 Résultats et discussions</b>	<b>63</b>
4.1 Introduction . . . . .	63
4.2 Les résultats des filtres mono-modes . . . . .	63
4.2.1 Résultats du filtre passe-bande en épingles à cheveux (Hairpin) . . .	64
4.2.2 Résultats du filtres interdigités . . . . .	65
4.3 Les résultats des filtres dual-modes . . . . .	67
4.3.1 Le filtre en boucle carrée d'ordre 2 . . . . .	67
4.3.2 Le filtre en boucle carrée d'ordre 4 . . . . .	69
4.3.3 Le filtre d'ordre 2 miniaturisé . . . . .	70
4.4 Conclusion . . . . .	71
<b>Conclusion Générale</b>	<b>73</b>
<b>A</b>	<b>A</b>

# Table des figures

1.1	Réponses idéales en transmission de quatre types de filtres . . . . .	5
1.2	Gabarit d'un filtre passe-bande . . . . .	5
1.3	Un quadripôle. . . . .	6
1.4	Filtre Passe-bas idéal. . . . .	9
1.5	prototypes passe-bas : (a) commence par une inductance série (b) commence par une capacité en parallèle. . . . .	10
1.6	Processus de conception d'un filtre micro-ondes. . . . .	10
1.7	Réponse en pulsation de la fonction Butterworth pour différents ordres $n$ . . . . .	11
1.8	Réponse en pulsation de la fonction Tchebychev pour différents ordres $n$ . . . . .	13
1.9	Réponse en pulsation de la fonction inverse Tchebychev pour différents ordres $n$ . . . . .	14
1.10	Réponse en pulsation de la fonction elliptique pour différents ordres $n$ . . . . .	15
1.11	(a)Inverseurs d'impédance et d'admittance(b)Exemple de réalisation quart d'onde. . . . .	18
1.12	Prototype passe bas en utilisant les inverseurs d'impédance. . . . .	18
1.13	Prototype passe bas en utilisant les inverseurs d'admittance. . . . .	19
1.14	Filtre passe-bande avec le inverseurs d'impédance. . . . .	19
1.15	Filtre passe-bande avec le inverseurs d'admittance. . . . .	20
1.16	La transformation de Richard des éléments localisé aux éléments distribués. . . . .	21
1.17	Structure générale de la ligne microruban . . . . .	22
1.18	Distribution des champs électriques $E$ et magnétiques $H$ . . . . .	23
1.19	filtres à lignes couplées. . . . .	24
1.20	Filtre en épingle à cheveux. . . . .	25
1.21	Structure d'un filtre interdigité . . . . .	25
2.1	Circuit électrique équivalent à un filtre passe bande [13] . . . . .	28
2.2	Le circuit équivalent intègre un inverseur d'impédance $K = \omega L_m$ pour symboliser le couplage magnétique. . . . .	30

2.3	Résonateur et circuit externe . . . . .	34
2.4	Le circuit équivalent de Norton pour le port 3 . . . . .	35
2.5	Structures de couplage (E/S) typiques pour les filtres à résonateur couplés. (a) couplage par ligne connectée. (b) Couplage par ligne couplée. . . . .	37
2.6	Circuit équivalent du résonateur E/S avec une charge unique. . . . .	37
2.7	Réponse en phase de S11 pour le circuit de la figure 2.6 . . . . .	39
2.8	Facteur de qualité externe en fonction de la distance $h$ pour un résonateur (à gauche), Coefficient de couplage en fonction de l'espacement $d$ entre deux résonateurs couplés (à droite) . . . . .	40
2.9	Facteur de qualité externe en fonction de la distance $g$ pour un résonateur (à gauche), Coefficient de couplage en fonction de l'espacement $s$ entre deux résonateurs couplés (à droite) . . . . .	41
2.10	Les deux modes fondamentaux d'un résonateur patch . . . . .	42
2.11	Un résonateur patch utilisé en dual mode . . . . .	42
2.12	La décomposition en modes pair et impair . . . . .	43
3.1	Résonateurs patch à dual mode ou résonateurs en anneau avec perturbation (comme une coupure et un stub) : (a) résonateur patch carré avec coupure, (b) résonateur patch disque circulaire avec encoche, (c) résonateur en an- neau carré avec perturbation par stub et (d) résonateur en anneau avec perturbation par stub.[19, 20][21][22] . . . . .	48
3.2	Résonateur en boucle circulaire dual mode, résonateur patch (a), résonateur en boucle carrée, résonateur patch (b), résonateur en boucle méandre carrée (c). . . . .	49
3.3	Résonateur patch triangulaire dual mode (a), boucle fermée triangulaire (b), résonateur en boucle méandre (c). . . . .	49
3.4	(a) Filtre dual mode avec perturbation par découpe du coin intérieur, (b) filtre dual mode avec perturbation par patch dans le coin intérieur, (c) filtre dual mode avec perturbation par patch dans le coin extérieur. . . . .	50
3.5	Gabarit du filtre dual mode d'ordre 2 . . . . .	51
3.6	La structure du filtre dual mode en boucle carrée . . . . .	52
3.7	Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes va- leurs de l'épaisseur $epr(\text{mm})$ . . . . .	53
3.8	Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes valeurs de l'épaisseur $epr(\text{mm})$ . . . . .	53
3.9	Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes valeurs de $p$ negatives . . . . .	54

3.10 Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes valeurs de $p$ positives. . . . .	54
3.11 Distribution du champ électrique dans le résonateur : (a) mode 1 (1.0422 GHz), (b) mode 2 (1.2134 GHz) . . . . .	55
3.12 coefficient de couplage et les fréquences de résonances des deux modes en fonction de $p$ (mm) . . . . .	56
3.13 Les fréquences des deux zéros de transmission en fonction de la longueur de $P$ (mm). . . . .	56
3.14 Facteur de qualité externe en fonction de la distance $g$ (mm) . . . . .	57
3.15 Processus de fractalisation selon Minkowski. (a) 1 <sup>ère</sup> itération (b) 2 <sup>ème</sup> itération (c) 3 <sup>ème</sup> itération . . . . .	58
3.16 Processus de Génération d'une Structure Préfractale de Type Minkowski. . . . .	59
3.17 Filtre en anneau carré après miniaturisation . . . . .	60
3.18 La réponse fréquentielle du filtre après miniaturisation . . . . .	60
3.19 Filtre dual mode en anneaux carrés d'ordre 4 . . . . .	61
4.1 La réponse fréquentielle du filtre à partir du prototype de Tchebychev . . . . .	64
4.2 Dimensions du filtre passe-bande compact à épingle proposé . . . . .	64
4.3 Les paramètres $S$ mesurés et simulés du filtre Hairpin d'ordre 3 . . . . .	65
4.4 Le filtre épingle à cheveux réalisé . . . . .	65
4.5 La réponse fréquentielle du filtre à partir du prototype de Butterworth. . . . .	66
4.6 La structure du filtre interdigité . . . . .	66
4.7 Les paramètres $S$ mesurés et simulés du filtre interdigité d'ordre 3 . . . . .	67
4.8 Le filtre interdigité réalisé . . . . .	67
4.9 Les paramètres $S$ mesurés et simulés dual-mode d'ordre 2 . . . . .	68
4.10 Filtre dual-mode d'ordre 2 réalisé. . . . .	68
4.11 Les paramètres $S$ mesurés et simulés dual-mode d'ordre 4 . . . . .	69
4.12 Le filtre réalisé d'ordre 4 dual mode . . . . .	69
4.13 Filtre miniaturisé d'ordre 2 . . . . .	70
4.14 Les paramètres $S$ mesurés et simulés du filtre dual mode miniaturisé . . . . .	70
4.15 Paramètres $S$ des filtres d'ordre 2 : Mesures avant et après miniaturisation . . . . .	71
A.1 exemple d'un masque de photolithographie . . . . .	A
A.2 Exemple d'analyseur de réseau vectoriel VNA . . . . .	C

# Liste des tableaux

3.1	Les paramètres géométriques du filtre dual-mode d'ordre 2 après optimisation . . . . .	58
-----	--	----

# Introduction Générale

Les filtres jouent un rôle indispensable dans les systèmes de communication RF et micro-ondes en permettant d'éliminer(ou du moins d'atténuer) des signaux pour certaines fréquences(plages de fréquences) et de les laisser passer pour d'autres, ce qui est essentiel pour assurer la qualité et l'efficacité des transmissions. De la téléphonie mobile aux radars et aux dispositifs médicaux, les applications des filtres sont omniprésentes et importantes pour garantir la performance des systèmes électroniques modernes.

La technologie micro-ruban est particulièrement adaptée pour la fabrication de ces filtres en raison de ses caractéristiques de miniaturisation, de facilité de fabrication, et de performances élevées à des fréquences micro-ondes. La gamme de fréquences micro-ondes s'étend de 300 MHz à 300 GHz, englobant les fréquences utilisées pour de nombreuses applications en communications, radars, et appareils médicaux. De plus, la technologie micro-ruban est moins coûteuse comparée à d'autres technologies de fabrication de filtres, ce qui la rend très attractive pour une large gamme d'applications dans les communications modernes.

Ce mémoire porte sur la création et la fabrication d'un filtre dual mode utilisant la technologie micro-ruban, et qui fonctionne dans la bande 1.1 GHz. Les filtres dual mode sont intéressants parce qu'ils permettent d'avoir deux fréquences de résonance différentes dans un seul composant. En d'autres termes, un filtre dual mode peut faire le travail de deux filtres, tout en prenant moins de place et en étant plus efficace.

En somme, ce mémoire vise à fournir une compréhension complète et pratique des filtres micro-ondes et plus spécifiquement les filtres dual-mode en technologie micro-ruban, de leur conception à leur réalisation, en passant par l'analyse de leurs performances. Ce mémoire se devise en quatre chapitres plus l'introduction et la conclusion générale.

Dans le premier chapitre, nous allons d'abord établir les bases théoriques nécessaires à la compréhension des filtres en général, en examinant leurs concepts fondamentaux, ainsi que les méthodes de conception de base.

Dans le deuxième chapitre, nous introduisons la matrice de couplage et les différents types de couplage entre résonateurs, des exemples de filtres mono-modes sont utilisés pour illustrer le rôle des couplages entre résonateurs et les méthodes d'extraction des coefficients de couplage et facteurs de qualité.

Le troisième chapitre introduit les filtres dual mode et présente la conception d'un filtre de ce type. Nous abordons également la miniaturisation du filtre d'ordre 2, en soulignant les défis et solutions liés à la création de filtres compacts et efficaces.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous évaluons les performances des filtres conçus et réalisés, en comparant les résultats simulés et mesurés. Cette analyse critique permet de valider les filtres par rapport aux spécifications initiales.

# Chapitre 1

## Theorie et Concepts des filtres

### 1.1 Introduction

Le rôle des filtres est essentiel dans les communications RF et micro-ondes. Ils permettent de sélectionner et d'éliminer des fréquences spécifiques, ce qui est indispensable dans des domaines comme les télécommunications, les radars et les appareils médicaux. Pour concevoir des filtres efficaces, il est important de comprendre quelques concepts de base. [1, 2]

Dans ce chapitre, nous allons commencer par présenter les notions fondamentales des filtres : comment ils fonctionnent, les différents types de filtres, leurs gabarits et leurs fonctions de transfert. Ces concepts de base nous permettront de mieux comprendre leur fonctionnement et leurs applications pratiques.

Ensuite, nous parlerons de la méthode de perte d'insertion. C'est une technique qui aide à concevoir des filtres en minimisant les pertes de signal dans la bande passante tout en bloquant les fréquences non désirées. Cette méthode est très utile pour créer des filtres adaptés à des besoins spécifiques.

Nous aborderons également la transformation des filtres à partir d'un prototype passe-bas. En partant d'un modèle de base, nous verrons comment le transformer spécifiquement en filtre passe-bande, selon un cahier des charges précis.

Nous discuterons ensuite des outils qui permettent de transformer des composants discrets en composants distribués. Cela est particulièrement important pour les filtres utilisés dans les fréquences micro-ondes et RF.

Puis, nous nous concentrerons sur la technologie micro-ruban. Cette technique est très populaire pour fabriquer des filtres RF et micro-ondes. Nous explorerons ses avantages et ses défis, ainsi que ses nombreuses applications dans les systèmes de communication modernes.

Avant de conclure, nous avons présenté trois filtres micro-ondes classiques pour illustrer les concepts et techniques discutés précédemment. Cette présentation permet de mieux comprendre les avantages et les limites de chaque type de filtres dans des applications pratiques.

Ce chapitre vise à fournir une vue d'ensemble complète des principes de base et des techniques nécessaires pour passer à des étapes plus avancées de conception et de réalisation de filtres dual mode, qui est le sujet principal de ce mémoire.

## 1.2 Concepts de base des filtres

Un filtre est un circuit électrique ou électronique conçu pour influencer la réponse en fréquence d'un signal électrique. Les filtres sont utilisés pour sélectionner ou rejeter des fréquences spécifiques d'un signal, Ils peuvent être passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe bande. Leur principe de fonctionnement est simple, il consiste à appliquer un minimum d'atténuation sur les fréquences désirées, qui subiront un minimum de distorsions au passage du filtre et un maximum d'atténuations sur les fréquences non désirées, ce qui va les bloquer.

### 1.2.1 Les types de filtres

Les filtres peuvent être classés en quatre catégories en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées dans la réponse en fréquence : filtre passe-bas, filtre passe-haut, filtre passe-bande et filtre coupe-bande comme illustré dans la figure 1.1 [3].

Les filtres passe-bas conservent les composantes d'un signal dont les fréquences sont inférieures à une certaine fréquence de coupure, tout en éliminant les autres fréquences. Les filtres passe-haut, quant à eux, laissent passer les fréquences supérieures à une fréquence de coupure tout en supprimant les fréquences plus basses.

Les filtres passe-bande permettent le passage des fréquences situées entre deux fréquences de coupure, éliminant celles en dehors de cette plage. Les filtres coupe-bande, à l'inverse des filtres passe-bande, bloquent les fréquences situées entre deux fréquences de coupure, laissant passer toutes les autres fréquences[4]

Dans ce qui va suivre, nous nous concentrons sur les filtres passe-bande.

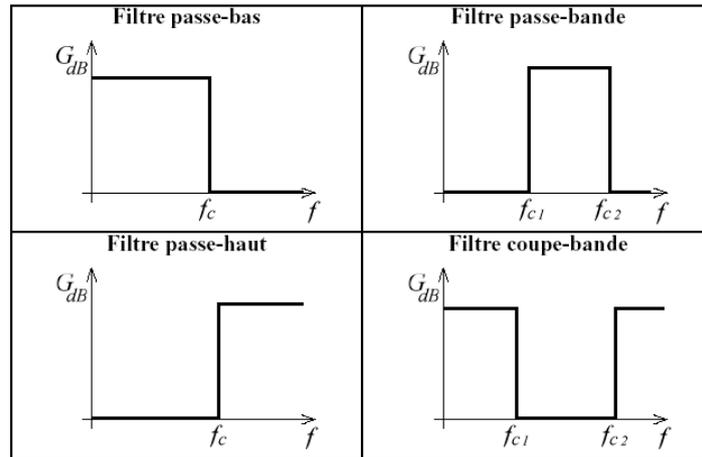


FIGURE 1.1 – Réponses idéales en transmission de quatre types de filtres

### 1.2.2 Gabarit du filtre passe bande

En général, les caractéristiques d'un filtre sont fournies à partir d'un gabarit. Il fournit des informations sur le type de filtres et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre (fréquence centrale  $f_0$ , bande passante  $\Delta f$ , niveau de réjection dans les bandes atténuées, niveau de pertes d'insertion). Comme illustré dans la figure 1.2

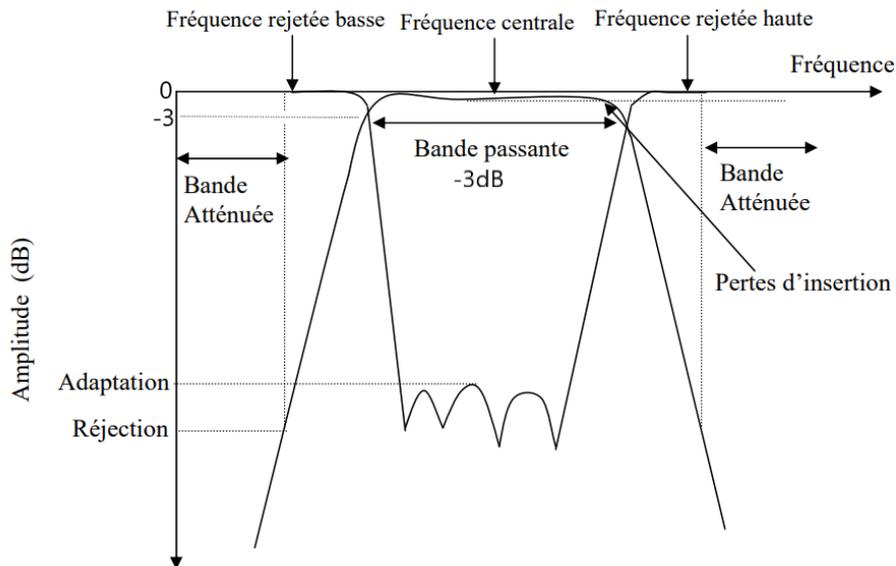


FIGURE 1.2 – Gabarit d'un filtre passe-bande

### 1.2.3 La Matrice [S] en Hyperfréquences

La matrice [S], ou matrice de diffusion ( scattering matrix ), est un outil fondamental pour l'analyse des quadripôles et multipôles linéaires en hyperfréquences. Un dispositif hyperfréquence se caractérise par plusieurs « ports » ou « accès », chacun associé à un plan de référence spécifique. Les paramètres S décrivent la relation entre les ondes incidentes et réfléchies à chaque port, permettant ainsi une description complète du dispositif en termes d'ondes de puissance incidente  $a_i$  et d'ondes de puissance réfléchie ou sortante  $b_i$ , où  $i$  désigne le numéro du port.

Pour un dispositif hyperfréquence à  $n$  ports, la matrice S se présente sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

Chaque élément de cette matrice S est défini par le rapport :

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ pour } k \neq j} \quad (1.2)$$

Pour un quadripôle (dispositif à deux ports  $n = 2$ , figure 1.3), les équations sont les suivantes :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (1.3)$$

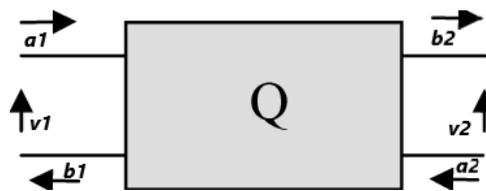


FIGURE 1.3 – Un quadripôle.

Les coefficients spécifiques de la matrice S pour un quadripôle sont définis comme suit :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Ce coefficient de réflexion à l'entrée représente le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente à l'entrée du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle. Minimiser ce coefficient favorise le transfert du signal à la sortie du quadripôle.

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Ce coefficient de transmission inverse décrit le gain inverse du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Ce coefficient de transmission direct représente le gain direct du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle.

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Ce coefficient de réflexion à la sortie indique le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente à la sortie du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle. [5]

## 1.2.4 Fonction de transfert

La fonction de transfert d'un réseau de filtres à deux ports est une description mathématique des caractéristiques de réponse du réseau, c'est-à-dire une expression mathématique de  $S_{21}$ . Dans de nombreux cas, la fonction de transfert d'amplitude au carré d'un réseau de filtres passifs sans perte est définie comme suit[6] :

$$(H_n(j\omega))^2 = |S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \cdot F_n(\omega)^2} \quad (1.4)$$

où  $\epsilon$  est une constante d'ondulation,  $F_n(\omega)$  est appelée la fonction caractéristique du filtre et  $\omega$  est une pulsation. Cette fonction est d'ordre pair lorsque le filtre est d'ordre pair, et d'ordre impair lorsque le filtre est d'ordre impair. Les zéros de la fonction, appelés zéros de réflexion, sont généralement situés dans la bande passante, tandis que ses pôles, appelés zéros de transmission, se trouvent dans la bande de réjection. La constante  $\epsilon$  détermine le comportement de la réponse du filtre au sein de la bande passante. Pour notre discussion ici, il est pratique de représenter une pulsation en radians par seconde d'un prototype de filtre passe-bas qui a une fréquence de coupure à  $\omega_c = 1(\text{rad/s})$ .

Pour une fonction de transfert donnée (1.4), la réponse d'atténuation du filtre, telle que définie conventionnellement, peut être calculée comme suit

$$L(\omega) = 10 \left[ \log \left( \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2} \right) \right] \text{ dB} \quad (1.5)$$

La réponse de perte de réflexion du filtre est déterminée par  $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$  pour un réseau passif à deux ports sans perte.

$$LR(\omega) = 10 \log (1 - |S_{21}(j\omega)|^2) \text{ dB} \quad (1.6)$$

Chaque fois qu'un signal traverse un réseau sélectif en fréquence, tel qu'un filtre,

un certain délai est introduit entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Deux autres paramètres sont essentiels pour caractériser les performances du filtre en relation avec ce délai. Le premier est le délai de phase, défini par :

$$\tau_p = -\frac{\phi_{21}}{\omega} \text{secondes.} \quad (1.7)$$

où  $\phi_{21}$  est en radians et  $\omega$  est en radians par seconde. Le port 1 est le port d'entrée et le port 2 est le port de sortie. Le retard de phase correspond en réalité au temps de retard pour un signal sinusoïdal stable et ne représente pas nécessairement le véritable retard du signal, car un signal sinusoïdal stable ne transporte pas d'information, il est parfois également appelé retard de la porteuse. Le paramètre le plus important est le retard ou délai de groupe, défini par

$$\tau_a = -\frac{d\theta}{d\omega} \text{secondes.} \quad (1.8)$$

Il représente le véritable retard du signal (signal de bande de base) et est également connu sous le nom de retard d'enveloppe [6].

### 1.3 Synthèse des filtres par la méthode de perte d'insertion

La méthode de perte d'insertion se base sur le calcul des caractéristiques prédéfinies des filtres composés d'éléments de circuits linéaires, passifs, localisés et finis. Dans cette méthode, la réponse d'un filtre est caractérisée par sa fonction d'atténuation, formulée comme suit :

$$P_{pr} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (1.9)$$

où  $\omega$  est la pulsation, et  $M$  et  $N$  sont des polynômes réels. Cette fonction de perte d'insertion est associée à des fonctions d'approximation physiquement réalisables, telles que les fonctions Butterworth, Tchebychev, Elliptique, etc. [7] [8]

La réponse d'un filtre idéal serait caractérisée par une atténuation nulle dans la bande passante et une atténuation infinie dans la bande coupée, avec une transition instantanée entre les deux, impliquant une pente infinie à la fréquence de coupure. Toutefois, une telle réponse est impossible à obtenir dans un circuit réel. Il est donc nécessaire de se tourner vers des fonctions qui approchent ces caractéristiques idéales.

Plusieurs fonctions ou classes de filtres ont été étudiées pour répondre à ce besoin, parmi lesquelles les filtres Butterworth et Chebychev sont particulièrement notables. Cependant, aucune fonction ne permet d'optimiser simultanément toutes les caractéristiques d'un filtre idéal. Ainsi, certaines fonctions privilégient une réponse plate dans la bande passante (Butterworth), d'autres favorisent une pente de coupure élevée (Chebychev et Cauer), et d'autres encore visent à maintenir un délai de groupe constant dans la bande passante (Bessel) leurs caractéristiques sont résumées dans la suite [9].

