

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



**MEMOIRE**

Présentée pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunication

**Spécialité** : Systèmes de Télécommunication

**Par** :

OTMANI FATIMA et ABU MATTLEQ AHMED

**Sujet**

**Analyse et conception de filtres micro-ondes planaires en technologie**

**ligne micro ruban**

Soutenue publiquement, le 14 / 07 / 2021, devant le jury composé de :

Mme GOURARI Fatima Zohra	MCB	Univ. Tlemcen	Présidente
Mme RAHALI Bouchra	MCA	Univ. Tlemcen	Directeur
Mme OTMANI Amina	Doctorat	Univ. Tlemcen	Co- Directeur
Mme BOUSALAH Fayza	MCB	Univ. Tlemcen	Examineur

**ANNEE UNIVERSITAIRE : 2020 / 2021**

## Résumé

---

Le progrès technologique des communications sans fils a donné naissance à des équipements de communication de plus en plus compacts. La ligne micro ruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques. Nous nous intéressons dans le cadre de ce projet à la Notre travail est basé essentiellement sur la variation de la structure de base du filtre micro ruban, en changeant et modifiant certaines dimensions de quelques paramètres des éléments qui constituent le filtre pour voir l'effet sur le fonctionnement du filtre. Ce travail a pour but la conception et à la simulation des types des filters ligne micro rubans à l'aide du logiciel « HFSS ». Nous introduisons ensuite d'approfondir la recherche sur le plan de miniaturisation du filtre, ce qui reste comme objectif principal de l'étude des filtres micro ruban. Les résultats obtenus seront alors présentés et commentés.

**Mots-clés : ligne microruban, micro-onde planaire, les filtres.**

## Abstract

---

Technological progress in Wireless communications has given rise to increasingly compact communications equipment. The micro ribbon line (or micro band) is the most widely used among all the planar transmission lines in the conventional frequency bands.

We are interested within the framework of this project in the Our work is based essentially on the variation of the basic structure of the micro ribbon filter, changing and modifying certain dimensions of some parameters of the elements that constitute the filter to see the effect on the operation of the filter. This work aims to design and simulate types of micro line filters ribbons using "HFSS" software. We then introduce to further research on the filter miniaturization plan, which remains as the main objective of the study of micro ribbon filters. The results obtained will then be presented and commented on.

**Keywords: microstrip line, planar microwave, filters.**

أدى التقدم التكنولوجي في الاتصالات اللاسلكية إلى ظهور معدات اتصالات مدمجة بشكل متزايد. يعتبر خط الشريط الصغير (أو النطاق الصغير) هو الأكثر استخدامًا بين جميع خطوط النقل المستوية في نطاقات التردد التقليدية. نحن مهتمون في إطار هذا المشروع في أن عملنا يعتمد بشكل أساسي على تباين الهيكل الأساسي لمرشح الشريط الصغير، تغيير وتعديل أبعاد معينة لبعض معالم العناصر التي تشكل الفل تر لمعرفة التأثير على تشغيل المرشح و يهدف هذا العمل إلى تصميم ومحاكاة أنواع مرشحات الخطوط الدقيقة باستخدام برنامج HFSS

نقدم بعد ذلك لتعميق البحث حول خطة تصغير المرشح والتي تظل الهدف الرئيسي لدراسة المرشحات الشريطية الدقيقة. سيتم بعد ذلك عرض النتائج التي تم الحصول عليها والتعليق عليها.

**الكلمات الرئيسية: خط الشريط الصغير ، ميكروويف مستو ، فلاتر.**

# *Remerciements*

Avec l'aide d'Allah tout puissant, j'ai pu accomplir ce modeste travail.

Je voudrais remercier Mme Rahali Bouchra Maitre de conférences à l'Université Abou Bakr Belkaid de TLEMCEN, d'avoir assuré l'encadrement de ce travail. Son expérience, son savoir scientifique et ses qualités humaines ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail.