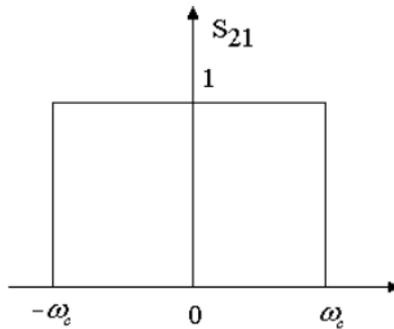
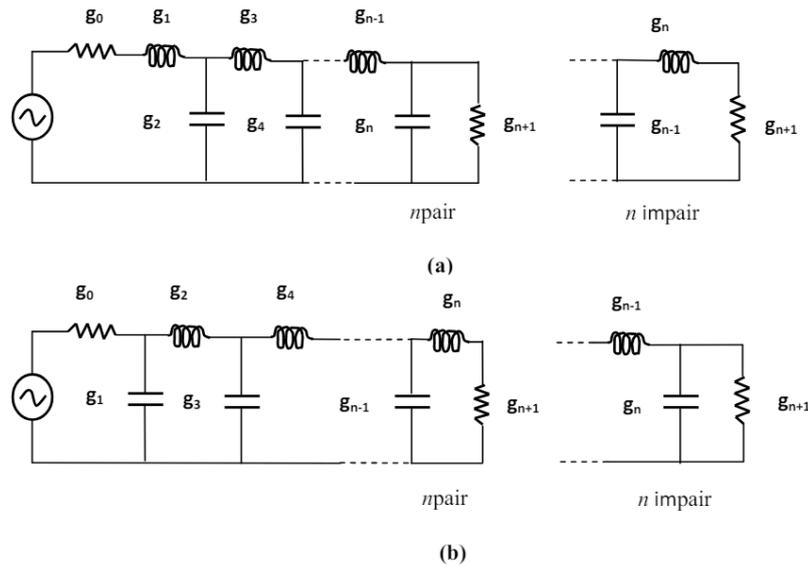


FIGURE 1.4 – Filtre Passe-bas idéal.

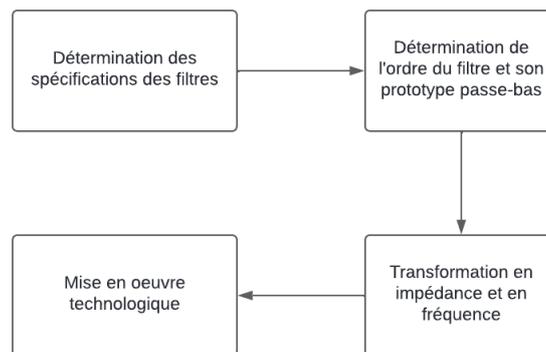
### 1.3.1 Conception d'un filtre micro-ondes

La conception commence par la définition d'un prototype de filtre passe-bas, composé d'éléments capacitifs et inductifs localisés. La conception de tous les types de filtres (passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande) se base sur ce prototype passe-bas, en appliquant les transformations nécessaires d'impédance et de fréquence. Les deux configurations possibles du prototype de filtre passe-bas, illustrées dans la figure 1.5, consistent en des capacités parallèles et des inductances en série disposées en alternance. L'ordre du filtre ( $n$  pair ou impair) détermine le nombre de composants du prototype (capacités et inductances). En général, les éléments du circuit prototype ( $g_k$ ) sont normalisés par rapport à l'impédance de source ( $g_0 = 1$ ) et à la pulsation de coupure ( $\omega_c = 1$ ). Dans la plupart des cas, l'impédance de charge est supposée égale à l'impédance de source, ce qui implique  $g_{n+1} = g_0 = 1$  [6][10].



**FIGURE 1.5** – prototypes passe-bas : (a) commence par une inductance série (b) commence par une capacité en parallèle.

Une fois ces étapes complétées, la dernière phase de la conception consiste à passer à la mise en œuvre technologique, qui inclut la fabrication, l’assemblage et la validation des performances du filtre dans un environnement réel. Ces étapes de la conception sont illustrées dans la figure 1.6.



**FIGURE 1.6** – Processus de conception d’un filtre micro-ondes.

### 1.3.2 Approximation en amplitude Butterworth

Sans zéros de transmission, cette approximation est caractérisée par son gain le plus constant dans la bande passante. Pour un filtre Butterworth d’ordre  $n$ , la fonction Butterworth s’approche de la réponse optimale du filtre passe-bas, avec un comportement de

minimum plat à  $\omega = 0$  et  $\omega = \infty$  [9].

La fonction Butterworth est définie par :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (1.10)$$

où  $\omega$  est la fréquence angulaire ( $\omega = 2\pi f$ ),  $\omega_c$  est la fréquence angulaire de coupure du filtre. La figure 1.7 illustre la réponse de cette fonction pour différentes valeurs du paramètre  $n$ . À mesure que l'ordre  $n$  augmente, la fonction se rapproche de plus en plus de la réponse passe-bas idéale, et la sélectivité s'améliore également avec l'augmentation de l'ordre  $n$ .

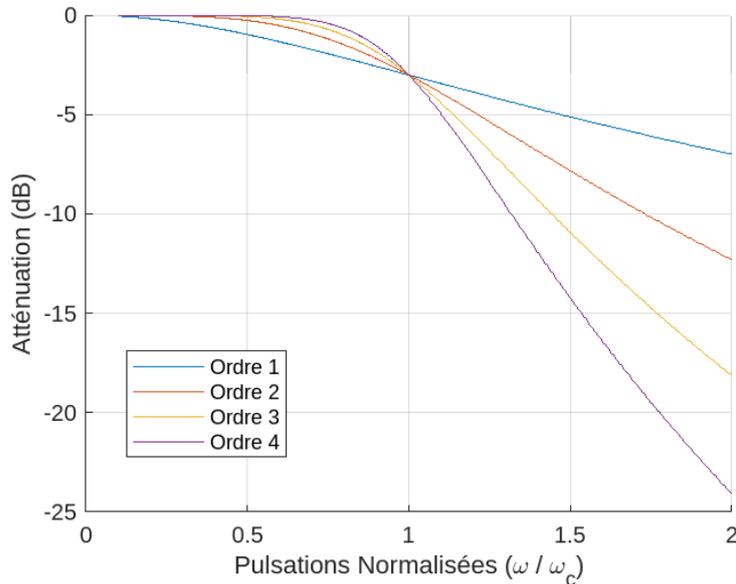


FIGURE 1.7 – Réponse en pulsation de la fonction Butterworth pour différents ordres  $n$ .

### Prototype passe bas de butterworth

Pour les prototypes passe bas de Butterworth, ayant l'équation (1.10) comme fonction de transfert, avec une perte d'insertion  $A_{max}=3.01\text{dB}$  et à la fréquence de coupure  $\omega_c=1$ , les valeurs des éléments indiqués dans la figure 1.5 sont calculés par [6] :

$$\begin{aligned} g_0 &= 1.0 \\ g_i &= 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad \text{pour } i = 1, \dots, n \\ g_{n+1} &= 1.0 \end{aligned} \quad (1.11)$$

pour déterminer l'ordre du prototype de filtre passe-pas de Butterworth, on utilise une méthode liée à l'atténuation minimale de la bande rejetée  $A_{min}$  pour  $w=w_s$  avec  $w_s > 1$  [6]. Donc

$$n \geq \frac{\log \left( \frac{10^{0.1A_{min}} - 1}{10^{0.1A_{max}} - 1} \right)}{2 \log \left( 2 \log \left( \frac{\omega_s}{\omega_c} \right) \right)} \quad (1.12)$$

### 1.3.3 Approximation en amplitude Tchebychev

L'approximation de Tchebychev, similaire à celle de Butterworth, ne comporte pas de zéros de transmission. Elle se distingue par la présence d'ondulations dans la bande passante et une transition plus rapide entre la bande passante et la bande de rejet par rapport à l'approximation de Butterworth. Cette caractéristique permet d'atteindre les spécifications du filtre avec un ordre inférieur, offrant ainsi une meilleure efficacité dans la conception du filtre. La fonction de Tchebychev est définie par [6] :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)} \quad (1.13)$$

avec

$$\epsilon = \sqrt{10^{-0.1a_{pass}} - 1} \quad (1.14)$$

Les polynômes de Tchebychev du premier type,  $T_n(\omega)$ , peuvent être obtenus en utilisant la formule de récurrence suivante :

$$T_{n+1}(\omega) = 2\omega T_n(\omega) - T_{n-1}(\omega) \quad \text{où} \quad T_0(\omega) = 1 \quad \text{et} \quad T_1(\omega) = \omega \quad (1.15)$$

Ces polynômes possèdent la propriété suivante [6] :

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cdot \cos^{-1}(\omega)), & \text{si } 0 \leq |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cdot \cosh^{-1}(\omega)), & \text{si } 1 < |\omega| \end{cases} \quad (1.16)$$

Les dérivées de la fonction jusqu'à la dérivée n-ième sont nulles à  $\omega = \infty$ .

Lorsque l'ordre  $n$  de la fonction de Tchebychev augmente et que  $\epsilon$  reste petit, la fonction tend à se rapprocher de la réponse idéale d'un filtre passe-bas en termes de magnitude. Cependant, à un même ordre  $n$ , la fonction de Tchebychev présente une meilleure sélectivité que la fonction de Butterworth [11].

La figure ci-dessous illustre la réponse fréquentielle pour les ordres 1, 2, 3, 4.

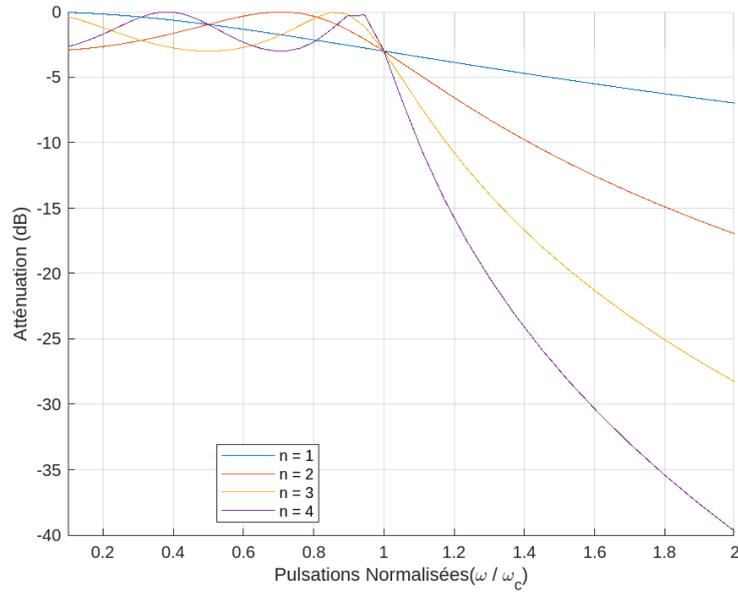


FIGURE 1.8 – Réponse en pulsation de la fonction Tchebychev pour différents ordres  $n$ .

### Prototype passe bas de Tchebychev

Les valeurs des éléments du réseau à deux ports présenté dans la figure 1.5 pour un filtres prototype passe bas de Tchebychev, de fonction de transfert donnée par l'équation (1.12), ayant une ondulation  $L_{Ar}$  (dB) et une fréquence de coupure  $w_c=1$ , sont déterminés par la formule ci dessous [6]

$$\beta = \ln \left[ \coth \left( \frac{A_{max}}{17.37} \right) \right] \quad \text{et} \quad \gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2n} \right)$$

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin \left( \frac{\pi}{2n} \right)$$

$$g_k = \frac{1}{g_{k-1}} \frac{4 \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \sin \left[ \frac{(2k-3)\pi}{2n} \right]}{\gamma^2 + \sin^2 \left[ \frac{(k-1)\pi}{n} \right]} \quad (1.17)$$

et

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0, & \text{pour } n \text{ impair,} \\ \coth^2 \left( \frac{\beta}{4} \right) & \text{pour } n \text{ pair.} \end{cases}$$

### 1.3.4 Approximation inverse Tchebychev

L'approximation inverse de Tchebychev, également appelée Tchebychev II, se distingue par une caractéristique de monotonie dans la bande passante, similaire à celle des filtres

Butterworth, et par la présence d'ondulations dans la bande de rejet. Ces ondulations sont dues aux zéros de transmission, une caractéristique absente dans les approximations précédentes. La présence de ces zéros de transmission offre un avantage notable en augmentant la vitesse de transition entre la bande passante et la bande de rejet, améliorant ainsi de manière significative les performances globales du filtre .

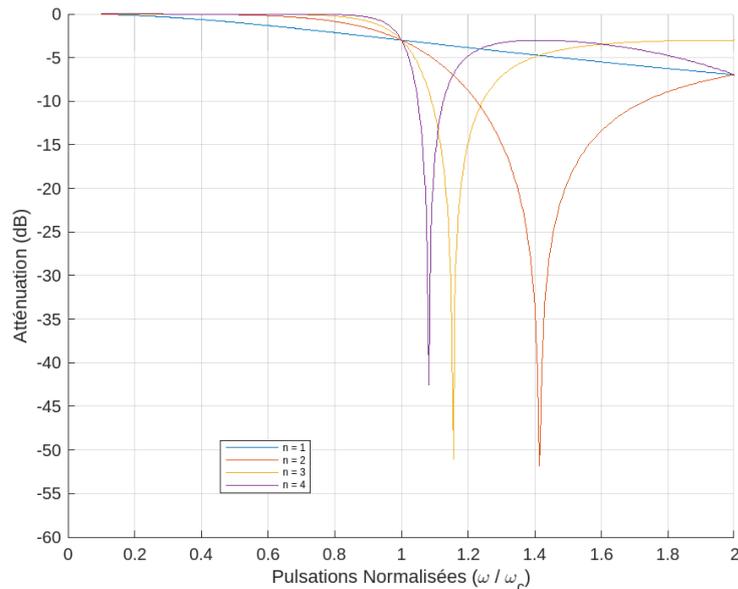
La fonction d'approximation Tchebychev inverse est donnée par [6] :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{\sqrt{\epsilon_i^2 T_n(\omega_c/\omega)}}{1 + \epsilon_i^2 T_n^2(\sqrt{\omega_c/\omega})} \quad (1.18)$$

avec :

$$\epsilon_i = \frac{1}{\sqrt{-0.1a_{\text{pass}} - 1}} \quad (1.19)$$

La figure 1.9 illustre les tracés de la fonction de Tchebychev inverse pour les ordres pairs et impairs.



**FIGURE 1.9** – Réponse en pulsation de la fonction inverse Tchebychev pour différents ordres  $n$ .

### 1.3.5 Approximation en amplitude elliptique

L'approximation elliptique, également connue sous le nom de filtre de Cauer, se distingue par sa capacité à offrir la meilleure sélectivité parmi tous les filtres mentionnés précédemment. Même avec un ordre réduit, elle peut fournir des résultats supérieurs. Cette approximation est caractérisée par des ondulations dans la bande passante, semblables à

celles des filtres de Tchebychev, et des ondulations dans la bande de rejet, similaires à celles de l'approximation inverse de Tchebychev.

La fonction elliptique est donnée par [9] :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (1.20)$$

La fonction  $F_n$  est une fonction rationnelle. La fonction elliptique offre une sélectivité beaucoup plus grande que la fonction de Chebyshev et a souvent été considérée comme l'approximation ultime du filtre passe-bas idéal en termes de réponse en magnitude. Cependant, il est difficile de concevoir des filtres à micro-ondes avec autant de zéros de transmission [9].

La figure 1.10 illustre les tracés de la fonction elliptique pour les ordres pairs et impairs.

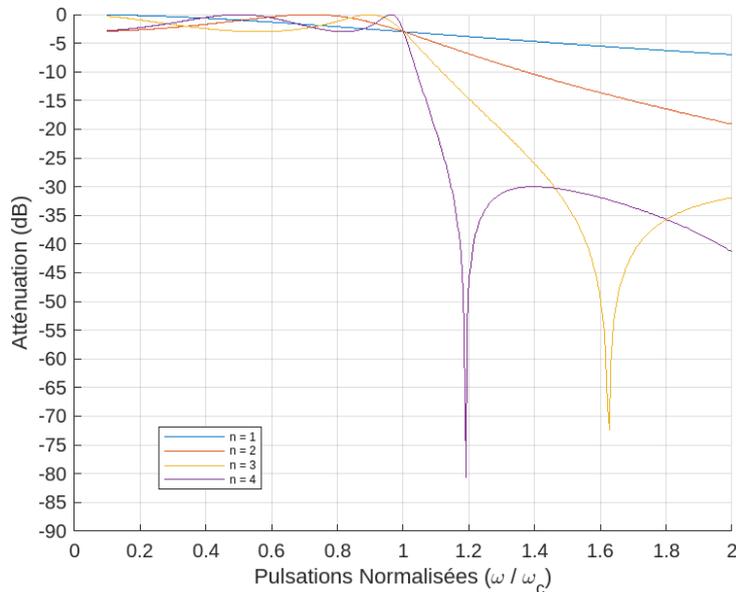


FIGURE 1.10 – Réponse en pulsation de la fonction elliptique pour différents ordres  $n$ .

## 1.4 Transformation de filtre à partir du prototype passe bas

Après avoir conçu un prototype de filtre passe-bas, la prochaine étape consiste à dénormaliser ses paramètres tant en termes d'impédance que de fréquence. Cette dénormalisation permet d'obtenir les caractéristiques nécessaires pour transformer le filtre passe-bas en un filtre passe-haut, passe-bande ou stop-bande, selon les besoins de l'application.

### 1.4.1 Transformation d'impédance

Un filtre pratique nécessite des terminaisons supérieures à 1 ohm. Dans ce cas, les éléments du prototype passe-bas doivent être ajustés pour s'adapter à la terminaison souhaitée[9]. Si les nouvelles conditions de terminaisons sont

$$\begin{aligned} R_G &= n_o g_0 \\ R_L &= n_o g_{n+1} \end{aligned} \quad (1.21)$$

où  $R_G$  et  $R_L$  sont respectivement les impédances d'entrée et de sortie du filtre désiré et  $n_o$  un nombre réel. Toutes les inductances et capacités doivent être ajustées, et les nouvelles valeurs de l'inductance et de la capacité sont définies en fonction des valeurs de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  du prototype selon

$$\begin{aligned} L' &= n_o L \\ C' &= \frac{1}{n_o} C \end{aligned} \quad (1.22)$$

### 1.4.2 Trsansformation en fréquence

Dans le cas spécifique de notre étude, nous focaliserons notre illustration sur le processus de transformation du filtre passe-bas vers un filtre passe-bande.

Le gabarit d'un filtre passe-bande est caractérisé par sa pulsation centrale  $w_0$  ainsi que ces pulsations de coupure basse  $w_{c1}$  et haute  $w_{c2}$ , alors sa pulsation centrale est définie par :  $w_0 = \sqrt{w_{c1} w_{c2}}$

Et sa largeur de bande relative par :  $FBW = \frac{w_{c2} - w_{c1}}{w_0}$ .

La transition du passe-bas au passe-bande en fréquence se fait en appliquant la transformation suivante [9]

$$w \rightarrow \frac{1}{FBW} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \quad (1.23)$$

Les inductances en série vont être remplacées par un circuit résonateur en série.

$$C'_k = \frac{FBW}{\omega_0 L_k} = \frac{FBW}{\omega_0 g_k} \quad \text{et} \quad L'_k = \frac{L_k}{FBW \cdot \omega_0} = \frac{g_k}{FBW \cdot \omega_0} \quad (1.24)$$

Les capacités en parallèle vont être remplacées par un circuit résonateur LC en parallèle

$$C'_k = \frac{C_k}{\omega_0} = \frac{g_k}{FBW \cdot \omega_0} \quad \text{et} \quad L'_k = \frac{FBW}{C_k \cdot \omega_0} = \frac{FBW}{g_k \cdot \omega_0} \quad (1.25)$$

## 1.5 Outils de transformation des éléments localisés en éléments distribués

En ce qui précède, nous avons exploré la réalisation de prototypes de filtres à partir d'un gabarit passe-bas basé sur une approximation de la fonction de transfert. Cependant, cette méthode de synthèse générale ne fournit que des solutions de filtres utilisant des éléments localisés telles que les résistances, les capacités et les inductances, qui ne sont pas adaptés aux fréquences micro-ondes. En effet, la disponibilité des éléments localisés est très limitée à ces fréquences élevées. Par conséquent, il est impératif d'utiliser des éléments distribués pour la réalisation de filtres à hyperfréquences.

### 1.5.1 Les inverseurs d'impédance et d'admittance

Un inverseur d'impédance idéal est un réseau à deux ports ayant une propriété unique pour toutes les fréquences, si l'impédance observée depuis un port est  $Z_2$ , celle de l'autre port est  $Z_1$ , tel que :

$$Z_1 = \frac{k^2}{Z_2} \quad (1.26)$$

Aussi, un inverseur d'admittance dans le cas idéal est un réseau à deux ports qui se comporte à toutes les fréquences de telle sorte que si l'admittance  $Y_2$  est connectée à un port, l'admittance  $Y_1$  observée en regardant de l'autre port est [6] :

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (1.27)$$

La figure 1.11(a) est une illustration des opérations des inverseurs d'impédance et d'admittance, tandis que la figure 1.11(b) est un exemple de réalisation des inverseurs par des lignes de transmissions quart d'onde.

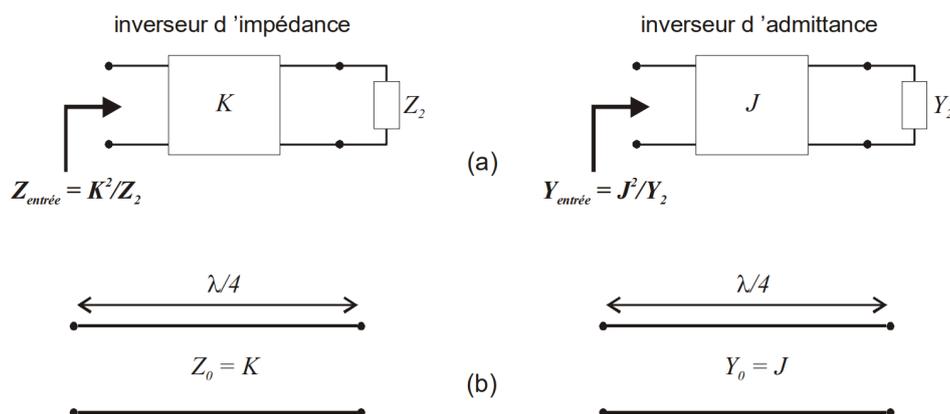


FIGURE 1.11 – (a)Inverseurs d'impédance et d'admittance(b)Exemple de réalisation quart d'onde.

### 1.5.1.1 Les filtres avec les inverseurs d'admittance et d'impédance

Lors de la conception de filtres micro-ondes, il est couramment recommandé d'exploiter les inverseurs d'impédance et d'admittance. Par exemple, un aspect pratique de cette approche réside dans la transformation de structures prototypes passe-bas en des formes plus optimisées, comme illustré dans la figure 1.12 et 1.13 .[9]

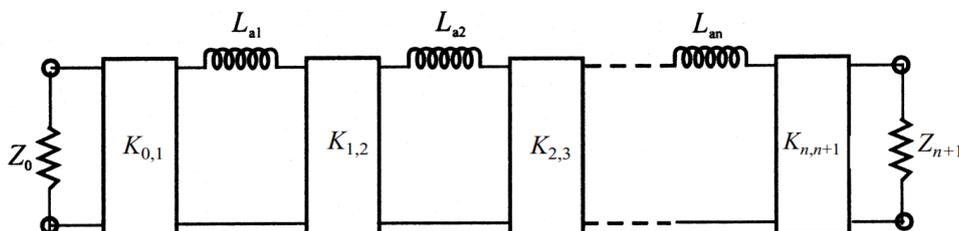


FIGURE 1.12 – Prototype passe bas en utilisant les inverseurs d'impédance.

Sachant que les valeurs des éléments utilisant les inverseurs d'impédance ont des valeurs déterminées par :

$$K_{k,k+1} = \sqrt{\frac{L_{ak}L_{a(k+1)}}{g_k g_{k+1}}}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1 \quad (1.28)$$

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_{a1}}{g_0 g_1}} \quad (1.29)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an} Z_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (1.30)$$

où  $g_k$  sont les éléments du prototype passe-bas.

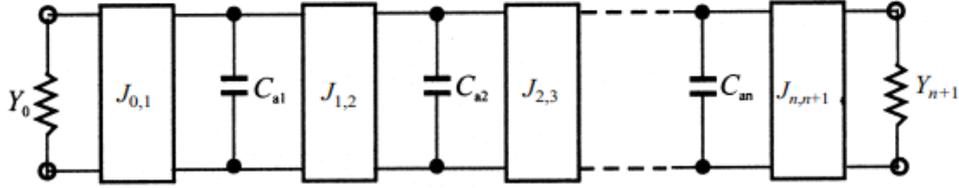


FIGURE 1.13 – Prototype passe bas en utilisant les inverseurs d'admittance.

Et en utilisant les inverseurs d'admittance, les valeurs des éléments sont calculées par

$$J_{k,k+1} = \sqrt{\frac{C_{ak}C_{a(k+1)}}{g_k g_{k+1}}}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1 \quad (1.31)$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}} \quad (1.32)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} Y_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (1.33)$$

### 1.5.1.2 Les filtres passe-bande avec les inverseurs d'impédance et d'admittance

Idéalement, les paramètres des inverseurs restent invariables quelle que soit la fréquence. Ainsi, les deux structures de filtres passe-bas illustrées dans les figures 1.12 et 1.13 peuvent être converties en d'autres types de filtres, les structures présentés dans les figures 1.14 et 1.15 sont celles des filtres passe-bandes, la transition se fait comme on l'a déjà observé dans la section précédente du prototype passe-bas au passe-bande. Dans la figure 1.14, seuls les résonateurs en série ont été utilisés, accompagnés des inverseurs d'impédance, tandis que dans le figure 1.15 des inverseurs d'admittance ont été utilisés avec des résonateurs en parallèle [6].

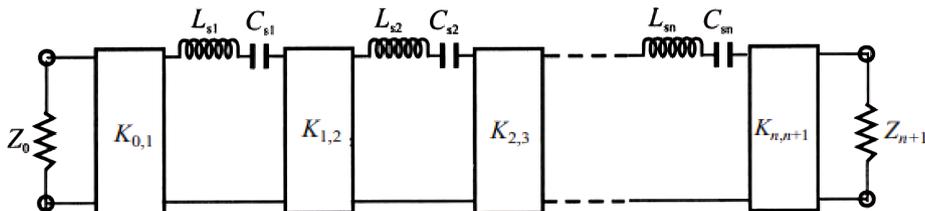


FIGURE 1.14 – Filtre passe-bande avec le inverseurs d'impédance.

$$K_{k,k+1} = FBW \omega_0 \sqrt{\frac{L_{sk} L_{s(k+1)}}{g_k g_{k+1}}}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1 \quad (1.34)$$

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{FBW \cdot \omega_0 Z_0 L_{s1}}{g_0 g_1}} \quad (1.35)$$

et

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \cdot \omega_0 Z_0 L_{sn} Z_{s(n+1)}}{g_n g_{n+1}}} \quad (1.36)$$

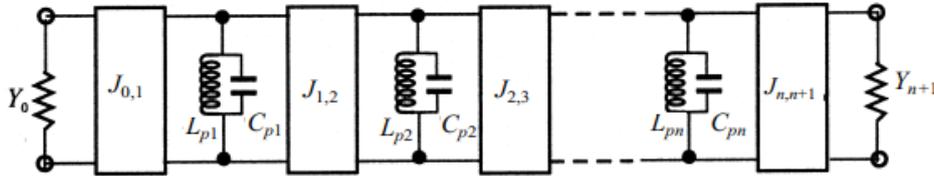


FIGURE 1.15 – Filtre passe-bande avec le inverseurs d'admittance.

$$J_{k,k+1} = \sqrt{\frac{C_{pk} C_{p(k+1)}}{g_k g_{k+1}}}, \quad k = 1, 2, \dots, n-1 \quad (1.37)$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{FBW \cdot \omega_0 Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}} \quad (1.38)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \cdot \omega_0 C_{an} Y_{n+1}}{g_n g_{n+1}}} \quad (1.39)$$

avec  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$  et  $FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ , les capacités et les inductances doivent satisfaire la condition  $LC\omega_0^2=1$ , et  $g_0, g_1, \dots, g_n, g_{n+1}$  sont donnés à partir du prototype passe-bas.

## 1.5.2 La transformation de Richard

Les éléments distribués de la ligne de transmission jouent un rôle essentiel dans la conception des filtres micro-ondes pratiques. La conception d'un filtre distribué est souvent basée sur la recherche d'une équivalence approximative entre les éléments localisés et distribués. On peut établir une telle équivalence en utilisant la transformation de Richard. Dans cette transformation, Richard a prouvé que les réseaux distribués, constitués de lignes de transmission de longueur commune (longueur électrique égale) et de résistances discrètes, pouvaient être analysés ou synthétisés comme des réseaux RLC d'éléments localisés. Sa transformation se fait comme suit [6] :

$$t = j \tan(\theta) \tag{1.40}$$

où  $\theta$  est la longueur électrique.

La figure 1.16(a) montre la correspondance entre une inductance localisée et un court-circuit sous forme d'un élément de ligne, où  $Z_C$  est l'impédance caractéristique de la ligne. De même, la figure 1.16(b) illustre la correspondance entre une capacité localisée et un stub en circuit ouvert.

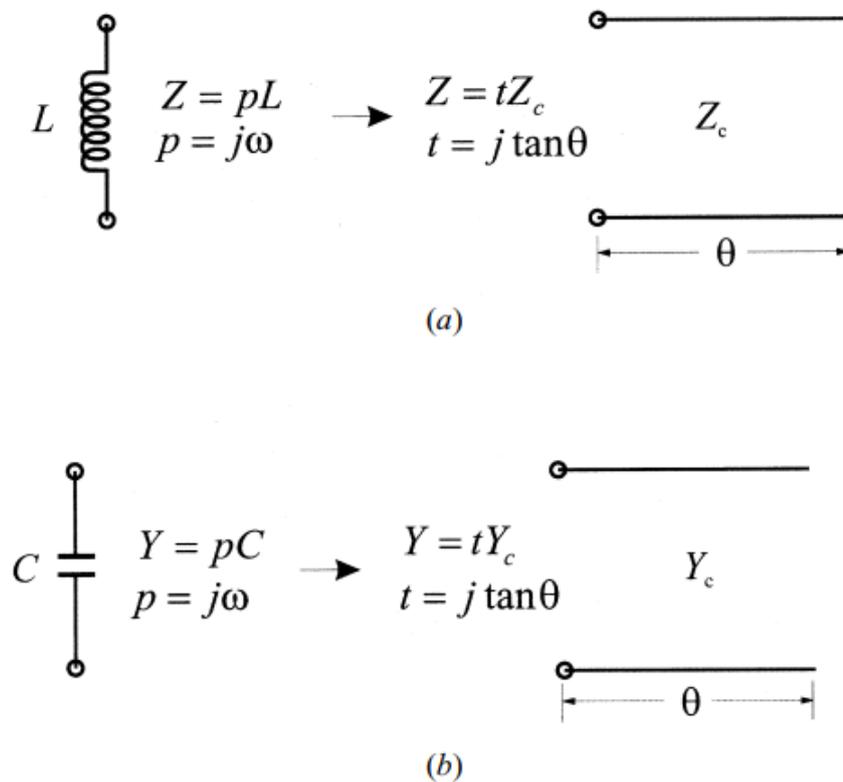


FIGURE 1.16 – La transformation de Richard des éléments localisé aux éléments distribués.

## 1.6 La Technologie micro-ruban

En micro-ondes, les signaux peuvent se propager soit par des ondes radio, soit par des lignes de transmission. Dans le cas des ondes radio, l'émission et la propagation se font dans l'air par des antennes. En ce qui concerne la propagation guidée, on utilise des structures comme les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires ou les lignes micro-rubans pour transmettre l'énergie. Dans ces configurations, l'énergie se déplace le long de ces supports de transmission.

La figure 1.17 illustre la configuration typique d'une ligne micro-ruban. Cette structure est composée d'une bande conductrice de largeur  $W$  et d'épaisseur  $t$ , déposée sur un substrat diélectrique caractérisé par une constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  et une épaisseur  $h$ . La face inférieure du substrat est constituée d'un plan de masse conducteur. [6] Actuellement, la technologie microruban occupe une place privilégiée dans la conception de filtres planaires. [4]

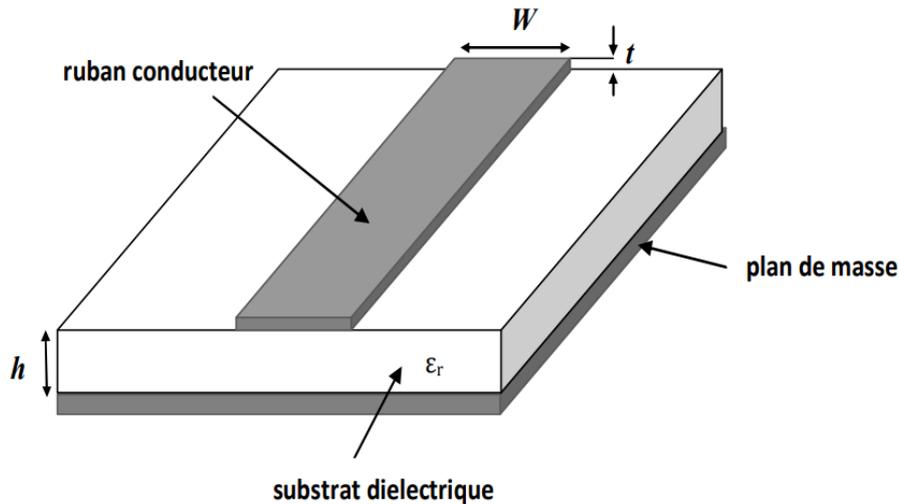


FIGURE 1.17 – Structure générale de la ligne microruban

### 1.6.1 Champ électromagnétique dans la ligne microruban

La distribution des champs électrique et magnétique est illustrée à la figure 1.18. Dans une ligne microruban, les lignes de champ se concentrent principalement dans le diélectrique situé entre la bande conductrice et le plan de masse, bien qu'une petite portion se propage également dans l'air au-dessus du substrat. En conséquence, une ligne microruban ne peut pas supporter un mode TEM pur, qui est caractérisé par des composantes exclusivement transversales et dont la vitesse de propagation dépend des propriétés matérielles, telles que la permittivité et la perméabilité. La vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique  $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ , diffère de celle dans l'air. Les ondes dans une ligne microruban possèdent des composantes longitudinales des champs électrique et magnétique, et leur vitesse de propagation est influencée par les propriétés matérielles ainsi que par les dimensions physiques de la ligne [6].

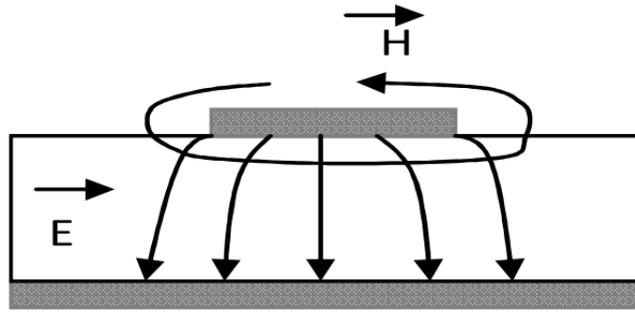


FIGURE 1.18 – Distribution des champs électriques  $E$  et magnétiques  $H$

## 1.6.2 Rapprochement Quasi-TEM

Lorsque les composantes longitudinales des champs dans la ligne microruban sont nettement plus faibles que les composantes transversales, elles peuvent être ignorées. Dans cette situation, le mode dominant se comporte comme un mode TEM (Transverse Electromagnetic Mode), où les champs électriques et magnétiques sont principalement transversaux par rapport à la direction de propagation. Cela permet d'appliquer la théorie des lignes de transmission TEM à la ligne microruban. Cette approximation, connue sous le nom de quasi-TEM, est valable pour la plupart des plages de fréquences utilisées dans les applications microrubans.

En d'autres termes, bien que la ligne microruban ne supporte pas un mode TEM pur en raison de la présence de composantes longitudinales, ces composantes sont suffisamment faibles pour que la ligne se comporte presque comme si elle supportait un mode TEM pur. Cela simplifie considérablement l'analyse et la conception des lignes microrubans.

## 1.7 Exemples de filtres classiques

Il existe une multitude de types de filtres microruban, chacun avec ses propres caractéristiques de conception, ses applications spécifiques et ses performances. Cette variété permet aux ingénieurs de choisir le type de filtres le plus adapté à leurs besoins en fonction des exigences de leur système et des contraintes de conception.

### 1.7.1 filtre à lignes couplées

Les filtres passe-bande à lignes couplées sont l'une des nombreuses techniques de conception utilisées pour réaliser des filtres passe-bande dans la gamme des micro-ondes.

Comme on peut le voir à la figure 1.19, la structure de base du filtre comprend plusieurs filtres à lignes couplées en cascade, chacun appliquant une réponse résonante qui contribue à la réponse en fréquence globale du filtre.



FIGURE 1.19 – filtres à lignes couplées.

### 1.7.2 Filtres en épingle à cheveux (hairpin)

Le filtre passe-bande en épingle à cheveux est utilisé dans la plupart des cas “standards” grâce à son efficacité. Ce type de filtres est réalisé en repliant les résonateurs  $\lambda/2$  d’un filtre à lignes couplées en parallèle, formant ainsi une structure en U. Cette géométrie permet de réduire considérablement l’espace occupé sur la carte, ce qui est particulièrement avantageux dans des applications où l’espace est restreint.

Un des avantages majeurs des filtres passe-bande en épingle à cheveux est leur simplicité de fabrication. Contrairement à d’autres topologies plus complexes, les filtres en épingle à cheveux ne nécessitent pas de procédés de fabrication sophistiqués. Cela les rend non seulement plus faciles à produire mais aussi plus abordables pour une variété d’applications. Cette simplicité de conception est un atout considérable, surtout pour les projets nécessitant des solutions rapides et économiques. Ces filtres sont également très adaptables à différentes fréquences de fonctionnement. En ajustant la longueur et la disposition des résonateurs, on peut concevoir des filtres pour diverses bandes de fréquences, ce qui les rend extrêmement polyvalents pour les applications RF et micro-ondes actuelles. La figure suivante montre un exemple de filtre passe-bande en épingle à cheveux d’ordre 3.

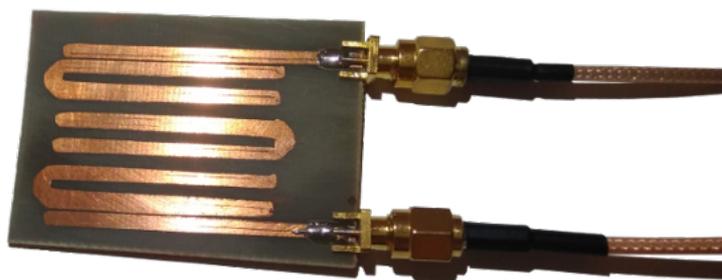


FIGURE 1.20 – Filtre en épingle à cheveux.

### 1.7.3 Filtres interdigités

Les filtres interdigités, comme illustré à la figure 1.21, sont connus pour leurs dimensions réduites par rapport aux filtres en épingle à cheveux grâce à l'utilisation de résonateurs quart d'onde  $\lambda/4$  au lieu de résonateurs demi-onde  $\lambda/2$ . Cette caractéristique permet de diminuer l'encombrement sur la carte, ce qui est particulièrement avantageux pour les applications nécessitant une intégration de composants dans des espaces restreints.

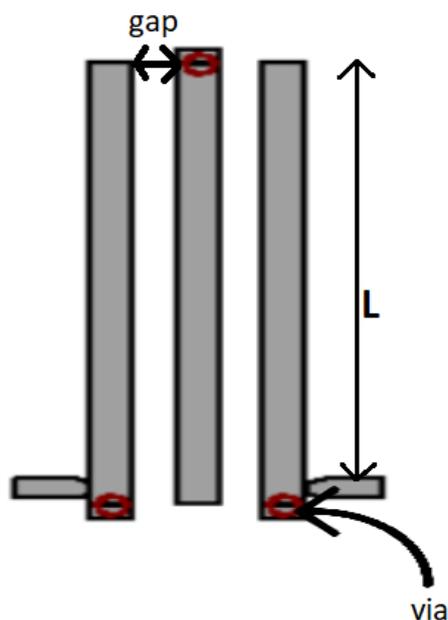


FIGURE 1.21 – Structure d'un filtre interdigité

Les dispersions sur les vias et les gaps présentent des défis pour les filtres interdigités[12], nécessitant un contrôle strict des tolérances de fabrication pour garantir des performances optimales. Les vias, qui sont des trous métallisés permettant la connexion entre la couche supérieure et le plan de masse dans la technologie micro-ruban, peuvent varier en taille et en position. Ces variations dimensionnelles entraînent des décalages

de fréquence ou des pertes supplémentaires, compliquant ainsi la conception des filtres interdigitales.

## 1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi les bases essentielles nécessaires à la compréhension et à la conception des filtres RF et micro-ondes. Nous avons commencé par explorer les notions fondamentales des filtres, en détaillant leur fonctionnement, les différents types de filtres existants, ainsi que leurs gabarits. La notion de la fonction de transfert aussi a été introduite.

Nous avons ensuite discuté de la méthode de perte d'insertion, une technique clé pour concevoir des filtres efficaces en minimisant les pertes de signal dans la bande passante tout en bloquant les fréquences non désirées. Cette méthode s'avère particulièrement utile pour créer des filtres adaptés à des besoins spécifiques.

La transformation des filtres à partir d'un prototype passe-bas a été également abordée, illustrant comment un modèle de base peut être transformé en un filtre passe-bande en fonction d'un cahier des charges précis. Nous avons également évoqué les outils permettant de transformer des composants discrets en composants distribués, un aspect crucial pour les filtres utilisés dans les fréquences micro-ondes et RF.

La technologie micro-ruban, populaire pour la fabrication de filtres RF et micro-ondes, a été examinée. Nous avons discuté de ses avantages, de ses défis et de son applications dans les systèmes de communication modernes.

Enfin, nous avons présenté trois filtres micro-ondes classiques pour illustrer les concepts et techniques discutés précédemment. Cette présentation a permis de mieux comprendre les avantages et les limites de chaque type de filtres dans des applications pratiques.

Ce chapitre a pour objectif de fournir une vue d'ensemble complète des principes de base et des techniques nécessaires pour aborder des étapes de conception et de réalisation de filtres. En comprenant ces fondations, nous sommes mieux préparés à explorer les innovations et les développements futurs dans le domaine des filtres RF et micro-ondes.

# Chapitre 2

## Caractérisation des paramètres de couplage des résonateurs

### 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons la caractérisation des paramètres de couplage des résonateurs, éléments cruciaux des filtres RF et des oscillateurs. Les résonateurs sont des composants essentiels dont la performance dépend de plusieurs paramètres clés, tels que la fréquence de résonance, le coefficient de couplage, et le facteur de qualité sans charge [13]. Nous explorerons en détail la matrice de couplage générale, un outil fondamental introduit par Atia et Williams dans les années 1970 pour la synthèse et l'analyse des filtres à résonateurs. Cette matrice permet de modéliser les interactions complexes entre les résonateurs et de définir les caractéristiques du filtre, tels que l'ordre du filtre, la position des zéros de transmission, et la topologie du filtre.

Nous étudierons également les mécanismes de couplage magnétique et électrique, qui sont déterminants pour le comportement des résonateurs couplés. Le couplage magnétique et électrique influe directement sur les fréquences de résonance des modes pairs et impairs des résonateurs, ce qui est crucial pour la conception de filtres haute performance. La détermination précise des coefficients de couplage  $k$  et des facteurs de qualité externe  $Q_{ex}$  à travers des méthodes théoriques et expérimentales est essentielle pour optimiser les performances des dispositifs RF. Ce chapitre vise à fournir une compréhension approfondie de ces concepts et à présenter les techniques pratiques pour leur mise en œuvre dans la conception et l'optimisation des filtres à résonateurs.

## 2.2 Matrice de couplage générale

Au début des années 1970, Atia et Williams ont introduit le concept de matrice de couplage appliqué aux filtres en guides d'ondes. Cette matrice décrit non seulement le couplage entre les cavités adjacentes, mais également le couplage de chaque cavité avec toutes les autres cavités du filtre en guides d'ondes. Elle est synthétisée à partir de la fonction de transfert du filtre. Une fois obtenue, la matrice de couplage devient l'élément clé de la synthèse du filtre, car elle permet de déduire toutes les caractéristiques du filtre, tels que l'ordre du filtre, le nombre et la position des zéros de transmission, la topologie du filtre, etc, puis de fournir son circuit équivalent.

L'utilisation d'un prototype de filtre sous forme de matrice de couplage est extrêmement utile, car elle permet d'appliquer des opérations matricielles telles que l'inversion ou la transformation de similarité pour reconfigurer le filtre et obtenir ainsi des filtres ayant les mêmes caractéristiques mais avec des topologies différentes. Le circuit proposé par Atia et Williams est une cascade de plusieurs résonateurs inter-couplés par un facteur de couplage  $M$ , avec un couplage direct pour les résonateurs adjacents et un couplage indirect pour les autres résonateurs. Chaque résonateur est constitué d'un condensateur de 1 Farad en série avec une inductance de 1 Henry. La figure 2.1 présente le schéma électrique équivalent d'un filtre passe-bande.

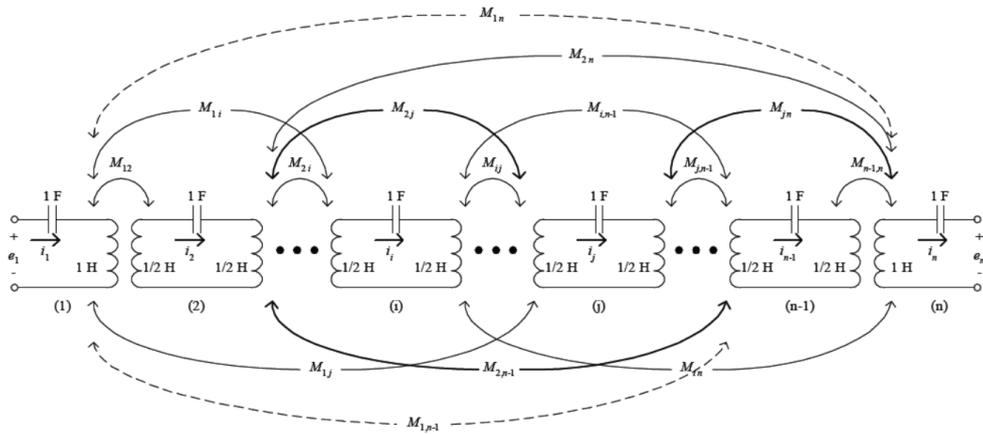


FIGURE 2.1 – Circuit électrique équivalent à un filtre passe bande [13]

Ce concept de matrice de couplage peut également être appliqué aux filtres en micro-ruban. Dans les filtres en micro-ruban, les résonateurs sont formés par des segments de ligne de transmission sur un substrat diélectrique, et la matrice de couplage peut décrire le couplage entre ces résonateurs. L'adaptation de ce concept aux micro-rubans permet de modéliser les interactions complexes entre les différentes sections de ligne de transmission,

offrant une méthode puissante pour la conception de filtres haute performance dans les systèmes de communication modernes.

La matrice de couplage  $M$  peut être représentée comme suit :

$$M = \begin{pmatrix} M_{11} & \cdots & \cdots & M_{1N} \\ M_{21} & M_{22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{N1} & \cdots & \cdots & M_{NN} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

La matrice de couplage est généralement une matrice  $N \times N$  où  $N$  représente le nombre de résonateurs dans le filtre. Chaque élément de la matrice, noté  $M_{ij}$ , correspond au couplage entre le résonateur  $i$  et le résonateur  $j$ . Les éléments de la diagonale principale,  $M_{ii}$ , peuvent également inclure des réactances invariantes en fréquence pour modéliser des caractéristiques asymétriques dans la réponse du filtre. Les valeurs de cette matrice sont déterminées par les spécifications de performance du filtre, tels que les fréquences de coupure, le rejet hors bande et les zéros de transmission.

Pour représenter plus précisément un circuit micro-ondes, les transformateurs peuvent être remplacés par des inverseurs d'impédance et d'admittance (longueurs de ligne de transmission de  $90^\circ$ ), ce qui imite les caractéristiques électriques de nombreux dispositifs de couplage micro-ondes. En ajoutant un inverseur à chaque extrémité du réseau, les couplages d'entrée et de sortie du filtre peuvent également être représentés ce qui est appelé la matrice de couplage 'N+2'.