Mes sincères remerciements à mon Co-Encadreur Mme Otmani Amina Doctorante à l'Université de Tlemcen qui a bien voulu m'aider, et de m'avoir encouragé le long de ce travail, aussi pour toute la documentation qu'elle a mise à ma disposition.

Je tiens également à remercier Mme GOURARI Fatima Zohra Qui m'a fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens également à remercier Mme BOUSALAH Fayza pour avoir accepté d'être l'examineur de mon travail.

Merci.....

# *Dédicace*

## *Dédicaces 1*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes très chers parents Ma mère **Baouche Djamila***

*Qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.*

*Mon père **Otmani Abdelakrim***

*Qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.*

*A mes deux frères, **hossem et Mohammed***

*Ma chère sœur du cœur unique : **Karima***

*A toute la famille,*

*A mes amies et collègues, ma meilleure amie **Hanane** et tous ceux qui m'ont aidé. A mon encadreur **Rahali Bouchra** et Co-encadreur **Otmani Amina**. A mon binôme **Ahmed Abu mettleq** et sa famille.*

*Fatima*

## *Dédicaces 2*

*Je dédie ce modeste travail*

*Mon père **Abu mettleg Ibrahim***

*Qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.*

*A mes très chers parents Ma mère **Abu mettleg ibtissem***

*Qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.*

*A mes frères, **loay, marwen, nour DIN***

*Ma chère sœur du cœur unique : **iana***

*A toute la famille :*

*A mes amies et collègues, tous ceux qui m'ont aidé. A mon encadreur **Rahali Bouchra** et Co-encadreur **Otmani Amina**. A ma binôme **Otmani Fatima** et sa  
Famille.*

*Ahmed*

# Table des matières

Résumé .....	i
Remerciements et dédicace .....	iii
Table des matières.....	vi
Acronymes .....	x
Liste des figures .....	.xi
Liste des tableaux.....	xii
Introduction Générale.....	2

## Chapitre I : Généralisation sur ligne micro ruban

I.1	Introduction .....	5
I.2	Bandes de fréquence en (Micro-onde) .....	5
I.3	Ligne microruban .....	6
I.3.1	Approximation Quasi-TEM.....	7
I.3.2	Constante diélectrique effective et impédance caractéristique .....	8
I.3.3	L'analyse d'une ligne micro ruban.....	8
I.3.4	Synthèse d'une ligne micro ruban .....	10
I.3.5	Longueur d'onde guidée, constante de propagation, vitesse de phase et longueur électrique.....	10
I.4	Avantages et inconvénients .....	11
I.4.1	Avantage.....	11
I.4.2	Inconvénients.....	11
I.5	Discontinuité dans les lignes microruban.....	12
I.6	Matrice [S].....	13
I.6.1	Propriétés.....	13
I.6.1.1	Composant réciproque.....	14
I.6.1.2	Composant sans pertes .....	14
I.6.1.3	La symétrie .....	14
I.6.1.4	L'adaptation.....	14
I.7	Programme utilise.....	15
I.7.1	HFSS .....	15
I.7.2	Le logiciel ORIGIN.....	16

I.8	Applications.....	17
I.8.1	Bande [0.75-7] ghz.....	17
I.8.1.1	Substrat 2.2.....	17
I.8.1.2	Substrat 4.4.....	18
I.8.2	Bande [0-3] ghz.....	19
I.9	Conclusion.....	20
	Bibliographie I .....	21

## Chapitre II : Généralisation sur les filtres

II.1	Introduction .....	23
II.2	Catégories de filtres .....	23
II.2.1	Filtre passe-bas .....	25
II.2.2	Filtre passe-haut .....	26
II.2.3	Filtre passe-bande.....	26
II.2.4	Filtre coupe-bande.....	27
II.3	Le prototype passe bas .....	28
II.3.1	Approximation en amplitude de Butterworth.....	30
II.3.2	Approximation en amplitude de Tchebyshev.....	32
II.4	Transformations de fréquence et d'éléments .....	34
II.4.1	Transformation Passe-bas .....	35
II.4.2	Transformation passe-haut .....	36
II.4.3	Transformation passe-bande.....	37
II.4.4	Transformation de l'arrêt de bande :.....	38
II.5	Conception de filtres .....	39
II.6	conclusion .....	40
	Bibliographie II .....	41