Une fois que la matrice de couplage est établie théoriquement, le défi réside dans sa concrétisation pratique. Cette étape est souvent la plus complexe car elle implique une fabrication précise des couplages entre les résonateurs. Il est nécessaire d'ajuster avec précision les dimensions et les espacements des éléments du filtre pour obtenir les couplages souhaités. Les techniques de fabrication doivent être rigoureusement contrôlées pour garantir que les spécifications de la matrice de couplage théorique sont respectées dans le dispositif physique final. En d'autres termes, bien que la génération de la matrice de couplage soit possible, sa réalisation pratique peut être un défi en raison de la complexité associée à la fabrication précise des couplages dans le filtre.

Les éléments de couplage  $M_{n,n+1}$  sont liés aux éléments de prototype passe-bas à éléments localisés  $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$  comme suit :

$$M_{j,j+1} = \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad \text{avec } j \in \{1, \dots, N-1\} \quad (2.2)$$

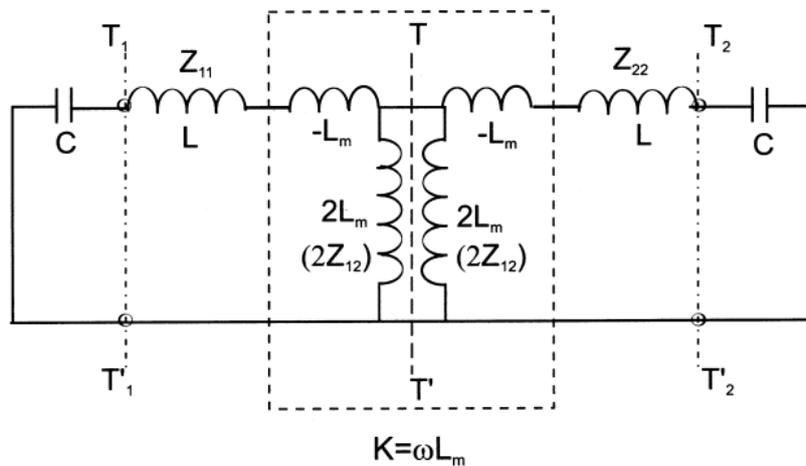
[11]

## 2.2.1 Analyse des résonateurs couplés synchrones

Un résonateur en mode dual peut être assimilé à deux résonateurs en mode simple couplés entre eux, soit par couplage magnétique, soit par couplage électrique, ou par une combinaison des deux. L'analyse du couplage dans ce contexte s'appuie principalement sur les travaux d'Awai (1998) et de Hong (1996)[14].

### 2.2.1.1 Couplage Magnétique

Le couplage magnétique entre les résonateurs se produit lorsque les champs magnétiques générés par les courants dans les inductances des résonateurs interagissent. Ce couplage peut être modélisé en représentant les résonateurs avec des inductances mutuelles. Lorsqu'un couplage magnétique est présent, la fréquence de résonance du mode pair ( $f_p$ ) est inférieure à celle du mode impair ( $f_i$ ).



**FIGURE 2.2** – Le circuit équivalent intègre un inverseur d'impédance  $K = \omega L_m$  pour symboliser le couplage magnétique.

Le couplage magnétique est modélisé par un inverseur d'impédance, décomposant ainsi le circuit en modes pair et impair.

Les équations des fréquences de résonance pour les modes pair et impair sont respectivement :

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C(L - L_m)}} \quad (2.3)$$

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C(L + L_m)}}$$

(2.4)

Dans le schéma de la figure 2.2,  $L$  et  $C$  désignent les inductances et les capacités propres des résonateurs, tandis que  $L_m$  symbolise l'inductance mutuelle.

Le coefficient de couplage magnétique  $k_m$  est calculé à partir des fréquences de résonance :

$$k_m = \frac{f_i^2 - f_p^2}{f_i^2 + f_p^2} \quad (2.5)$$

les équations (2.3) et (2.4) peuvent être exploitées pour déterminer le coefficient de couplage magnétique par :

$$k_m = \frac{L_m}{L} \quad (2.6)$$

où  $L_m$  est l'inductance mutuelle entre les résonateurs et  $L$  est l'inductance propre de chaque résonateur.

En référence aux sections précédentes, les éléments de la matrice de couplage  $[M]$  sont normalisés par rapport à la largeur de bande fractionnelle. L'élément de couplage  $M$  entre deux résonateurs adjacents est alors donné par :

$$M = \frac{f_0 \cdot f_i^2 - f_p^2}{\text{FBW} \cdot f_i^2 + f_p^2} \quad (2.7)$$

### 2.2.1.2 Couplage Électrique

Le couplage électrique entre les résonateurs se produit lorsque les champs électriques générés par les capacités des résonateurs interagissent. Ce couplage peut être représenté par des capacités mutuelles. En présence d'un couplage électrique, la fréquence de résonance du mode pair ( $f_p$ ) est supérieure à celle du mode impair ( $f_i$ ).

Ces définitions et équations permettent de caractériser les interactions magnétiques et électriques entre les résonateurs dual mode, facilitant ainsi la conception et l'optimisation des filtres microrubans. Les modèles sont basés sur les travaux de Jia-Sheng Hong et M. J. Lancaster dans[6].

## 2.3 Synthèse des résonateurs pour le filtre passe bande

### 2.3.1 Paramètres de conception du FPB à résonateur à couplage direct

Comme précédemment exposé, les filtres passe-bande dans les régions RF et micro-ondes sont généralement réalisés par la mise en cascade de plusieurs résonateurs de structure uniforme, utilisant des circuits de couplage appropriés. Partant de spécifications de filtre précises (telles que la fréquence centrale, la largeur de bande passante, la perte d'insertion, et l'atténuation à une fréquence spécifiée), la première étape de la synthèse d'un filtre consiste à déterminer les paramètres de conception nécessaires, tels que l'ordre  $n$ , les valeurs des éléments  $g_j$ , et le facteur de qualité sans charge  $Q_0$ , après avoir choisi le type de réponse du filtre, qu'il soit Chebyshev ou Butterworth...

Sur la base de ces paramètres fondamentaux, l'étape suivante consiste à calculer les paramètres électriques et/ou structurels en fonction de la structure du résonateur employé. La conception de filtres utilisant des résonateurs LC à éléments localisés et des circuits de couplage à éléments localisés permet un calcul direct des paramètres électriques. En revanche, dans les bandes de haute fréquence, telles que les régions RF et micro-ondes, les circuits à éléments distribués sont souvent utilisés pour les dispositifs de filtrage, nécessitant ainsi la détermination de paramètres électriques et structurels pour la conception du filtre.

Les théories de conception des filtres ayant été généralisées et systématisées sur la base de la théorie des circuits à éléments localisés, les paramètres électriques sont d'abord calculés en approximant les circuits distribués en circuits à éléments localisés. Ces paramètres sont ensuite convertis en paramètres structurels, déterminant ainsi la conception des résonateurs[15].

### 2.3.2 Conception de filtres par méthode expérimentale

La fréquence centrale  $f_0$ , l'ordre  $n$ , la largeur de bande relative  $w$ , les valeurs des éléments  $g_j$  et l'affaiblissement d'insertion  $L_0$  (dB) sont supposés selon les spécifications initiales de conception du FPB (filtre passe-bande). Le résonateur unique permet d'obtenir la structure du résonateur, la fréquence de résonance (fréquence centrale), la qualité sans charge ( $Q_0$ ) et la qualité externe ( $Q_{ex}$ ). Il est également possible de mesurer ces paramètres de manière expérimentale. La détermination de la perte d'insertion repose sur  $Q_0$ , qui doit

être calculé dans les conditions suivantes :

$$Q_0 > \frac{4.434}{w \cdot L_0} \sum_{j=1}^n g_j \quad (2.8)$$

Le facteur de qualité sans charge ( $Q_0$ ) est déterminé par la structure géométrique du circuit à éléments distribués. Par conséquent, la relation entre la structure du résonateur et  $Q_0$  doit être soigneusement étudiée, car c'est un paramètre crucial pour déterminer la taille totale du FPB.

Le facteur de qualité externe ( $Q_{ex}$ ) est un paramètre fondamental qui établit la relation entre le filtre et le circuit externe (circuit d'entrée et de sortie), permettant ainsi l'adaptation d'impédance entre eux. Ils sont exprimés comme suit :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{w} \quad (2.9)$$

$$Q_{e2} = \frac{g_n g_{n+1}}{w} \quad (2.10)$$

Les termes  $Q_{e1}$  et  $Q_{e2}$  représentent respectivement les facteurs de qualité externe aux ports d'entrée et de sortie respectivement. Lorsque les impédances d'entrée et de sortie sont égales,  $Q_{e1} = Q_{e2}$ . Le coefficient de couplage  $k$  est lié aux paramètres de conception de base de la manière suivante :

$$K_{j,j+1} = \frac{w}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (2.11)$$

Le terme  $K_{j,j+1}$  représente le coefficient de couplage entre le  $j$ -ème et le  $(j+1)$ -ème résonateur. La valeur de  $k$  peut être facilement déterminée en mesurant la réponse en fréquence d'une paire de résonateurs.

D'après les discussions ci-dessus, nous comprenons que la conception du filtre peut être réalisée en considérant les valeurs mesurables expérimentalement de  $f_0$ ,  $Q_0$ ,  $Q_{ex}$  et  $k$ . Par conséquent, il est possible de synthétiser le FPB en établissant la relation entre ces

paramètres et la structure physique du filtre[15].

### 2.3.3 Détermination de Q et k

#### 2.3.3.1 Détermination de Q

Le facteur de qualité d'un résonateur est défini par trois valeurs différentes de Q, et les démonstrations qui suivent sont principalement basées sur les recherches de Darko Kajfez [13] :

- Q sans charge ( $Q_0$ ) qui indique la qualité intrinsèque du résonateur lui-même
- Q externe ( $Q_{ex}$ ) qui exprime la condition de couplage entre les circuits externes et le résonateur
- Q chargé ( $Q_L$ ) qui représente le Q total, y compris le résonateur et les circuits externes.

La relation suivante est établie entre ces valeurs :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ex}} \quad (2.12)$$

La figure 2.3 présente le circuit équivalent, qui convient à tous les résonateurs à éléments distribués. Il contient également une source externe composée de V et une impédance interne adaptée à la ligne de transmission d'entrée. Cette source représenterait l'analyseur de réseau, qui est connecté au port d'entrée 1 du résonateur. La ligne de transmission de longueur l, située entre l'entrée (port 1) et l'emplacement de couplage (port 2), peut être physiquement très courte. Cette longueur n'est jamais connue exactement.

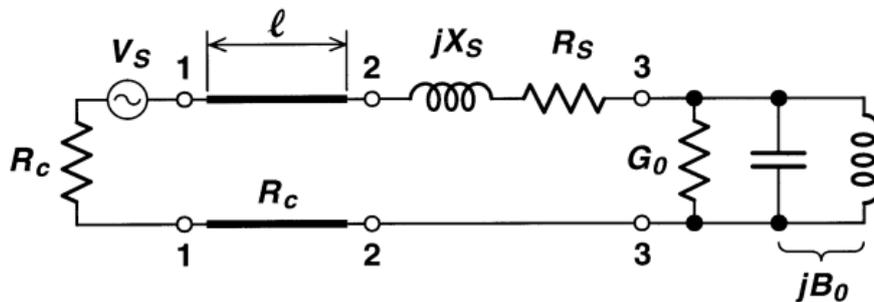


FIGURE 2.3 – Résonateur et circuit externe

Imaginons qu'un observateur puisse entrer dans le résonateur et observer à gauche et à droite depuis le port 3. Sur sa droite, il percevra le résonateur non chargé, avec sa

fréquence de résonance.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.13)$$

Le facteur Q sans charge :

$$Q_0 = \frac{2\pi f_0 C}{G_0} \quad (2.14)$$

$G_0$  représente la dissipation à l'intérieur du résonateur, due aux pertes de conducteur et de diélectrique. La résistance correspondante est l'inverse de cette valeur tels que  $R_0 = \frac{1}{G_0}$ . Le circuit externe observé peut être simplifié et remplacé par un équivalent de Norton, composé d'une source de courant en parallèle avec une impédance, comme illustré à la figure 2.4. Pour simplifier davantage, l'impédance  $R_c + R_s + jX_s$  peut être transformée en une admittance  $G_{ex} + jB_{ex}$ , qui représente l'admittance externe ressentie par le résonateur.

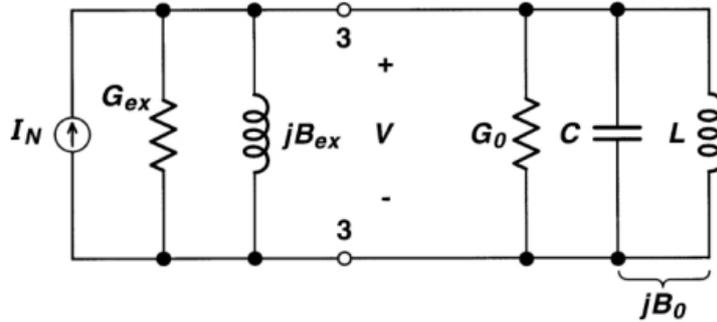


FIGURE 2.4 – Le circuit équivalent de Norton pour le port 3

Maintenant, l'observateur au port 3 peut clairement constater que le circuit externe influence le résonateur de deux façons. Premièrement, la susceptance  $B_{ex}$  décale la fréquence de résonance. Toutefois, ce décalage est si minime qu'il a peu d'importance. L'observateur doit simplement prendre en compte un résonateur chargé avec une fréquence de résonance légèrement modifiée. Deuxièmement, la conductance  $G_{ex}$  se met en parallèle avec  $G_0$ , ce qui diminue le facteur Q global à une nouvelle valeur  $Q_L$ . Le facteur Q externe est défini par :

$$Q_{ex} = \frac{2\pi f_0 C}{G_{ex}} \quad (2.15)$$

Le rapport de la puissance dissipée dans le circuit externe à la puissance dissipée dans le résonateur est appelé coefficient de couplage  $k$ . Comme  $G_0$  et  $G_{ex}$  partagent une tension commune  $V$ , le rapport des puissances est proportionnel au rapport des conductances :

$$K = \frac{G_{ex}}{G_0} = \frac{Q_0}{Q_{ex}} \quad (2.16)$$

### 2.3.3.2 Détermination du coefficient de couplage $k$

Une expression utile pour  $k$  peut être obtenue à partir d'un fait bien connu en physique : lorsque deux résonateurs sont couplés l'un à l'autre, ils résonnent ensemble à deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , qui sont, en général, différentes de leur fréquence de résonance d'origine  $f_0$ .

De plus, ces deux fréquences sont associées à deux modes normaux d'oscillation du système couplé, et leur différence augmente à mesure que le couplage entre les résonateurs augmente. Une formule donnant la relation exacte entre ces grandeurs est donnée par :

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

(2.17)

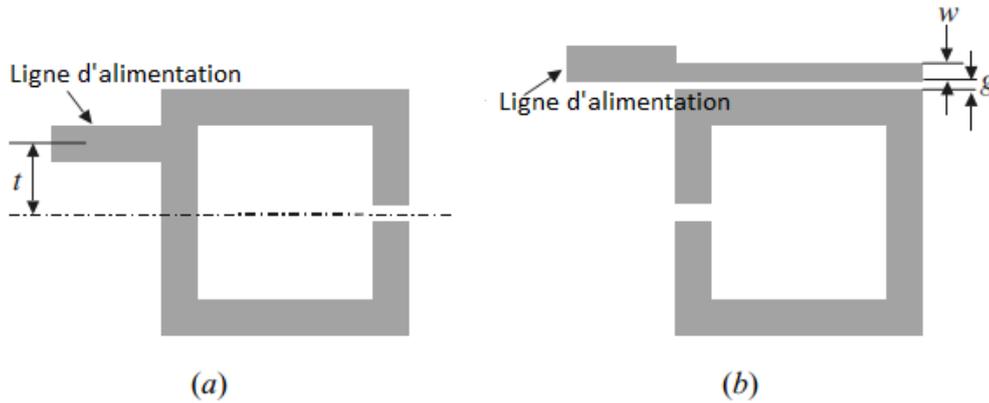
Pour déterminer le couplage entre une paire de résonateurs, ils sont excités avec deux lignes d'alimentation faiblement couplées afin d'obtenir un paramètre de transmission  $S_{21}(\omega)$  à partir duquel les deux fréquences de résonance  $f_1$  et  $f_2$  peuvent être extraites. Cette procédure peut ensuite être répétée pour plusieurs séparations  $s$  entre les résonateurs afin de générer un diagramme de conception qui montre  $k$  en fonction de  $s$  [16].

### 2.3.4 Formule d'extraction du facteur de qualité externe $Q_{ex}$

Deux structures typiques de couplage d'entrée/sortie (E/S) pour des filtres à résonateur microruban couplé, à savoir la ligne connectée directement et les structures de ligne couplée, sont illustrées avec le résonateur en boucle ouverte de microruban, bien que d'autres types de résonateurs puissent également être utilisés (voir Figure 2.5).

Dans le cas du couplage par ligne connectée, une ligne d'alimentation de 50 ohms est généralement directement connectée au résonateur d'entrée/sortie, et le couplage ou le facteur de qualité externe est ajusté par la position de la connexion directe  $t$ , comme indiqué dans la Figure 2.5(a). Par exemple, plus  $t$  est petit, plus la ligne connectée est proche d'un point de mise à la terre virtuelle du résonateur, ce qui réduit le couplage et augmente le facteur de qualité externe.

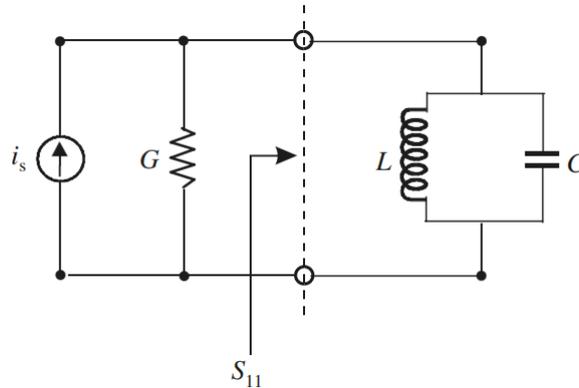
Le couplage de la structure de ligne couplée dans la Figure 2.5(b) est déterminé par l'écart de couplage  $g$  et la largeur de la ligne  $w$ . En général, un écart plus réduit et une ligne plus étroite conduisent à un couplage E/S plus fort et à un facteur de qualité externe plus faible du résonateur. [6]



**FIGURE 2.5** – Structures de couplage (E/S) typiques pour les filtres à résonateur couplés.  
 (a) couplage par ligne connectée.  
 (b) Couplage par ligne couplée.

## 2.3.5 Facteur de qualité externe

### 2.3.5.1 Résonateur à Charge Unique



**FIGURE 2.6** – Circuit équivalent du résonateur E/S avec une charge unique.

Pour extraire le facteur de qualité externe à partir de la réponse en fréquence du résonateur d'entrée/sortie, considérons le circuit équivalent de la Figure 2.6, où  $G$  représente la conductance externe attachée au résonateur LC sans pertes, garantissant que le facteur de qualité externe extrait est cohérent avec celui défini lors de la formation de la matrice de couplage générale. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  au port d'excitation du résonateur est donné par :

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} \quad (2.18)$$

où  $Y_{\text{in}}$  est l'admittance d'entrée du résonateur :

$$Y_{\text{in}} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.19)$$

Notez que  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  est la fréquence de résonance. Aux environs de la résonance, c'est-à-dire pour  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ,  $Y_{\text{in}}$  peut être simplifié en :

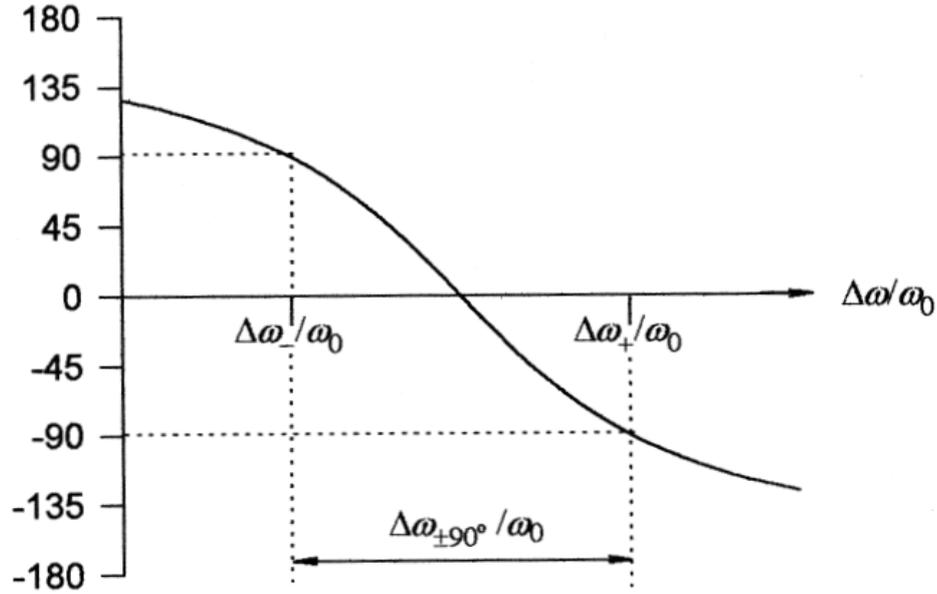
$$Y_{\text{in}} = j\omega_0 C \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (2.20)$$

en utilisant l'approximation  $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$ . En substituant cette expression dans  $S_{11}$  et en notant que  $Q_{ex} = \frac{\omega_0 C}{G}$ , nous obtenons :

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_{ex} \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}}{1 + jQ_{ex} \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (2.21)$$

Étant donné que nous supposons que le résonateur est sans pertes, l'amplitude de  $S_{11}$  est toujours égale à 1, car à proximité de la résonance, le résonateur parallèle de la Figure 2.6 se comporte comme un circuit ouvert. Cependant, la réponse en phase de  $S_{11}$  varie avec la fréquence. Un graphique de la phase de  $S_{11}$  en fonction de  $\Delta\omega/\omega_0$  est donné à la Figure 2.7. Lorsque la phase est  $\pm 90^\circ$ , la valeur correspondante de  $\Delta\omega$  est déterminée par :

$$2Q_{ex} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \pm 1 \quad (2.22)$$


 FIGURE 2.7 – Réponse en phase de  $S_{11}$  pour le circuit de la figure 2.6

Par conséquent, la largeur de bande absolue entre les points  $\pm 90^\circ$  est :

$$\Delta\omega_{\pm 90^\circ} = \omega_0 \cdot \frac{1}{Q_{ex}} \quad (2.23)$$

Le facteur de qualité externe peut alors être extrait de cette relation :

$$Q_{ex} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} \quad (2.24)$$

Alternativement, le  $Q_{ex}$  peut être extrait du délai de groupe de  $S_{11}$  à la résonance par la relation suivant [6] :

$$Q_{ex} = \frac{\omega_0 \cdot \tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4} \quad (2.25)$$

Il convient de noter que, bien que les formulations présentées dans cette section soient basées sur le résonateur parallèle, les mêmes formules peuvent également être appliquées au résonateur en série [6].