## Chapitre III : Filtres en lignes micro ruban

III.1	Introduction .....	43
III.2	les impédances et des circuits résonnants.....	43
III.3	les inductances et de condensateurs en technologie microruban.....	44
III.3.1	Une inductance série .....	44
III.3.2	Une inductance parallèle .....	45
III.3.3	Une capacité parallèle.....	45
III.3.4	Une capacité série.....	45

III.4	les discontinuités de microruban .....	46
III.4.1	Marches en largeur .....	47
III.4.2	Circuits ouvertes .....	48
III.4.3	Gaps.....	49
III.4.4	Les coudes .....	50
III.5	les circuits résonnants et anti résonnants.....	50
III.5.1	Circuits résonnants parallèles .....	50
III.5.2	Circuits résonnants anti résonnants ou bouchons parallèles.....	50
III.5.3	Circuits résonnants et anti résonnants séries : .....	51
III.5.4	Equivalence entre deux circuits.....	52
III.5.4.1	Exemple.....	52
III.6	Filtre à base de résonateur couplé : .....	54
III.6.1	Résonateurs demi-onde .....	54
III.6.1.1	Résonateur demi-ondes couplés en série (à couplage capacitif) .....	54
III.6.2	Résonateurs en anneaux à couplage croisé.....	55
III.6.3	Inductances et condensateurs localisés.....	56
III.6.4	Inductances et condensateurs localisés.....	56
III.7	conclusion :.....	57
	Bibliographie III .....	58

## Chapitre IV : Simulation et conception des filtres microrubans

IV.1	Introduction.....	61
IV.2	Procédure de conception .....	61
IV.2.1	Sélection du filtre .....	61
IV.2.2	Préparation du substrat et calcul des dimensions des ports .....	61
IV.2.3	Maillage.....	61
IV.2.4	Simulation .....	61
IV.3	Filtre base bas dans la bande [0.75-7] ghz .....	61
IV.3.1	Substrat $\epsilon r e=4.4$ .....	63
IV.3.2	Substrat $\epsilon r e=2.2$ .....	65
IV.3.3	Comparaison de résultats de simulation de filtres passe bas .....	67
IV.4	Filtre base bas dans la bande [0-3] ghz .....	67
IV.5	Filtre passe haut dans la bande [2.8-7] GHZ.....	71
IV.6	Filtre passe bande.....	72

IV.6.1 Filtre passe bande avec 3 résonateurs en U .....	72
IV.6.2 Filtre passe bande avec 4 résonateurs en U .....	74
IV.6.3 Filtre passe bande avec 5 résonateurs en U .....	75
IV.7 Filtre coupe bande.....	77
IV.8 Conclusion .....	78
Bibliographie IV .....	79
Conclusion Générale et Perspectives .....	81

- $\varepsilon$  : Permittivité diélectrique.
- $\mu$  : Perméabilité magnétique.
- $\lambda$  : La longueur d'onde.
- $\omega$  : La pulsation de l'onde.
- BW : Band Width
- C: La vitesse de la lumière.
- dB: Décibel
- FBW: Frequency Relative Band Width
- $f_c$ : La fréquence de coupure.
- FDTD : Finité Différence Time Domain.
- GHz: Gigahertz.
- HFSS: High Fréquence Simulation Software
- IEEE :Institute of Électrotechnique and Electric al Engainées
- J : vecteur densité de courant.
- k: La constante de propagation.
- P: la densité volumique de charge électrique.
- PTFE: Polytetrafluoroethylene.
- Quasi-TEM : Quasi- Transverse Electromagnétique.
- V : La vitesse dans un milieu.
- $V_p$  : La vitesse de phase.
- $Z_c$  : Impudence caractéristique.

# Liste des Figures

## Chapitre I

Figure I.1	Lignes micro ruban.....	7
Figure I.2	(a) Principales discontinuités(b) exemples de filtres microruban.....	12
Figure I.3	Multiports à N accès.....	13
Figure I.4	Logo HFSS (High Frequency Structure Simulation) .....	16
Figure I.5	Logo ORIGIN.....	17
Figure I.6	Schéma de ligne microruban .....	18
Figure I.7	La réponse fréquentielle de la ligne microruban de permittivité 2.2.....	18
Figure I.8	La réponse fréquentielle de la ligne microruban de permittivité 4.4.....	19
Figure I.9	La réponse fréquentielle de la ligne microruban de permittivité 10.8.....	20

## Chapitre II

Figure II.1	Fonction de filtrage .....	23
Figure II.2	Les gabarits de différents types de filtres « idéal » .....	24
Figure II.3	Le gabarit idéal et réel de filtre passe-bas .....	25
Figure II.4	Filtre passe-bas en termes de gain $G(f)$ et d'atténuation $A(f)$ . .....	25
Figure II.5	Le gabarit idéal et réel de filtre passe-haut.....	26
Figure II.6	Le gabarit idéal et réel de filtre passe-bande .....	27
Figure II.7	Le gabarit idéal et réel de filtre coupe-bande .....	28
Figure II.8	Deux formes possibles d'un prototype passe-bas d'ordre $n$ .....	29
Figure II.9	L'atténuation et le gain de filtre d'un filtre (a) Butterworth (b) Tchebychev (c) elliptique .....	30
Figure II.10	Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres $n$ .....	31

Figure II.11	Réponse en transmission de la fonction Tchebychev pour différentes valeurs de n.	32
Figure II.12	Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bas	35
Figure II.13	Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe-haut	36
Figure II.14	Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bande	37
Figure II.15	Transformation d'un prototype passe-bas en filtre coupe bande	38
Figure II.16	Méthode de synthèse d'un filtre	40

### Chapitre III

Figure III.1	Des exemples des circuits électroniques et leurs équivalents en ligne microruban	44
Figure III.2	Réalisation d'une inductance série en ligne micro ruban	45
Figure III.3	Réalisation d'une inductance parallèle en ligne micro ruban	45
Figure III.4	Réalisation d'une capacité parallèle en ligne micro ruban	45
Figure III.5	Réalisation d'une capacité série en ligne micro ruban	46
Figure III.6	Discontinuités de microruban (a) les marches (b) les circuits ouvertes (c) les gaps (d) les coudes	47
Figure III.7	Circuit résonnant parallèle en technologie microruban	50
Figure III.8	Circuit anti résonnant parallèle en technologie microruban	51
Figure III.9	Inverseur d'impédance en ligne quart d'ondes	51
Figure III.10	Circuit résonnant parallèle mis en dérivation Entre deux lignes quarts d'ondes	52
Figure III.11	Circuit résonnant série mis en dérivation entre deux lignes quarts d'ondes	52
Figure III.12	Ligne quarte d'ondes court-circuitée à son extrémité	53
Figure III.13	Circuit LC parallèle	54
Figure III.14	Topologie d'un filtre à résonateur couplés en série	55
Figure III.15	Topologie d'un filtre à résonateur couplés en parallèle	55
Figure III.16	Filtre à couplage croisé entre résonateurs	56
Figure III.17	Condensateurs à éléments localisés : (a) condensateur interdigital, (b) condensateur MIM, (c) leur représentation de circuit idéale	57

Figure III.18 Inductances à éléments localisés : (a) ligne à haute impédance, (b) ligne de méandre, (c) spirale circulaire, (d) spirale carrée, (e) leur représentation de circuit idéale. ....	58
---	----