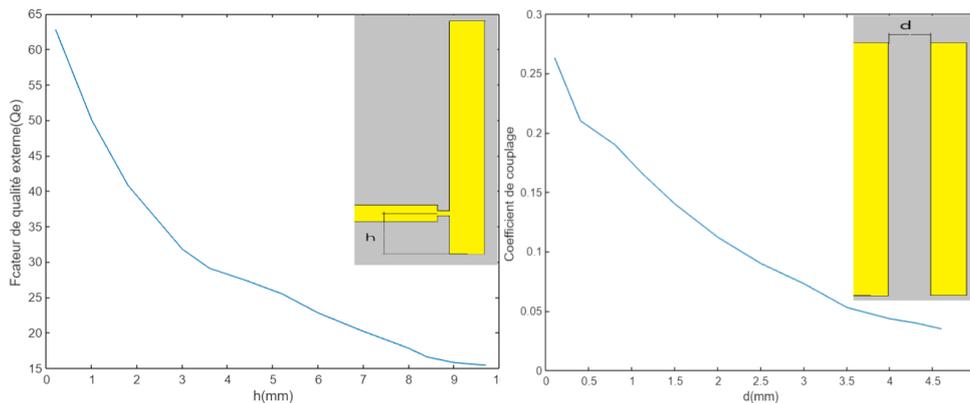
## 2.4 Extraction des coefficient de couplage et de facteur de qualié externe :Exemple d'application

Dans le chapitre précédent, nous avons appris à calculer les paramètres  $g$  pour les prototypes passe-bas de Butterworth et de Tchebychev, et dans ce chapitre, nous avons

étudié les équations qui relient ces paramètres au facteur de qualité externe  $Q_e$  ainsi qu'aux coefficients de couplage  $K_{i,j}$ . Maintenant appliquons ces concepts qu'on a appris pour concevoir un filtre passe-bande classique.

### 2.4.1 Filtre interdigité

Considérons un filtre passe-bande avec des fréquences de coupure de  $f_{c1} = 825$  MHz et  $f_{c2} = 875$  MHz, et une atténuation maximale de 3.01 dB dans la bande passante. Les paramètres  $g$  de ce prototype sont :  $g_0 = 1.0, g_1 = 1.0, g_2 = 2.0, g_3 = 1, g_4 = 1.0$ . La bande passante relative est de 5.88%, ce qui nous permettra de calculer les facteurs de qualité externes :  $Q_{e1}=Q_{e3}=17.007$ , et les coefficients de couplage :  $K_{1,2}=0.04158, k_{2,3}=0.04158$ . Comme illustré dans la figure 2.8 (à gauche) on a varié la distance  $h$  et calculé le facteur qualité externe pour chaque valeur. Pour tracer la courbe de la figure 2.8 (à droite), la distance  $d$  entre deux résonateurs adjacents a été variée et les valeurs des coefficients de couplage ont été calculées pour chaque valeur  $d$  [17].

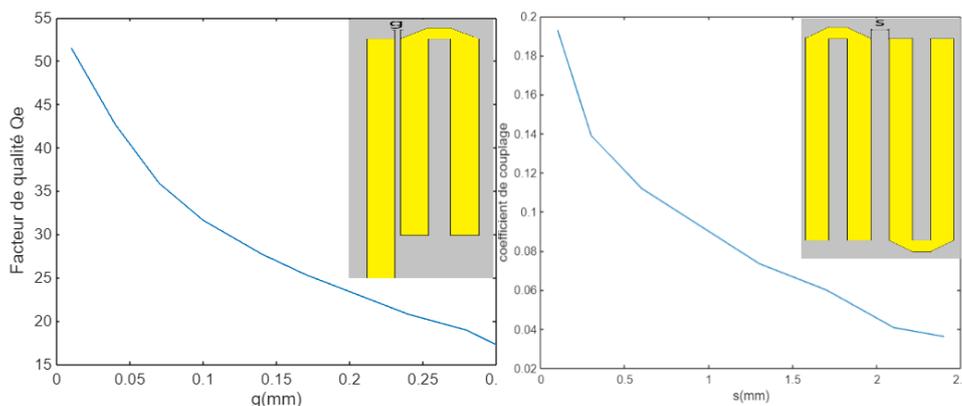


**FIGURE 2.8** – Facteur de qualité externe en fonction de la distance  $h$  pour un résonateur (à gauche), Coefficient de couplage en fonction de l'espacement  $d$  entre deux résonateurs couplés (à droite)

### 2.4.2 Filtre Hair-pin

Pour concevoir un filtre passe-bande en épingle à cheveux, nous avons choisi pour une approximation de Tchebychev comme prototype passe-bas. Les deux fréquences de coupure étant  $f_{c1}=875$  MHz et  $f_{c2}=935$  MHz, l'atténuation maximale est maintenue 3.01 dB et la bande passante relative  $FBW=0.0778$ . Les paramètres  $g$  de ce filtre alors sont :  $g_0 = g_4 = 1.0, g_1 = g_3 = 1.5963$  et  $g_2 = 1.0967$ . De la même façon que le filtre précédent nous avons calculé les facteurs de qualité externe :  $Q_{e1}=Q_{e3}=20.5179$  ainsi que les coefficients de couplage :  $K_{1,2}=K_{2,3}=0.0588$ . La figure 2.9 montre le facteur de qualité externe simulé

( $Q_e$ ) d'un résonateur à épingle à cheveux par une ligne couplée en fonction de la position de la ligne d'alimentation connectée directement  $g$ , tel que décrit dans la courbe (à gauche). Coefficient de couplage mutuel simulé ( $k$ ) en fonction du paramètre d'espacement  $s$ , comme indiqué dans la courbe (à droite) [17].



**FIGURE 2.9** – Facteur de qualité externe en fonction de la distance  $g$  pour un résonateur (à gauche), Coefficient de couplage en fonction de l'espacement  $s$  entre deux résonateurs couplés (à droite)

## 2.5 Résonateurs mono-mode et multi-modes

Les résonateurs micro-ondes possèdent généralement plusieurs modes de résonance. De plus, chaque mode spatial présente des harmoniques apparaissant aux multiples de la fréquence fondamentale (modes harmoniques). Cependant, pour simplifier la conception et l'analyse des circuits micro-ondes, les résonateurs sont souvent utilisés dans une plage de fonctionnement où un seul mode est actif. Ces résonateurs sont désignés comme résonateurs monomodes ou à mode unique.

Les résonateurs fonctionnant dans une plage de fréquences permettant plusieurs modes sont appelés résonateurs multimodes ou à modes multiples. Généralement, ces modes sont configurés de manière orthogonale, ce qui signifie que l'énergie d'un mode n'est pas transférée à un autre. Le fonctionnement de ces résonateurs suit un processus méthodique : le signal d'entrée est d'abord couplé à un premier mode, puis des éléments perturbateurs facilitent le couplage de ce mode à un ou plusieurs autres.

D'après ce qui précède, le plus grand avantage d'utiliser des résonateurs multi-modes est la réduction du nombre de résonateurs nécessaires pour obtenir une réponse désirée. En effet, chaque mode peut être considéré comme un résonateur à mode unique. Donc, en

combinant plusieurs résonateurs en un seul, nous réduisons considérablement les dimensions du circuit.

La Figure 2.10 présente les deux modes orthogonaux d'un résonateur patch. Dans cette figure, les flèches représentent la distribution du courant dans chacun des deux modes spatiaux. Notons que les conditions de résonance nous imposent que la longueur du chemin qu'emprunte le courant doit être un multiple entier de la demi-longueur d'onde du signal dans le résonateur. Dans le cas du mode fondamental, nous avons que le côté parallèle au déplacement du courant doit être égal à la moitié de la longueur d'onde. De plus, comme les patchs étudiés sont de forme carré, les deux modes auront la même fréquence de résonance.

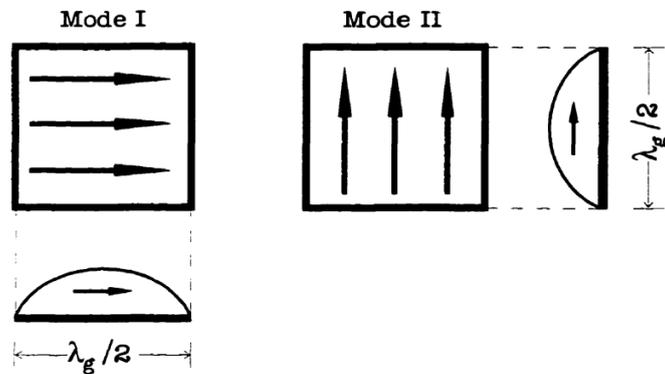


FIGURE 2.10 – Les deux modes fondamentaux d'un résonateur patch

La Figure 2.11 expose les deux modes dans la configuration à dual mode du patch. Comme mentionné précédemment, ces deux modes sont orthogonaux.

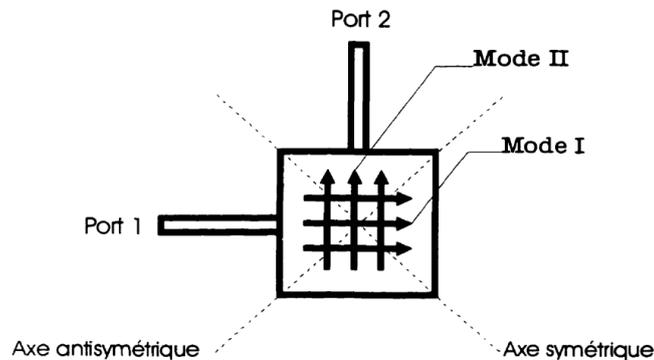


FIGURE 2.11 – Un résonateur patch utilisé en dual mode

Pour concevoir un filtre passe-bande, il est impératif de réaliser le couplage entre les

modes I et II. Une approche peut être envisagée à cette fin. Elle consiste à disposer des éléments perturbateurs le long de l'axe symétrique ou de part et d'autre de celui-ci, engendrant ainsi une perturbation symétrique.

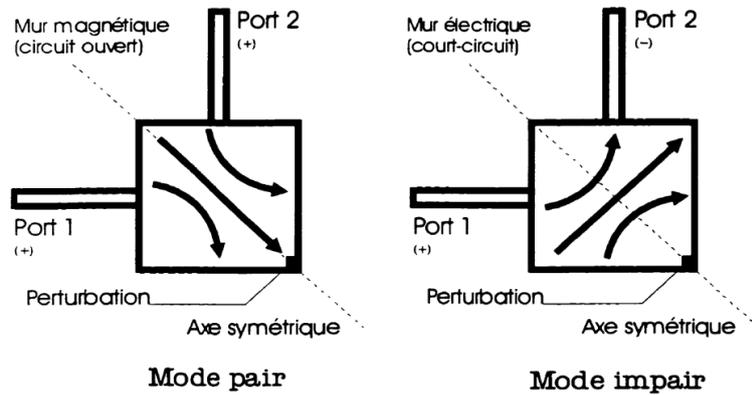


FIGURE 2.12 – La décomposition en modes pair et impair

La figure 2.12 montre la séparation actuelle en mode pair et impair. En mode pair, les ports 1 et 2 sont alimentés en phase, créant un état de mur magnétique ou de circuit ouvert le long de l'axe symétrique. Par contre, en mode impair, les ports 1 et 2 sont alimentés en phase opposée, entraînant un mur électrique ou un court-circuit sur l'axe symétrique. Nous aborderons plus en détail les filtres de type dual mode dans le chapitre suivant.

## 2.6 Conclusion

En conclusion, la caractérisation des paramètres de couplage des résonateurs est une étape cruciale pour la conception et l'optimisation des filtres RF et des oscillateurs. Ce chapitre a mis en lumière l'importance de la matrice de couplage générale pour modéliser les interactions complexes entre les résonateurs, ainsi que les mécanismes de couplage magnétique et électrique qui influencent directement les performances des filtres. La précision dans la détermination des coefficients de couplage ( $k$ ) et des facteurs de qualité externe ( $Q_{ex}$ ) est essentielle pour garantir une performance optimale et une fiabilité accrue des dispositifs électroniques. Les méthodes présentées offrent des outils puissants pour le développement des technologies RF avancées, répondant aux exigences strictes des systèmes de communication modernes.

Le chapitre suivant abordera les avancées dans la conception et la simulation des filtres

dual-mode, ainsi que les techniques de miniaturisation, ouvrant de nouvelles perspectives pour l'optimisation des dispositifs RF.

# Chapitre 3

## Filtre dual-mode : conception, simulation et miniaturisation

### 3.1 Introduction

Dans ce troisième chapitre, nous intéresserons à la conception pratique des filtres dual mode à microruban. Après avoir posé les bases théoriques des filtres dans les chapitres précédents, où nous avons exploré les concepts fondamentaux, les généralités et la matrice de couplage, nous abordons maintenant le processus concret de création de ces dispositifs.

Nous débuterons par une étude des différents types de filtres dual mode à microruban. Cette exploration nous permettra de comprendre les caractéristiques, les avantages et les inconvénients de chaque type de filtres, en mettant particulièrement l'accent sur leur pertinence dans diverses applications RF et micro-ondes. En outre, nous analyserons les types de perturbations associés à chaque type de résonateur, notamment le couplage entre les deux modes de résonance, afin de mieux appréhender les défis de conception spécifiques à chacun.

Par la suite, nous nous intéresserons à la conception spécifique : le filtre dual mode à base de résonateurs en boucle carrée. Ce choix particulier est motivé par les caractéristiques uniques de ce type de résonateur, offrant un équilibre optimal entre performances de filtrage, compacité et facilité de mise en œuvre. Nous utiliserons le simulateur EM CST Studio pour effectuer des simulations sur le filtre. En nous appuyant sur les résultats des simulations, nous procéderons à des ajustements et à des optimisations afin d'atteindre les performances de filtrage désirées. Cette approche nous permettra d'analyser en profondeur le comportement du filtre dans différentes conditions et de garantir son bon fonctionnement avant de passer à l'étape suivante du processus de développement.

À travers cette exploration approfondie, nous visons à fournir une compréhension générale du processus de conception des filtres dual mode à micro-ruban. Nous mettrons en lumière les défis et les opportunités rencontrés tout au long du processus, ainsi que les solutions pour y faire face. En fin de compte, ce chapitre servira de guide pratique pour les ingénieurs et chercheurs souhaitant concevoir des filtres dual mode efficaces et performants pour une gamme variée d'applications RF et micro-ondes.

## 3.2 Résonateurs dual mode

### 3.2.1 Conditions pour la formation d'un résonateur dual-mode

Trois conditions ont été proposées par Matsuo, Yabuki et Makimoto (2001)[18] pour la formation d'un résonateur dual-mode :

#### Condition 1

"Une séparation physique d'au moins  $90^\circ$  doit exister entre les ports d'entrée et de sortie". Cette séparation angulaire garantit que les deux modes de résonance sont orthogonaux, minimisant ainsi le couplage direct entre les ports d'entrée et de sortie. Cela permet de mieux isoler les modes et de réduire les interférences, conduisant à une performance de filtre plus précise.

#### Condition 2

"Le résonateur doit présenter une discontinuité pour créer une onde réfléchie à partir de l'onde incidente dans le résonateur".

La présence d'une discontinuité dans le résonateur est essentielle pour introduire des réflexions des ondes électromagnétiques. Ces réflexions permettent de diviser le mode fondamental en deux modes distincts, chacun ayant sa propre fréquence de résonance. Les types de discontinuités couramment utilisés incluent les encoches, les stubs et les coupures.

#### Condition 3

"La géométrie du circuit doit être symétrique dans le plan".

Une géométrie symétrique est essentielle pour assurer une distribution uniforme du champ électromagnétique. Une structure symétrique permet également de maintenir l'équilibre entre les modes de résonance, améliorant ainsi les performances du filtre.

### 3.2.2 Types de discontinuités

Dans la conception de résonateurs dual-mode en micro-ruban, diverses discontinuités peuvent être utilisées pour créer les conditions nécessaires à la réflexion des ondes et à la génération de modes de résonance distincts. Voici les types de discontinuités couramment utilisées et leur rôle dans les résonateurs :

#### Perturbation

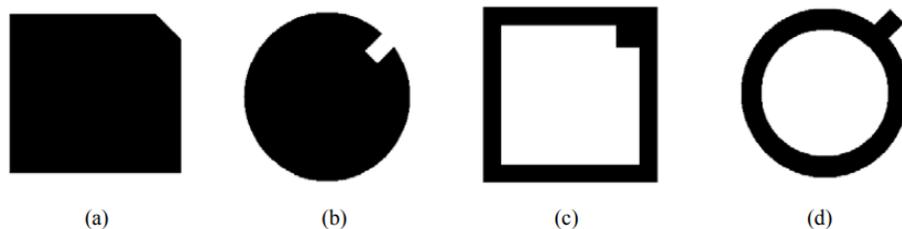
Les perturbations introduisent des modifications géométriques ou matérielles dans la structure du résonateur, perturbant le champ électromagnétique pour créer des conditions favorables à la réflexion des ondes. Les types de perturbations couramment utilisées incluent les encoches ou indentations, qui sont de petites découpes ou indentations sur la surface du patch ou du résonateur annulaire comme illustré dans la figure 3.1(b), et les ajours, qui sont des ouvertures ou trous placés stratégiquement dans le résonateur.

#### Stubs

Les stubs sont des éléments additionnels courts et en dérivation sur le résonateur principal. Ils peuvent être des segments de ligne de transmission ou de petits résonateurs supplémentaires connectés au résonateur principal. Il existe plusieurs types de stubs, parmi lesquels : le stub radial, qui est un segment courbe de ligne de transmission ajouté à un point spécifique du résonateur, et le stub en T, qui est un segment en forme de T ajouté au résonateur, comme illustré dans la figure 3.1(c, d).

#### Coupures

Les coupures sont des interruptions physiques ou des réductions de largeur dans le résonateur, créant des discontinuités qui réfléchissent les ondes électromagnétiques. Il existe différents types de coupures : la coupure partielle, qui correspond à une réduction de largeur sur une partie de la ligne de transmission ou du patch, et la coupure totale, qui est une interruption complète du conducteur avec une connexion rétablie par un pont ou un condensateur comme illustré dans la figure 3.1(a).



**FIGURE 3.1** – Résonateurs patch à dual mode ou résonateurs en anneau avec perturbation (comme une coupure et un stub) : (a) résonateur patch carré avec coupure, (b) résonateur patch disque circulaire avec encoche, (c) résonateur en anneau carré avec perturbation par stub et (d) résonateur en anneau avec perturbation par stub.[19, 20][21][22]

### 3.2.3 Résonateurs en boucle ou en patch dual mode avec perturbation

En général, un résonateur dual mode doit être conçu de manière à ce que les champs soient répartis symétriquement entre le résonateur et le plan de masse. De nombreux résonateurs dual modes ont été développés en utilisant cette méthode. Parmi ces résonateurs, on trouve les résonateurs dual modes en boucle carrée, en boucle méandre, en boucle fermée triangulaire et en boucle hexagonale [23, 24], ainsi que [25, 26]. Les deux modes de résonance des résonateurs en anneau circulaire, en boucle carrée et en boucle hexagonale sont excités et couplés entre eux par une ligne d'alimentation perpendiculaire et l'ajout d'un petit patch carré à l'angle du résonateur [23, 24].

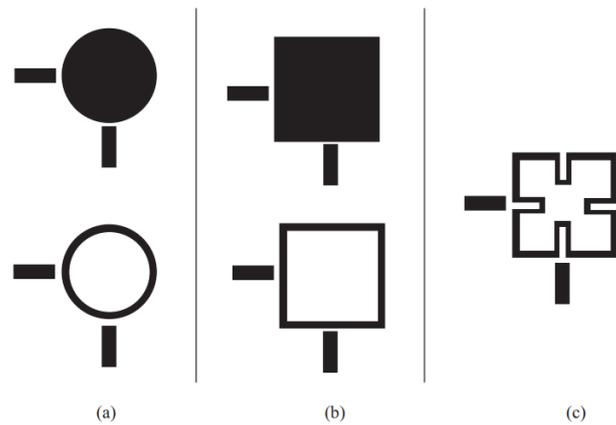
La figure 3.2 illustre les topologies des résonateurs dual modes alimentés par des lignes d'alimentation perpendiculaires.

Les résonateurs en boucle fermée sont plus compacts que les résonateurs patch. Par conséquent, la majorité des recherches actuelles se concentrent sur les résonateurs en boucle. En outre, la réduction de la taille de ces résonateurs a déjà été réalisée en étendant la boucle à l'intérieur du résonateur[22], ou en connectant le résonateur original à une boucle ouverte identique depuis les coins [27, 28]. Une autre classe de résonateurs de ce type est alimentée par des lignes d'alimentation parallèles [29, 25, 30].

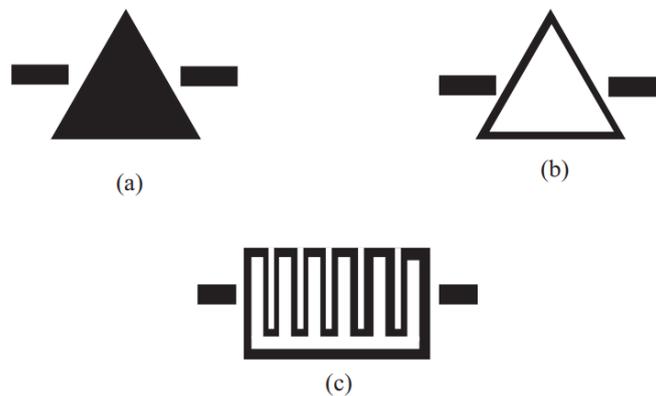
La figure 3.3 montre des résonateurs triangulaires dual modes ainsi qu'un résonateur en boucle fermée méandre.

L'avantage principal des patches et boucles dual modes réside dans la possibilité de séparer les modes dégénérés en ajoutant un petit patch au coin du résonateur ou en réalisant une découpe carrée (élément de perturbation) dans l'un des coins du résonateur. De plus, l'intensité du couplage entre les modes dégénérés dépend de la taille de l'élément de

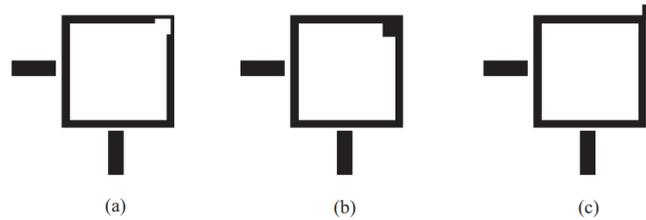
perturbation [31]. La nature du couplage entre les modes varie selon la forme de l'élément de perturbation [32]. Ainsi, en effectuant une découpe à un coin du résonateur (voir Fig 3.4(a)), un couplage inductif entre les modes est induit, tandis que l'ajout d'un petit patch à un coin induira un couplage capacitif entre les modes (voir la figure 3.4b et la figure 3.4c).



**FIGURE 3.2** – Résonateur en boucle circulaire dual mode, résonateur patch (a), résonateur en boucle carrée, résonateur patch (b), résonateur en boucle méandre carrée (c).



**FIGURE 3.3** – Résonateur patch triangulaire dual mode (a), boucle fermée triangulaire (b), résonateur en boucle méandre (c).



**FIGURE 3.4** – (a) Filtre dual mode avec perturbation par découpe du coin intérieur, (b) filtre dual mode avec perturbation par patch dans le coin intérieur, (c) filtre dual mode avec perturbation par patch dans le coin extérieur.

### 3.3 Conception d’un Filtre Dual Mode à Microruban : Étude de Cas et Exemple Pratique

#### 3.3.1 Le choix de la structure du filtre

Dans le cadre de notre exploration des filtres dual mode à microruban, nous avons examiné une variété de configurations et de types de résonateurs. Après avoir étudié les avantages et les caractéristiques de chacun, nous avons choisi d’approfondir la conception d’un filtre dual mode utilisant un résonateur en boucle carrée.

Le choix du résonateur en boucle carrée repose sur plusieurs raisons fondamentales. Premièrement, les résonateurs en boucle carrée offrent une excellente sélectivité et une forte rejection des fréquences non désirées, ce qui est essentiel pour les applications RF et micro-ondes. [23]

Enfin, ce type de résonateur permet de réduire efficacement la taille du dispositif tout en maintenant ses performances optimales. Sa structure géométrique simple facilite les processus de miniaturisation sans compromettre les caractéristiques essentielles du résonateur.

#### 3.3.2 Cahier des charges

Nous voulons concevoir un filtre passe-bande centré autour de la fréquence 1.1GHz, et une largeur de bande passante de 200MHz. Nous voulons avoir deux zéros de transmission aux deux fréquences 0.9GHz et 1.3GHz. Une atténuation maximale de 3.01dB dans la bande passante et une atténuation minimale de -20dB dans la bande rejetée. La figure 3.5 représente le gabarit du filtre qu’on veut réaliser.

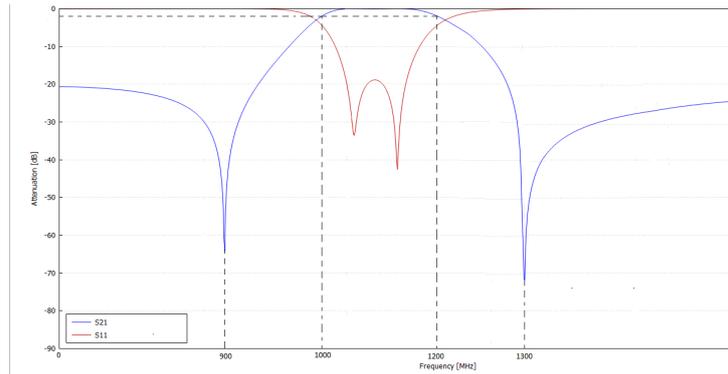


FIGURE 3.5 – Gabarit du filtre dual mode d'ordre 2

Pour converger à cet idéal et vu qu'on a pas accès au logiciel de la synthèse de matrice de couplage général CMS ; ce logiciel (Coupling Matrix Synthesis) permet de créer des matrices de couplage générales pour les filtres en cochant simplement les cases pour les couplages désirés. Cet outil est intégré dans CST Studio Suite et simplifie considérablement la conception de filtres micro-ondes en automatisant le processus de synthèse de la matrice de couplage. Cependant, CMS n'est pas accessible dans notre situation, et même l'outil FD3D de CST ne nous donne pas la possibilité de cocher les couplages qu'on souhaite dans la matrice. Chose qui nous a conduit à faire une étude paramétrique Pour observer l'effet de chaque paramètre géométrique.

### 3.3.3 Étude paramétrique

Dans le contexte de notre étude, nous utiliserons un résonateur en boucle carrée micro-ruban à dual-mode sur un substrat FR-4 ayant une constante diélectrique relative de 4.3 et une épaisseur de 1.6 mm, comme illustré dans la figure 3.6. Nous avons aussi fixé la longueur de la ligne d'alimentation à 5.8.

Parmi les paramètres qui ont une influence sur la réponse du résonateur on peut trouver  $w$ , la largeur de la ligne d'alimentation. Notre but c'est de faire l'adaptation à l'entrée ainsi qu'à la sortie pour une impédance caractéristique  $Z_c=50$  Ohm. En utilisant l'outil de calculateur d'impédance du logiciel CST, ils se trouve que pour que l'entrée soit adaptée à 50 Ohm la largeur  $w$  est égale a 3.1mm pour une fréquence 1.1 GHz, nous fixerons cette largeur pour la suite de notre étude. La longueur  $f$  est fixée 5.8mm.

Un autre paramètre plus important est la longueur latérale du résonateur nommée ici  $L_0$ , cette longueur doit être calculée comme suit : [33]

$$L_0 = \frac{\lambda_{g0}}{4} \quad (3.1)$$

où  $\lambda_{g0} = c/f\sqrt{\epsilon_{eff}}$  est la longueur d'onde guidée et  $\epsilon_{eff}$  est la constante diélectrique

effective, cette est donnée par l'équation suivante[33] :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{m}\right)^{-0.5} \quad (3.2)$$

sachant que h est l'épaisseur du substrat et m la largeur de la piste (microruban).

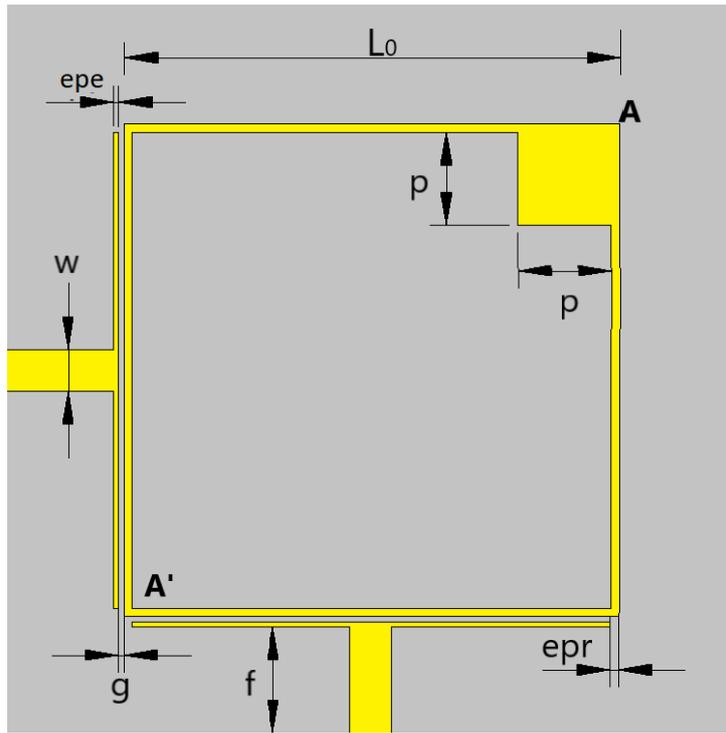
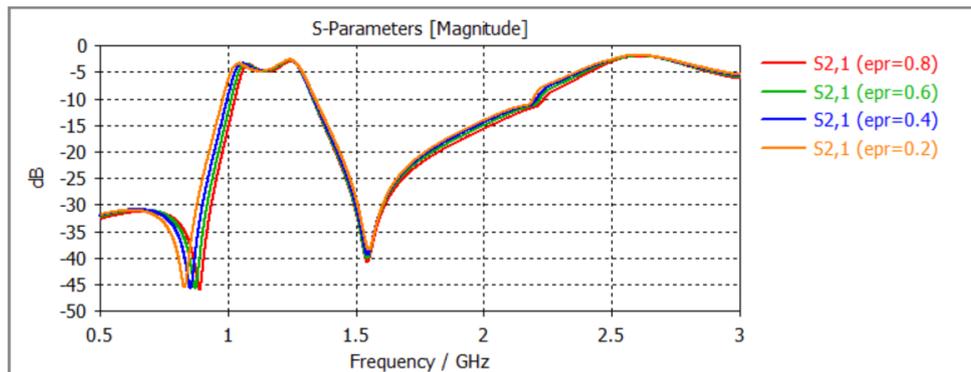


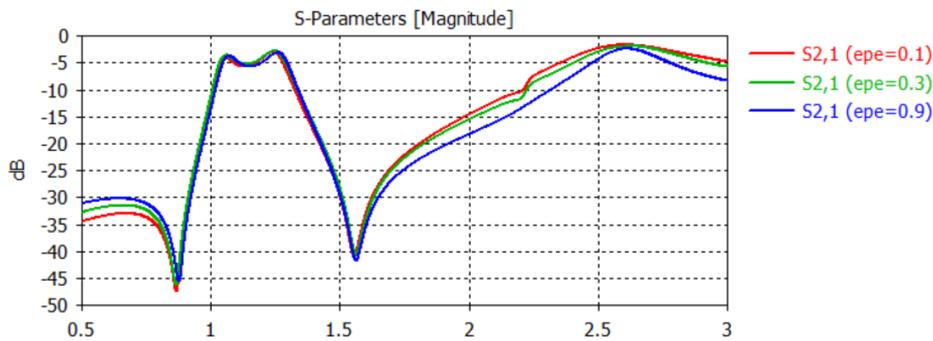
FIGURE 3.6 – La structure du filtre dual mode en boucle carrée

L'épaisseur du résonateur (epr) : Cette dimension est importante car elle affecte la fréquence de résonance et la bande passante du résonateur. Une épaisseur plus importante peut augmenter la capacité de stockage d'énergie du résonateur, modifiant ainsi ses caractéristiques de résonance. Nous avons effectué des variations sur cette épaisseur et avons simulé la réponse  $S_{21}$  en dB en fonction de la fréquence pour observer l'effet de cette grandeur. Nous observons dans la figure 3.7 que l'épaisseur du résonateur n'affecte pas en vrai beaucoup sa fréquence, mais nous aurons besoin d'elle pour l'optimisation.



**FIGURE 3.7** – Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes valeurs de l'épaisseur  $e_{pr}$ (mm)

L'épaisseur des stubs d'entrée et de sortie ( $e_{pe}$ ) : Les stubs d'entrée et de sortie jouent un rôle dans l'adaptation de l'impédance et le couplage des signaux au résonateur. Une variation de leur épaisseur nous a montré que cette épaisseur n'a pas une grande influence sur la perte d'insertion comme illustré dans la figure 3.8.

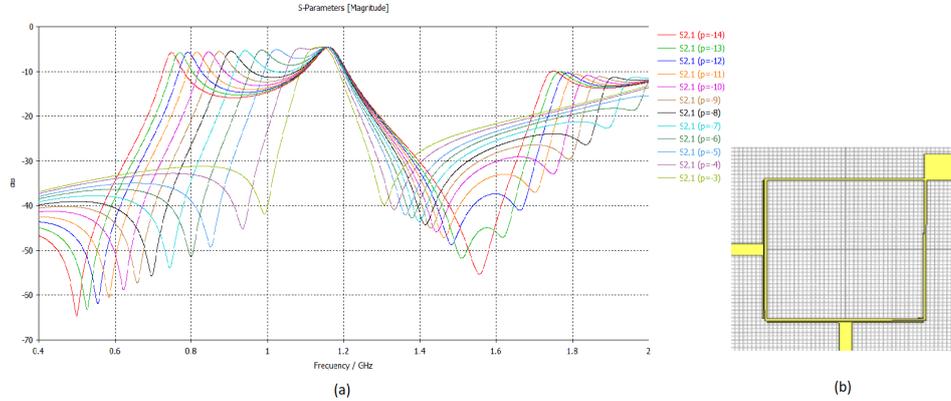


**FIGURE 3.8** – Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes valeurs de l'épaisseur  $e_{pe}$ (mm)

La longueur du patch carré ( $P$ ) : Puisque la conception d'un filtre passe-bande à dual mode nécessite la séparation de ces deux modes dégénérés du résonateur, cette séparation des modes est réalisée en introduisant un petit élément de perturbation en forme de patch carré au niveau du plan de symétrie  $[AA']$ , comme montré à la figure 3.6. La dimension du patch carré détermine en grande partie les fréquences de résonance des modes et il a une grande influence sur la largeur de la bande passante. Pour faire une démonstration nous avons utilisé le simulateur EM CST studio pour simuler la réponse en fréquence de notre résonateur. Pour l'excitation de ce dernier, les ports d'entrée/sortie sont faiblement couplés au résonateur avec une épaisseur de ligne d'alimentation de  $w=1.2\text{mm}$ (au lieu de  $3.1\text{mm}$ ).

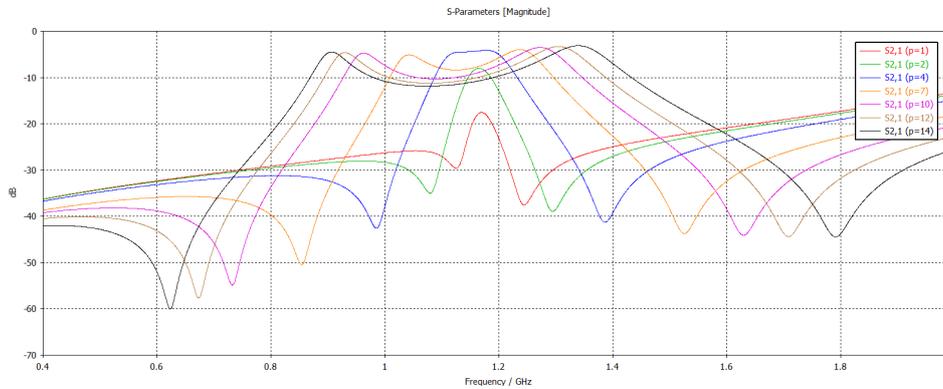
Lors de nos simulations nous avons fait varier la longueur du patch  $P$ , où nous avons

choisi des valeurs négatives puis des valeurs positives. Les observations des réponses en fréquences pour des valeurs de  $p$  négatives sont illustrées dans la figure 3.9(a), la figure 3.9(b) représente la structure du filtre pour une valeur de  $P$  négative.



**FIGURE 3.9** – Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes valeurs de  $p$  négatives

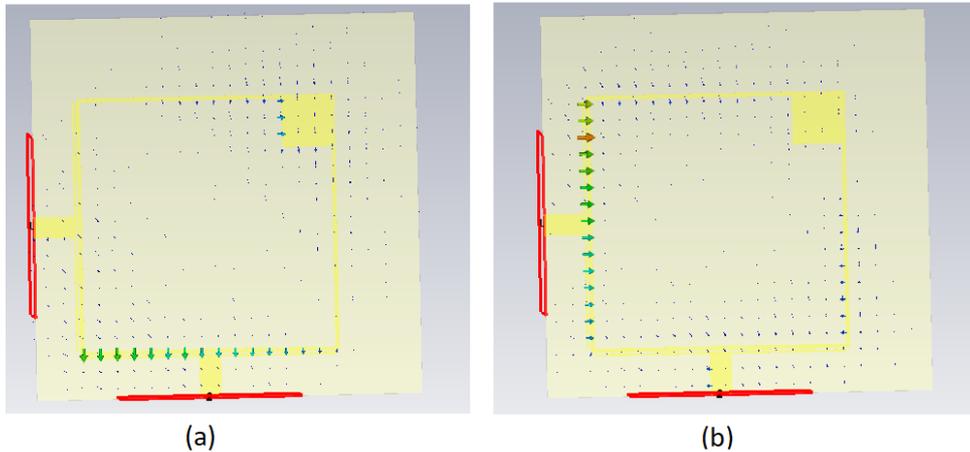
Dans la figure 3.10, nous observons les réponses de ce résonateur pour des valeurs positives.



**FIGURE 3.10** – Réponses fréquentielles du résonateur en boucle carrée pour différentes valeurs de  $p$  positives.

Pour bien simplifier la description, les deux modes dégénérés sont appelés mode1 et mode2. La distribution du champ électrique est montrée dans la figure 3.11 pour les deux modes à une longueur du patch  $P=7\text{mm}$ , les deux modes alors sont perpendiculaires, on peut constater alors qu'il y'a un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  entre ces deux modes. Il faut bien noter que les longueurs des perturbations positives et négatives dévient différemment les deux modes. Pour les valeurs négatives de  $p$ , seul le mode2 est vraiment affecté tandis que le mode1 de son tour est beaucoup moins affecté (figure 3.9). Pour le cas des valeurs

positives de  $p$ , les deux modes sont influencés de la même manière, du coup on remarque dans la figure 3.10 que les fréquences de résonance des deux modes varient presque du même degré, et que plus  $P$  augmente plus ces deux fréquences s'éloignent.



**FIGURE 3.11** – Distribution du champ électrique dans le résonateur : (a) mode 1 (1.0422 GHz), (b) mode 2 (1.2134 GHz)

Nous avons calculé pour chaque itération de  $p=-14\text{mm}$  jusqu'à  $p=14\text{mm}$  le coefficient de couplage entre les deux modes en utilisant l'équation 2.17, où  $f_1$  et  $f_2$  sont les fréquences de résonance des deux modes mode1 et mode2 respectivement. La figure 3.12 illustre les courbes des fréquences de résonances des modes mode1 et mode2 et la courbe des coefficients de couplages entre les deux modes en fonction de la longueur  $P$  du patch en mm.

la figure 3.13 montre les deux courbes des zéros de transmission en fonction de la longueur  $P$ . Les deux courbes 3.12 et 3.13 nous donnent un aperçus sur l'effet de la longueur du patch sur la bande passante et la sélectivité du résonateur dual mode en boucle carrée :

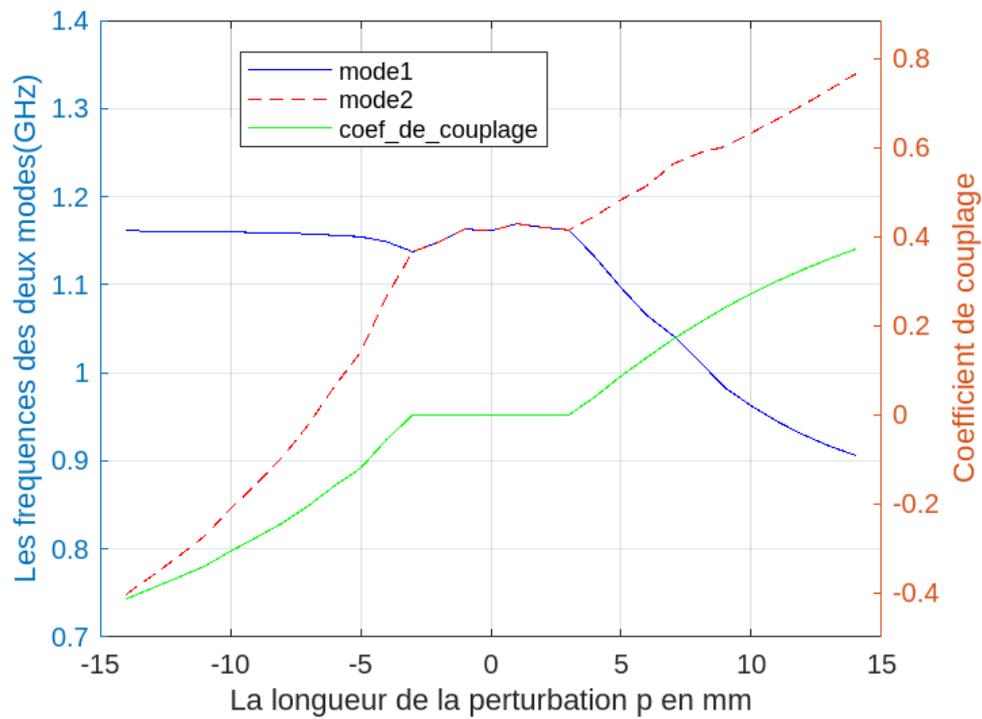


FIGURE 3.12 – coefficient de couplage et les fréquences de résonances des deux modes en fonction de  $p$ (mm)

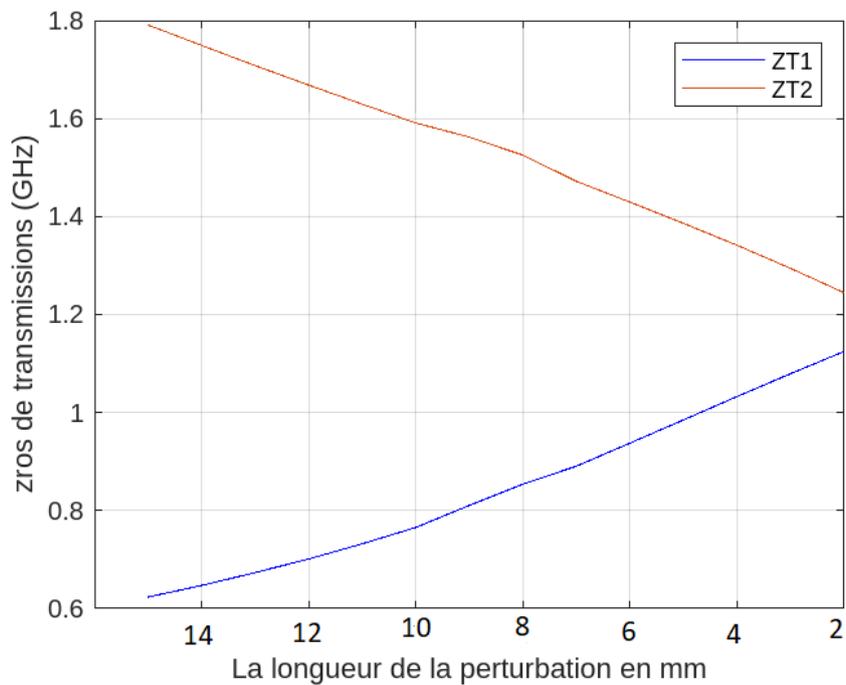


FIGURE 3.13 – Les fréquences des deux zéros de transmission en fonction de la longueur de  $P$ (mm).

L'espace  $g$  : l'espace entre le stub d'entrée et de sortie du résonateur joue

un rôle important et possède une grande influence sur le facteur de qualité externe. Nous avons calculé  $Q_{ex}$  du résonateur en boucle carrée en utilisant l'équation  $Q_{ex} = \frac{f_c}{\Delta f_{\pm 90}}$ . La figure 3.14 montre la courbe de facteur de qualité externe en fonction de l'espacement  $g$ .

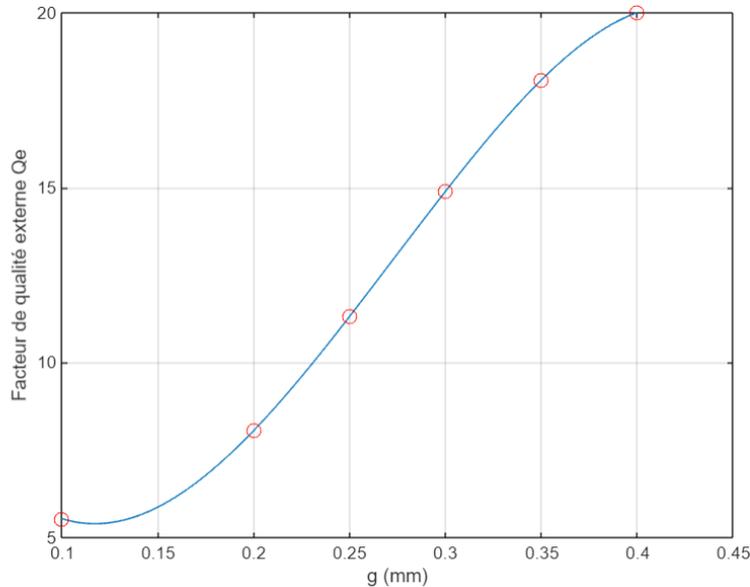


FIGURE 3.14 – Facteur de qualité externe en fonction de la distance  $g$  (mm)

### 3.3.4 Optimisation du filtre

À l'aide du logiciel CST, nous avons optimisé la réponse du filtre en réflexion et en transmission. L'outil "Optimizer" contient une fonction d'évaluation appelée "Goal function" en anglais. Dans notre cas nous avons utilisé la méthode du moindre carré. Donc si on choisit le paramètre à optimiser  $S_{21}$  par exemple, nous n'avons qu'à choisir sa valeur minimale souhaitée dans la bande passante et sélectionner les deux fréquence inférieure et supérieure. Les algorithmes vont calculer l'erreur quadratique entre le paramètre  $S_{21}$  et zéro et vont la faire converger vers zéro.

Après l'optimisation, les paramètres géométriques sont résumés dans le tableau 3.1

### 3.3.5 Miniaturisation du filtre

La miniaturisation des composants micro-ondes est un enjeu majeur dans le domaine des télécommunications sans fil modernes. Parmi les nombreuses techniques de miniaturisation, on retrouve l'utilisation des formes fractales.

paramètre	longueur(en mm)
$L_0$	38
P	5.72
w	3.1
f	5.8
epr	0.35
epe	0.6
g	0.1

TABLEAU 3.1 – Les paramètres géométriques du filtre dual-mode d'ordre 2 après optimisation

### 3.3.5.1 Structure préfractale de Minkowski

Les structures fractales sont des formes géométriques complexes qui peuvent être définies par des motifs répétitifs à différentes échelles. Ces motifs permettent de maximiser le chemin de propagation du signal dans un espace réduit, ce qui conduit à une réduction significative de la taille du résonateur sans affecter négativement ses propriétés de résonance.

La génération d'une courbe de Minkowski commence par un segment de ligne droite. À chaque itération, ce segment est remplacé par une séquence de segments plus petits disposés selon un motif prédéfini. Chaque segment de la structure est divisé en quatre segments égaux. La partie centrale est alors déplacée de manière à former deux angles droits avec les segments adjacents. Cela crée un motif en forme de "crête", qui est répété à chaque étape d'itération. Si nous considérons une longueur initiale  $L_0$ , après chaque itération, la longueur de chaque segment est divisée par un facteur  $r$ . Pour une courbe de Minkowski simple, ce facteur est généralement 4, car chaque segment est divisé en quatre parties. La figure 3.15 montre les trois premières itérations du processus de fractalisation de Minkowski :

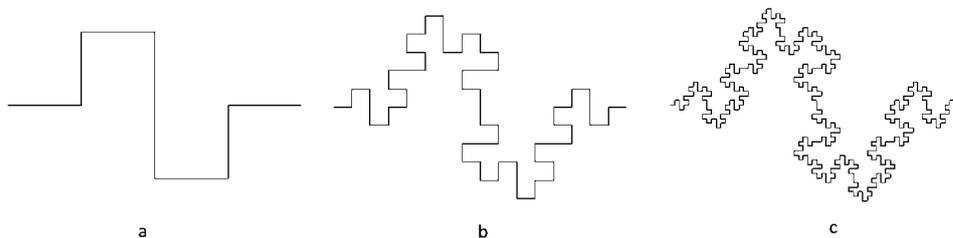


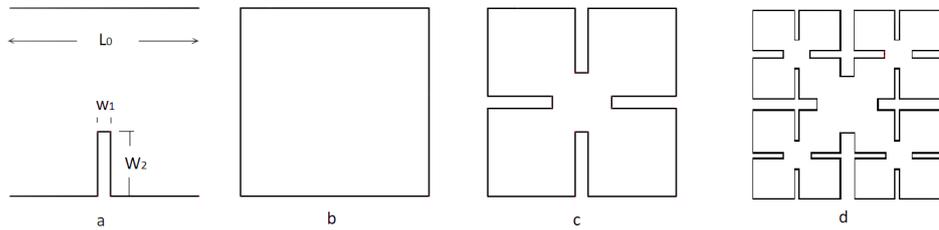
FIGURE 3.15 – Processus de fractalisation selon Minkowski. (a) 1<sup>ère</sup> itération (b) 2<sup>ème</sup> itération (c) 3<sup>ème</sup> itération

Après avoir donné un aperçu du principe fondamental de la fractalisation de Min-

kowski, essayons de plonger dans leur utilisation dans la miniaturisation de notre filtre. Le concept démarre avec un anneau carré de côté  $L_0$  comme celui de la figure 3.16(b), chaque côté étant remplacé par une structure de générateur. Contrairement à la fractale de Minkowski traditionnelle, ce générateur est composé de cinq segments de longueurs inégales, comme montré dans la figure 3.16(a), qualifiant ainsi la structure de "pré-fractale de type Minkowski". Pour montrer le processus de la fractalisation des filtres en anneau carré, la figure 3.16(c) et 3.16(d) illustrent les deux premières itérations. Il est important de noter que cette fractalisation ne se fait pas de manière approximative, mais suit des équations précises. Les équations suivantes régissent le processus de fractalisation du résonateur[34]

$$\begin{aligned} L_n &= 0.6^{\frac{n}{2}} L_0, \\ A_n &= 0.6^n A_0, \\ P_n &= (1 + 2x_2)P_{n-1}, \quad x_2 = \frac{w_2}{L_0} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Où  $L_n$  est la longueur du résonateur résultant de la  $n^{\text{ième}}$  itération,  $A_n$  est la surface du résonateur, tandis que  $P_n$  est son périmètre dans cette itération.



**FIGURE 3.16** – Processus de Génération d'une Structure Préfractale de Type Minkowski.

Nous avons alors appliqué la première itération sur notre filtre d'ordre 2 en utilisant (3.3), chose qui a donné la structure 3.17(a), avec  $L_1=29.4\text{mm}$ ,  $w_1= 1.9\text{mm}$  et  $w_2=13.3\text{mm}$ .

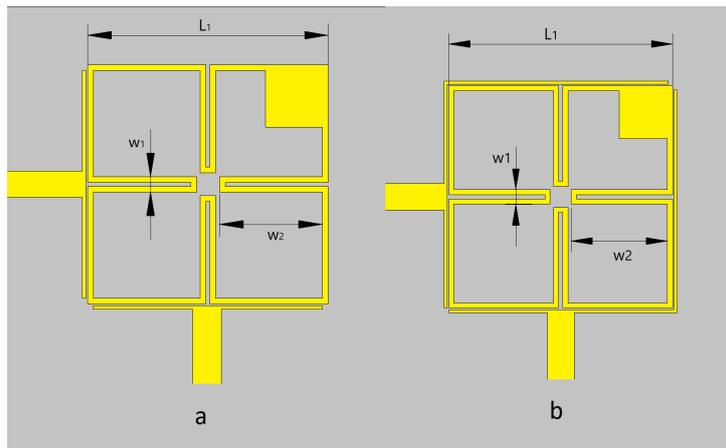


FIGURE 3.17 – Filtre en anneau carré après miniaturisation

Nous avons alors effectué une simulation de cette structure, et nous avons trouvé que sa bande passante et centrée autour des 900MHz comme illustré dans la figure 3.18(a)

Pour faire monter la fréquence centrale du filtre, nous avons multiplié les trois dimensions  $L_1$ ,  $w_1$  et  $w_2$  par un coefficient de 90%, ce qui a permis de réduire la longueur du résonateur. Afin d'améliorer le niveau de la réponse, nous avons ajouté un autre segment latéral relié à l'alimentation (voir la figure 3.17(b), augmentant ainsi la surface de couplage entre l'entrée/sortie et le résonateur. Dans ce cas, les trois dimensions déjà citées sont devenues :  $L_1=26,46\text{mm}$ ,  $w_1=1.71\text{mm}$  et  $w_2=11.97\text{mm}$ . Nous avons eu la réponse fréquentielle de ce filtre présenté dans la figure 3.18(b).

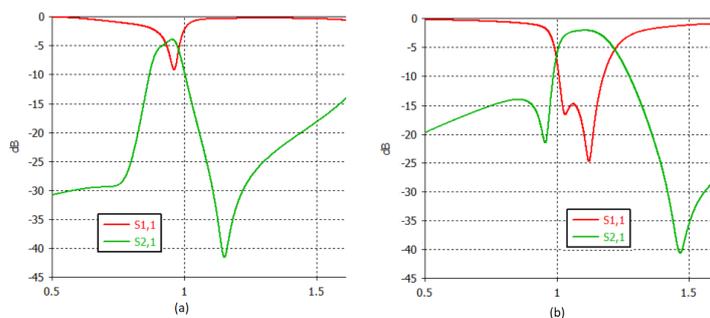


FIGURE 3.18 – La réponse fréquentielle du filtre après miniaturisation

### 3.3.6 Le filtre d'ordre 4

Pour avoir le filtre dual-mode d'ordre 4, il nous reste à dupliquer celui d'ordre 2, les deux paramètres géométriques à varier sont la distance  $D$  de la ligne de cuivre qui relie les deux résonateurs avec une épaisseur fixée à 3.1mm, et la longueur  $S$  du segment ajouté dans chaque résonateur comme illustré dans la figure 3.19. Pour avoir un filtre avec des

bonnes performances nous avons procédé à une optimisation avec CST.

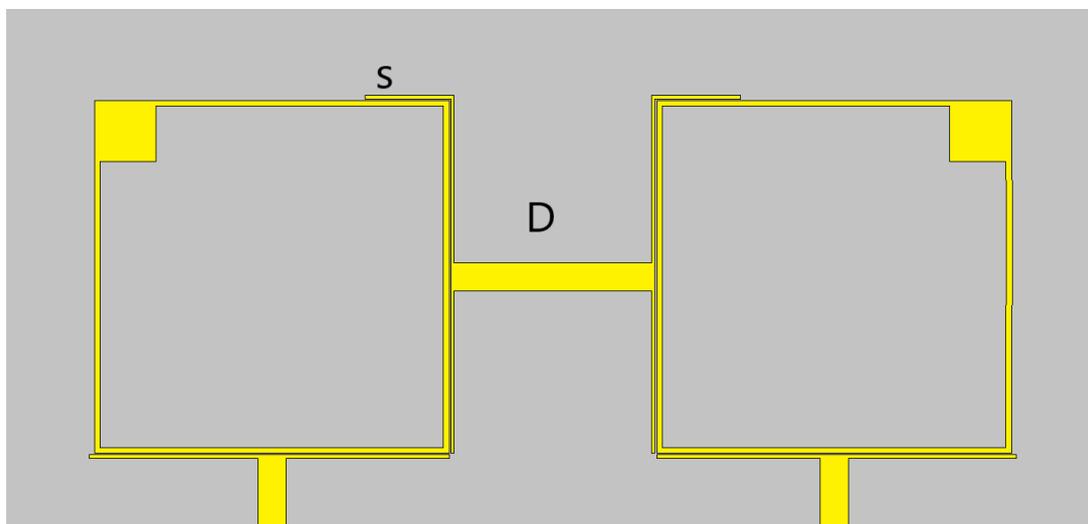


FIGURE 3.19 – Filtre dual mode en anneaux carrés d'ordre 4

Après l'optimisation, les valeurs optimales de ces deux distances sont  $S=9\text{mm}$  et  $D=19\text{mm}$ .

### 3.4 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la conception, la simulation et la miniaturisation des filtres dual-mode. La conception a commencé par l'analyse des effets des variations de paramètres telles que l'épaisseur du patch et la longueur du patch carré sur les fréquences de résonance des modes dégénérés. Nos simulations ont démontré que la variation de l'épaisseur n'affecte pas significativement la perte d'insertion, tandis que la longueur du patch carré joue un rôle crucial dans la détermination des fréquences de résonance et la largeur de la bande passante.

Nous avons ensuite exploré l'impact de l'espacement entre le stub d'entrée et de sortie sur le facteur de qualité externe du résonateur en boucle carrée. Les résultats de simulation ont montré que l'ajustement de cet espacement permet de contrôler efficacement la qualité du facteur externe, ce qui est essentiel pour l'optimisation des performances du filtre.

L'optimisation des paramètres géométriques du filtre a été réalisée à l'aide du simulateur EM CST, permettant d'obtenir une réponse en réflexion et en transmission conforme

aux attentes. La méthode du moindre carré a été utilisée pour minimiser les erreurs entre les paramètres simulés et les valeurs souhaitées, ce qui a conduit à des performances optimales.

La miniaturisation du filtre, essentielle pour les applications modernes, a été abordée à travers l'intégration de structures préfractales de Minkowski. Cette technique a permis de réduire significativement la taille des résonateurs sans compromettre leurs performances. Les simulations ont confirmé que les structures miniaturisées conservent des caractéristiques de résonance satisfaisantes.

Enfin, un filtre dual-mode d'ordre 4 a été proposé en dupliquant la structure d'ordre (non miniaturisé) et en l'optimisant en fonction des deux longueurs  $D$  et  $S$ .

# Chapitre 4

## Résultats et discussions

### 4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation et à l'analyse des résultats obtenus dans le cadre de la conception et de la réalisation du filtre dual mode. Les résultats sont divisés en deux sections principales : les performances des filtres mono-modes, et celles des filtres dual-modes.

Nous commencerons par détailler les performances des filtres mono-modes, en comparant les résultats simulés et mesurés des filtres passe-bande en épingles à cheveux (hairpin) et des filtres interdigités. Ensuite, nous discuterons des résultats obtenus pour les différents filtres dual-modes réalisés, en évaluant leur conformité aux spécifications initiales et en identifiant les sources de divergence entre les simulations et les réalisations pratiques.

L'objectif est de fournir une évaluation complète et critique des performances de ces filtres, en soulignant les aspects positifs ainsi que les défis rencontrés lors de leur conception et réalisation. Cette analyse permettra non seulement de valider le travail effectué, mais aussi de tirer des conclusions pertinentes pour d'éventuels travaux futurs dans ce domaine.

### 4.2 Les résultats des filtres mono-modes

Dans le deuxième chapitre, nous avons calculé le paramètre  $g$  des prototypes passe-bas des filtres épingle à cheveux et interdigité. Nous avons tracé deux courbes pour chaque filtre : le coefficient de couplage entre résonateurs en fonction de leur distance, et le facteur de qualité externe en fonction de la distance  $t$  pour le filtre interdigité et de  $g$  pour le filtre hairpin.

### 4.2.1 Résultats du filtre passe-bande en épingles à cheveux (Hair-pin)

La figure 4.1 montre le tracé de la fonction de transfert du filtre passe-bande à partir de l'approximation de Tchebychev. Nous avons simulé la réponse du filtre de la structure illustrée dans la figure 4.2 en utilisant le simulateur EM avec les dimensions suivantes :  $L=45\text{mm}$ ,  $g=0.25\text{mm}$ ,  $S=d=2\text{mm}$  et  $D=2.54$ (figure 4.2). Puis, nous l'avons réalisé sur un substrat FR4 d'épaisseur 1.6 mm et une permittivité électrique relative  $\epsilon_r=4.3$ (le même pour tous les autres filtres réalisés).

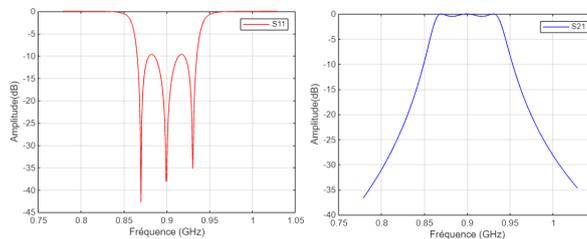


FIGURE 4.1 – La réponse fréquentielle du filtre à partir du prototype de Tchebychev

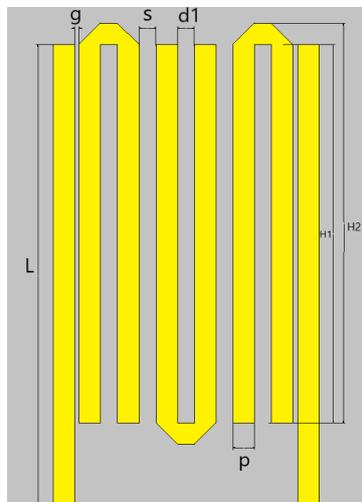


FIGURE 4.2 – Dimensions du filtre passe-bande compact à épingle proposé

D'après la figure 4.3, on peut remarquer qu'il y'a une certaine concordance entre les courbes des paramètres S mesurés et de ceux simulés. L'amplitude de  $S_{21}$  pour la fréquence 900MHz est de -5db, la bande passante à -3db par rapport à la fréquence centrale est entre 867MHz et 933MHz. L'atténuation dans la bande rejetée supérieure est -50dB et celle de la bande inférieure est de -20dB. Le gabarit présenté dans la figure 4.1 est alors respecté,

même si on observe quelques différences concernant la largeur de bande qui est un peu plus étroite pour le filtre réalisé et simulé par rapport à la fonction de transfert.

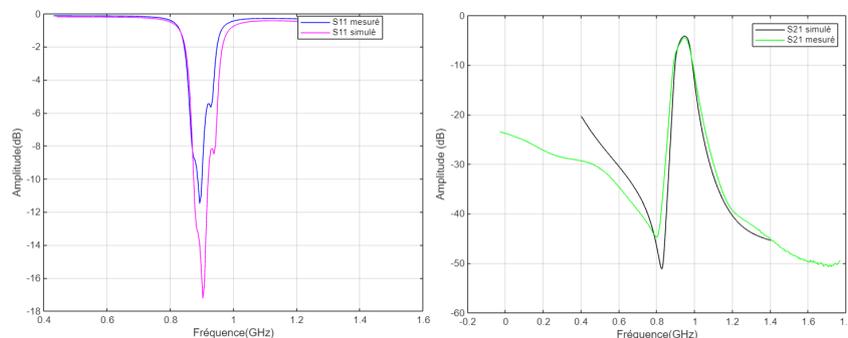


FIGURE 4.3 – Les paramètres S mesurés et simulés du filtre Hairpin d’ordre 3

La figure 4.4 montre le filtre réalisé. La taille totale du substrat est de  $42.2 \times 62.2$  mm. La figure 4.4(a) représente la face du filtre hairpin et la figure 4.4(b) représente la masse, qui n’est pas modifiée. Il est à noter que pour tous les filtres suivants, leurs plans de masse ne sont pas modifiés, de la même manière que celui-ci.

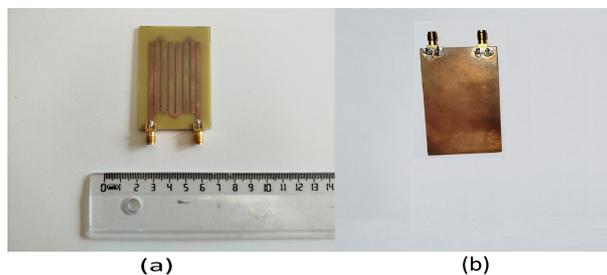


FIGURE 4.4 – Le filtre épingle à cheveux réalisé

## 4.2.2 Résultats du filtres interdigités

La figure 4.5 montre les deux courbes  $S_{21}$  et  $S_{11}$  de la fonction de transfert du filtre Butterworth de fréquences de coupures  $f_{c1}=8.25\text{MHz}$  et  $f_{c2}=8.75\text{MHz}$  et d’atténuation maximale de 3.01 dB dans la bande passante et une atténuation minimale de 20dB dans la bande rejetée.

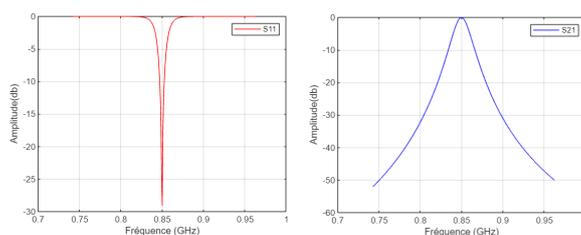


FIGURE 4.5 – La réponse fréquentielle du filtre à partir du prototype de Butterworth.

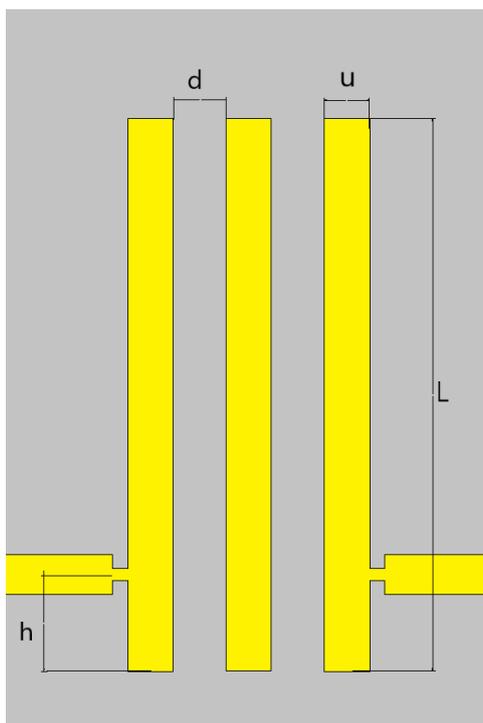


FIGURE 4.6 – La structure du filtre interdigité

Nous avons utilisé un filtre interdigité comme illustré dans la figure 4.6 où  $L=43.54\text{mm}$ ,  $W=3.53\text{mm}$ ,  $d=4.16\text{mm}$  et  $h=8.11\text{mm}$ . La figure 4.7 montre les courbes des paramètres S simulés et mesurés. Nous avons mesuré la réponse fréquentielle à l'aide d'un analyseur de réseaux, et en regardant les courbes mesurées (simulées). L'amplitude du paramètre S21 est  $-4.15\text{ dB}$  ( $-1.83\text{ dB}$ ) la bande passante à  $-3\text{ dB}$  est entre  $820\text{ MHz}$  ( $827.3\text{ MHz}$ ) et  $876\text{ MHz}$  ( $875.3\text{ MHz}$ ). On observe un zéro de transmission à la gauche de la bande passante aux fréquences  $1024\text{ MHz}$  et  $956.4\text{ MHz}$  dans la courbe du filtre réalisé et de celui simulé. Malgré la différence d'amplitude de S21 dans la bande passante entre le filtre réalisé et celui simulé, on observe que le cahier de charge est respecté en ce qui concerne la largeur bande passante et l'atténuation dans la bande rejetée.

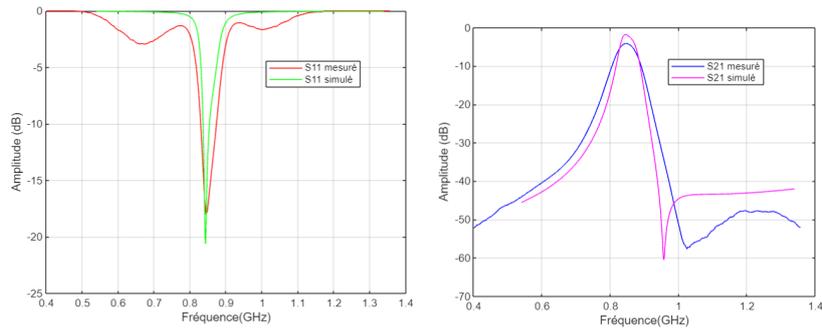


FIGURE 4.7 – Les paramètres S mesurés et simulés du filtre interdigité d’ordre 3

La figure 4.8 montre le filtre interdigité réalisé avec une taille totale de  $4.8\text{mm} \times 3.2$ .

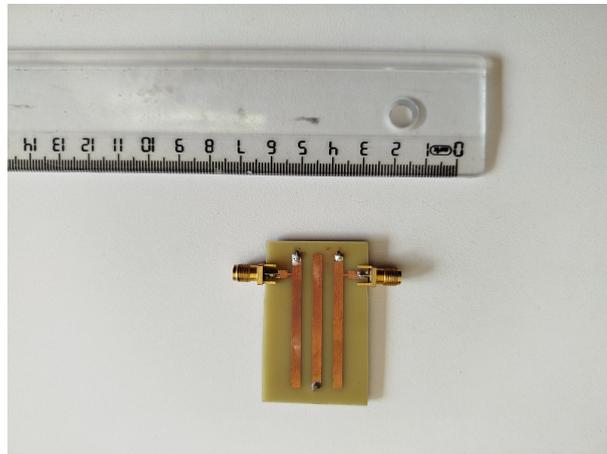


FIGURE 4.8 – Le filtre interdigité réalisé

## 4.3 Les résultats des filtres dual-modes

Nous avons réalisé trois filtres de type dual-mode : un filtre en boucle carrée simple avec perturbation d’ordre 2, un filtre dual-mode d’ordre 4, et un filtre dual-mode d’ordre 2 miniaturisé.

### 4.3.1 Le filtre en boucle carrée d’ordre 2

Le filtre dual-mode d’ordre 2 a été conçu et étudié dans le chapitre précédent. La longueur  $L_0$  du carré a été calculée à partir de l’équation (3.1) tandis que la longueur du patch, la distance  $g$  et les autres paramètres ont été déduits à partir de l’étude paramétrique et de l’optimisation. En ce qui concerne la distance  $g$  entre l’alimentation et le résonateur, nous avons été soumis à des contraintes de réalisation (résolution minimale

de l'imprimante  $=0.2\text{mm}$ ) ce qui nous a conduit à le réaliser et même à le simuler avec une distance  $g=0.2\text{mm}$  (cela s'applique sur les filtres qui vont suivre).

La figure 4.9 illustre les courbes des paramètres S mesurées et simulées de ce filtre. On peut observer que ces courbes se ressemblent dans une certaine mesure. On peut observer les deux zéros de transmission dans les deux côtés de la bande passante, ce qui offre une bonne sélectivité. La réponse fréquentielle de  $S_{21}$  est inférieure à  $-2\text{ dB}$  dans la bande passante. ce qui est en cohérence avec le cahier de charges, en ce qui concerne la largeur de bande passante. Cette dernière s'étend exactement de  $1\text{GHz}$  à  $1.2\text{ GHz}$ . Nous pouvons remarquer aussi les deux pôles du paramètre  $S_{11}$ .

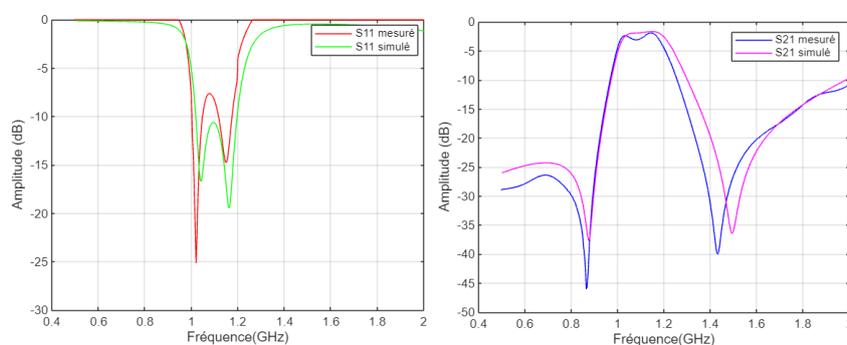


FIGURE 4.9 – Les paramètres S mesurés et simulés dual-mode d'ordre 2

Notre filtre d'ordre 2 réalisé est présenté dans la figure 4.10 avec une taille totale du substrat est de  $54 \times 54\text{mm}$

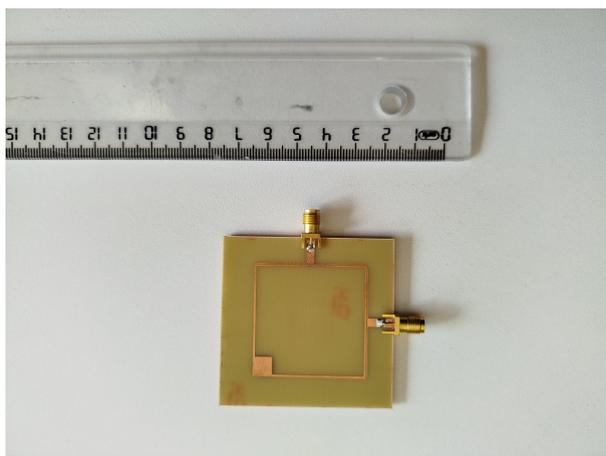


FIGURE 4.10 – Filtre dual-mode d'ordre 2 réalisé.

### 4.3.2 Le filtre en boucle carrée d'ordre 4

Les courbes des réponses fréquentielles du filtre d'ordre 4 sont observées dans la figure 4.11. Nous observons que pour la simulation il n'y a que deux pôles et c'est dû au fait que ces pôles sont superposés, et dans celle de la simulation nous observons 3 pôles. La valeur de  $S_{21}$  dans la fréquence centrale est  $-2.22$  dB, et la bande passante est entre  $1.01$  GHz et  $1.087$  GHz. Deux zéros de transmission sont observés dans les fréquences  $0.843$  GHz et  $1.406$  GHz. En gros les courbes de la simulation sont superposées.

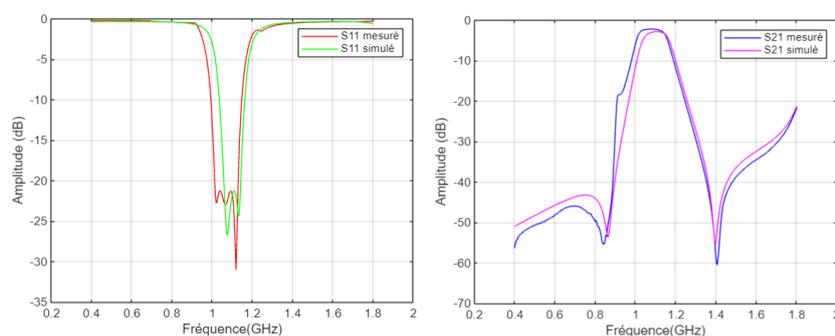


FIGURE 4.11 – Les paramètres S mesurés et simulés dual-mode d'ordre 4

La figure 4.12 montre le filtre dual mode d'ordre 4 réalisé. La taille totale du filtre est de  $12\text{cm} \times 5.4\text{cm}$ .

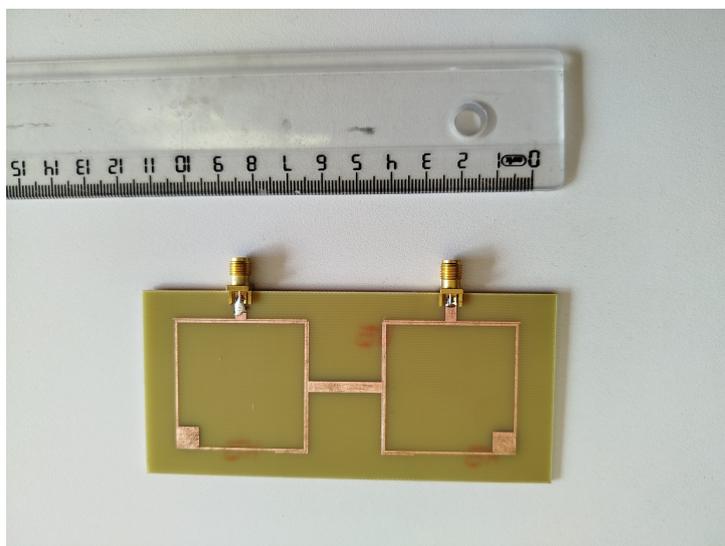


FIGURE 4.12 – Le filtre réalisé d'ordre 4 dual mode

### 4.3.3 Le filtre d'ordre 2 miniaturisé

La figure 4.13 montre le filtre dual mode d'ordre 2 réalisé sur un substrat de  $29\text{mm} \times 29\text{mm}$ , ce qui représente 28.8% de réduction de la surface du filtre original ( $54\text{mm} \times 54\text{mm}$ ).

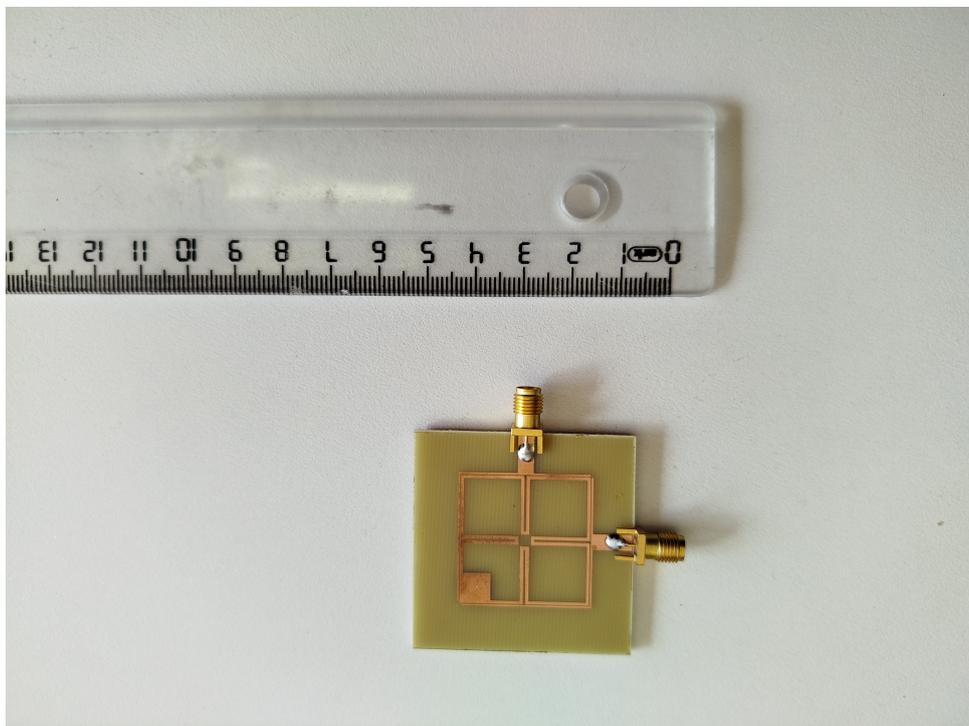


FIGURE 4.13 – Filtre miniaturisé d'ordre 2

Les réponses  $S_{21}$  en fréquences simulées et mesurées illustrées dans la figure 4.14 sont en bonne concordance. La bande passante est entre 0.982 MHz et 1.213 MHz. La perte de réflexion ( $S_{11}$  en dB) est inférieure à -12.04dB. On peut observer deux zéros de transmission à 0.932 GHz et 1.492 GHz. La bande atténuée est inférieure à -15 dB.

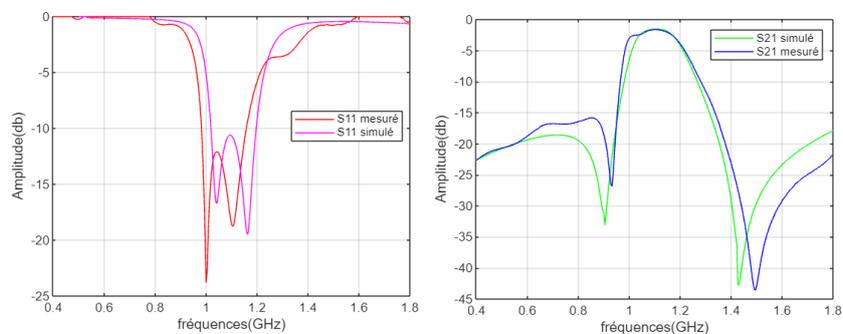


FIGURE 4.14 – Les paramètres S mesurés et simulés du filtre dual mode miniaturisé

La figure 4.15 présente une comparaison entre les réponses du filtre dual-mode d'ordre 2

avant et après miniaturisation. On constate que la miniaturisation du filtre ne compromet pas ses performances.

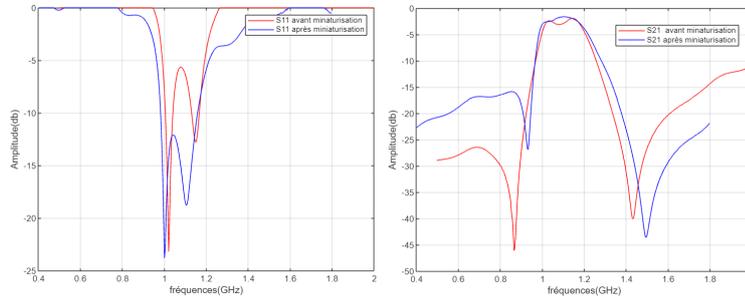


FIGURE 4.15 – Paramètres S des filtres d'ordre 2 : Mesures avant et après miniaturisation

## 4.4 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a permis d'évaluer en détail les performances des filtres mono-modes et dual-modes conçus et réalisés dans le cadre de ce mémoire. Les résultats obtenus montrent une concordance significative entre les simulations effectuées à l'aide des simulateurs EM et les mesures réelles. Cette proximité entre les résultats simulés et expérimentaux valide l'efficacité des outils de simulation EM dans la prédiction des performances réelles des filtres.

Pour les filtres mono-modes, tant les filtres passe-bande en épingles à cheveux que les filtres interdigités ont démontré une bonne conformité avec les spécifications initiales. Les écarts observés entre les simulations et les réalisations pratiques, bien que présents, sont restés dans des limites acceptables, attestant de la robustesse des approches de conception utilisées.

En ce qui concerne les filtres dual-modes, les trois configurations testées (filtre en boucle carrée simple avec perturbation d'ordre 2, filtre dual-mode d'ordre 4, et filtre dual-mode d'ordre 2 miniaturisé) ont toutes montré des performances satisfaisantes. Notamment, la miniaturisation des filtres n'a pas compromis leurs performances, prouvant ainsi que la réduction de la taille des filtres peut être réalisée sans sacrifier leurs caractéristiques fonctionnelles.

En somme, les résultats et discussions présentés dans ce chapitre confirment que les filtres conçus répondent aux exigences techniques fixées et que les techniques de simulation utilisées sont fiables. Ces conclusions offrent une base solide pour des travaux futurs, notamment dans l'amélioration continue des filtres et l'exploration de nouvelles approches

de miniaturisation tout en maintenant des performances optimales.

# Conclusion Générale

Ce mémoire a exploré en profondeur la conception et la réalisation de filtres dual mode utilisant la technologie micro-ruban, spécifiquement conçus pour fonctionner dans la bande L (1.1 GHz). À travers les quatre chapitres de ce document, nous avons progressivement construit une compréhension détaillée des filtres micro-ondes, en mettant particulièrement l'accent sur les filtres dual mode en technologie micro-ruban, en raison de leurs avantages en termes de miniaturisation, de coût et de performances.

Les travaux réalisés ont montré que les filtres conçus répondent bien aux spécifications techniques, avec une concordance significative entre les simulations et les mesures expérimentales. Cette validation confirme l'efficacité des méthodes de conception et des outils de simulation utilisés. La miniaturisation du filtre a également été un succès, démontrant que la réduction de la taille des dispositifs peut être réalisée sans compromettre leurs performances.

La technologie micro-ruban s'est avérée particulièrement adaptée pour ces applications en raison de sa miniaturisation, de sa facilité de fabrication et de ses performances élevées dans les fréquences micro-ondes.

L'approche méthodique adoptée dans ce mémoire a permis de démontrer la faisabilité et la robustesse des filtres dual mode développés, en validant leurs performances à travers des simulations et des mesures expérimentales. Bien que ce travail ne prétende pas introduire de nouvelles innovations révolutionnaires, il offre une compréhension approfondie des principes et des pratiques actuelles de conception de filtres, constituant ainsi une ressource précieuse pour les ingénieurs et chercheurs dans le domaine.

Les filtres dual mode ainsi développés sont capables de répondre aux exigences croissantes des systèmes de communication modernes, offrant des solutions compactes et performantes pour diverses applications, y compris la téléphonie mobile, les radars et les dispositifs médicaux.

En conclusion, ce mémoire a contribué à consolider les connaissances existantes sur les filtres dual mode en technologie micro-ruban, en fournissant les méthodes et les étapes de la conception et la réalisation de ces dispositifs essentiels aux technologies de communica-

tion modernes. Ces connaissances sont essentielles pour une application efficace et réussie des filtres dans divers contextes industriels et scientifiques.

# Bibliographie

- [1] PM MARTIN et al. “Travaux pratiques supports de transmission en hyperfréquence : synthèse, réalisation et mesure d’un filtre passe-bas en technologie microruban”. In : *J3eA* 4 (2005), p. 021.
- [2] Ian C HUNTER et al. “Microwave filters-applications and technology”. In : *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 50.3 (2002), p. 794-805.
- [3] Randall W. . McGraw-Hill RHEA. *HF Filter Design and Computer Simulation*. McGraw-Hill, 1995.
- [4] Nikunj PARIKH et al. “Design and analysis of hairpin micro-strip line band pass filter”. In : *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering* 3.5 (2015).
- [5] Laurent CHUSSEAU. “Parametres s-antennes”. In : (2005).
- [6] Hong Jia-Shen G. et Lancaster M. J. *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*. Lieu de publication : John Wiley & Sons, 2004.
- [7] Mohd Salleh Mohd KHAIRUL. “Contribution à la synthèse de résonateurs pseudo-elliptiques en anneau : application au filtrage planaire millimétrique”. Lieu de soutenance : Faculty of Applied Sciences, 2008.
- [8] Andrei GREBENNIKOV. *RF and microwave transmitter design*. John Wiley & Sons, 2011.
- [9] Jarry Pierre Jacques BENEAT. *Advanced Design Techniques and Realizations of Microwave and RF Filters*. Lieu de publication, 2008.
- [10] Mudrik ALAYDRUS. “Designing microstrip bandpass filter at 3.2 GHz”. In : *International Journal on Electrical Engineering and Informatics* 2.2 (2010), p. 71-83.
- [11] Richard J CAMERON, Chandra M KUDSIA et Raafat R MANSOUR. *Microwave filters for communication systems : fundamentals, design, and applications*. John Wiley & Sons, 2018.

- [12] G.L. MATTHAEI. “Interdigital Band-Pass Filters”. In : *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 10.6 (1962), p. 479-491. DOI : [10.1109/TMTT.1962.1125556](https://doi.org/10.1109/TMTT.1962.1125556).
- [13] Darko KAJFEZ. “Q factor measurements, analog and digital”. In : *University of Mississippi Dept. of Electrical Engineering, www.ee.olemiss.eduldarko/rfqmeas2b.pdf* (1999).
- [14] Jia-Sheng HONG et Michael J LANCASTER. “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters”. In : *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques* 44.11 (1996), p. 2099-2109.
- [15] Mitsuo MAKIMOTO et Sadahiko YAMASHITA. *Microwave resonators and filters for wireless communication : theory, design and application*. T. 4. Springer Science & Business Media, 2013.
- [16] Luis M LEDEZMA. *A Study on the Miniaturization of Microstrip Square Open Loop Resonators*. University of South Florida, 2011.
- [17] SM GILLETTE et al. “Active tuning of a microstrip hairpin-line microwave bandpass filter on a polycrystalline yttrium iron garnet substrate using small magnetic fields”. In : *Journal of Applied Physics* 109.7 (2011).
- [18] Michiaki MATSUO, Hiroyuki YABUKI et Mitsuo MAKIMOTO. “Dual-mode stepped-impedance ring resonator for bandpass filter applications”. In : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 49.7 (2001), p. 1235-1240.
- [19] Wen-Hua TU et Kai CHANG. “Compact microstrip bandstop filter using open stub and spurline”. In : *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 15.4 (2005), p. 268-270.
- [20] Lei ZHU, Boon Chai TAN et Siang Juay QUEK. “Miniaturized dual-mode bandpass filter using inductively loaded cross-slotted patch resonator”. In : *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 15.1 (2005), p. 22-24.
- [21] Erick Emmanuel DJOUMESSI et Ke WU. “Multilayer dual-mode dual-bandpass filter”. In : *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 19.1 (2008), p. 21-23.
- [22] MH AWIDA, AME SAFWAT et H EL-HENNAWY. “Dual-mode microstrip bandpass filter using ring of arrows resonator”. In : *Electronics letters* 41.24 (2005), p. 1.
- [23] Il WOLFF. “Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator”. In : *Electronics letters* 12.8 (1972), p. 302-303.

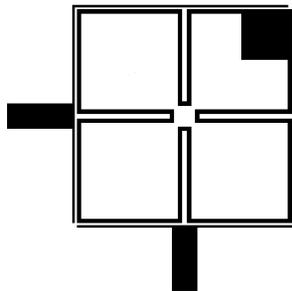
- [24] Jia-Sheng HONG et Michael J LANCASTER. "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator". In : *IEEE Microwave and guided wave letters* 5.11 (1995), p. 371-372.
- [25] Cesar LUGO et John PAPAPOLYMEROU. "Bandpass filter design using a microstrip triangular loop resonator with dual-mode operation". In : *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 15.7 (2005), p. 475-477.
- [26] R-J MAO et X-H TANG. "Novel dual-mode bandpass filters using hexagonal loop resonators". In : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54.9 (2006), p. 3526-3533.
- [27] Adnan GORUR, Ceyhun KARPUZ et Mustafa AKPINAR. "A reduced-size dual-mode bandpass filter with capacitively loaded open-loop arms". In : *IEEE microwave and wireless components letters* 13.9 (2003), p. 385-387.
- [28] Adnan GORUR. "A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator". In : *IEEE Microwave and Wireless components letters* 12.10 (2002), p. 386-388.
- [29] Jia-Sheng HONG et Shuzhou LI. "Theory and experiment of dual-mode microstrip triangular patch resonators and filters". In : *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques* 52.4 (2004), p. 1237-1243.
- [30] Adnan GORUR et Ceyhun KARPUZ. "Miniature dual-mode microstrip filters". In : *IEEE microwave and wireless components letters* 17.1 (2007), p. 37-39.
- [31] Raafat R MANSOUR. "Design of superconductive multiplexers using single-mode and dual-mode filters". In : *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 42.7 (1994), p. 1411-1418.
- [32] Arun C KUNDU et Ikuo AWAI. "Control of attenuation pole frequency of a dual-mode microstrip ring resonator bandpass filter". In : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 49.6 (2001), p. 1113-1117.
- [33] Jawad K ALI, MF HASAN et MR HUSSAN. "Design of miniaturized dual-mode microstrip resonator bandpass filters for modern wireless applications". In : *University of Babylon 2nd Scientific Conference, Babylon, Iraq*. 2011.
- [34] Jawad K ALI. "Fractally generated microstrip bandpass filter designs based on dual-mode square ring resonator for wireless communication systems". In : *Al-Khwarizmi Engineering Journal* 4.3 (2008), p. 34-42.

# Annexe A

## A.1 La photolithographie

Pour réaliser nos filtres, la gravure chimique par la méthode de la photolithographie a été utilisée. Ce processus comporte plusieurs étapes détaillées comme suit :

La première étape consiste à exposer la plaque de cuivre à la lumière ultraviolette (UV) à travers un masque. Cette exposition se fait à l'aide d'une unité d'exposition pendant une durée de 2 minutes. Le masque contient le motif souhaité pour le filtre, et la lumière UV modifie chimiquement la résine photosensible appliquée sur la plaque de cuivre. Un exemple de masque est illustré par la figure A.1



**FIGURE A.1** – exemple d'un masque de photolithographie

Après l'exposition, la plaque est placée dans un bain de révélateur pour révéler le motif. Le révélateur dissout les parties de la résine photosensible qui ont été exposées à la lumière UV, laissant le motif de cuivre découvert. La plaque est ensuite rincée pour enlever tout excès de développeur et les résidus de résine dissous.

La plaque est ensuite immergée dans un bain de chlorure ferrique ( $\text{FeCl}_3$ ). Ce processus de gravure chimique enlève le cuivre non protégé par la résine photosensible, ne laissant que le motif de cuivre souhaité sur la plaque. La gravure se poursuit jusqu'à ce que tout le cuivre non protégé soit dissous, créant ainsi le motif conducteur du filtre micro-ruban.

Une fois la gravure terminée, la plaque est soigneusement rincée pour éliminer toute trace de solution de gravure. La résine photosensible restante est ensuite retirée, généralement à l'aide d'un solvant approprié, pour ne laisser que le motif métallique sur le substrat.

Pour permettre la connexion du filtre à un analyseur de réseau, des connecteurs SMA sont soudés aux points d'entrée et de sortie du filtre. Ces connecteurs assurent une connexion électrique stable et fiable, permettant une analyse précise des performances du filtre.

## A.2 Analyseur de Réseaux Vectoriel

L'analyseur de réseaux est un instrument de mesure utilisé dans le domaine des hyperfréquences, couvrant une plage de fréquences allant de 1 à 6.4 GHz. Cet appareil permet de mesurer les paramètres S d'un dispositif multi-pôle, qu'il soit actif ou passif. Il existe deux catégories d'analyseurs de réseaux : les analyseurs scalaires, qui mesurent uniquement l'amplitude des paramètres S, et les analyseurs vectoriels, qui mesurent à la fois l'amplitude et la phase de ces paramètres.

Chaque situation de mesure est unique et nécessite un calibrage spécifique de l'analyseur de réseau vectoriel en fonction des conditions de mesure. Le calibrage utilisateur est une étape cruciale, permettant de prendre en compte les variables introduites par le montage ainsi que celles inhérentes à l'appareil de mesure. Les erreurs systématiques, prévisibles et reproductibles, affectent les mesures de manière constante et sont indépendantes du temps. Le calibrage utilisateur de l'analyseur de réseau vectoriel consiste à enregistrer ces erreurs systématiques liées aux conditions de mesure et à les convertir en facteurs de correction pour obtenir des mesures précises.

Le calibrage du VNA prend en compte six erreurs systématiques :

- Fuite de directivité des coupleurs directionnels
- Désadaptation de la source

- Désadaptation de la charge
- Incohérence dans la réponse fréquentielle du détecteur en réflexion
- Incohérence dans la réponse fréquentielle du détecteur en transmission
- Diaphonie entre les ports de mesure

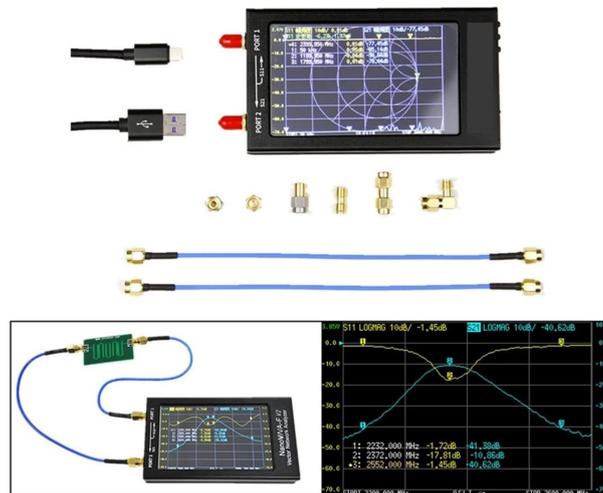


FIGURE A.2 – Exemple d'analyseur de réseau vectoriel VNA