## Chapitre IV

Figure IV.1 Circuit RLC de prototype de filtre passe-bas. ....	62
Figure IV.2 Filtre passe bas à base en ligne microruban.....	64
Figure IV.3 Filtre passe bas à base en ligne microruban.....	65
Figure IV.4 Filtre passe bas à base de ligne microruban HFSS .....	66
Figure IV.5 Les réponses fréquentielles de filtre passe bas (HFSS) .....	66
Figure IV.6 Les réponses fréquentielles de deux filtres passe bas (HFSS).....	67
Figure IV.7 Circuit LC de prototype de filtre passe-bas .....	68
Figure IV.8 Filtre passe bas en ligne microruban d'ordre 3.....	70
Figure IV.9 Les réponses fréquentielles de filtre passe bas (HFSS).....	71
Figure IV.10 Filtre passe haut en ligne microruban.....	72
Figure IV.11 Les réponses fréquentielles de filtre passe haut (HFSS) .....	72
Figure IV.12 Filtre à résonateur en U couplé.....	73
Figure IV.13 Filtre passe bande avec 3 résonateurs en U .....	73
Figure IV.14 Les réponses fréquentielles de filtre passe bande (HFSS).....	74
Figure IV.15 Filtre passe bande avec 4 résonateurs en U .....	75
Figure IV.16 Les réponses fréquentielles de filtre passe bande (HFSS).....	75
Figure IV.17 Filtre passe bande avec 5 résonateurs en U .....	76
Figure IV.18 Les réponses fréquentielles de filtre passe bande (HFSS).....	76
Figure IV.19 Filtre coupe bande .....	77
Figure IV.20 Les réponses fréquentielles de filtre coupe bande (HFSS).....	78

# Liste des Tableaux

## Chapitre I

Tableau I.1	Bandes de fréquences .....	5
Tableau I.2	Les propriétés de ligne microruban .....	17
Tableau I.3	Les propriétés de ligne microruban .....	19
Tableau I.4	Les propriétés de ligne microruban .....	19

## Chapitre IV

Tableau IV.1	Les valeurs de gi de prototype de Butterworth.....	63
Tableau IV.2	Paramètres de conception de filtre passe-bas lignes microruban $\epsilon_{re}=4.4$ .....	63
Tableau IV.3	Paramètres de conception de filtre passe-bas lignes microruban $\epsilon_{re}=2.2$ .....	65
Tableau IV.4	Les valeurs de gi de prototype de Tchebychev.....	69
Tableau IV.5	Paramètres de conception de filtre passe-bas lignes microruban .....	69



# **Introduction Générale**

---

# Introduction Générale

Au cours de ces dernières années, le développement du domaine des télécommunications a suscité la réalisation des équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. De plus, la saturation des bandes de fréquences habituelles poussait à l'exploitation des hyperfréquences.

La réalisation de ces dispositifs reste très couteuse en termes de poids, de volume, et de coût, mais grâce au progrès technologique et les recherches effectuées dans le domaine des micro-ondes, des circuits électriques ont vu le jour en cherchant toujours l'amélioration de la précision et de la fiabilité [1].

La technologie planaire faisant partie intégrante des systèmes de communications, elle est parmi les premières technologies qui ont investi le domaine micro-ondes, et est parmi les plus importantes qui à apporter [2] :

- À faire des efforts vers la miniaturisation des dispositifs et des circuits.
- Élaborer des dispositifs fonctionnant à des fréquences élevées.
- À mettre en œuvre des technologies « faible coût », en vue d'applications commerciales.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne « **l'Analyse et conception de filtres micro-ondes planaires en technologie ligne micro ruban** ». Notre travail est basé essentiellement sur la variation de la structure de base du filtre micro ruban, en changeant et modifiant certaines dimensions de quelques paramètres des éléments qui constituent le filtre pour voir l'effet sur le fonctionnement du filtre. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulation obtenus par le simulateur HFSS en termes de coefficient de réflexion, coefficient de transmission.

Pour atteindre nos objectifs, notre mémoire sera organisé en trois chapitres, disposés de la façon suivante :

Dans le premier chapitre, nous allons introduire quelques notions sur les lignes micro rubans, ses caractéristiques, son rôle et ses applications dans les systèmes électroniques.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques notions sur les filtres, on s'intéresse au structure microruban qui est l'une des plus importantes technologies utilisées pour fournir les filtres de types microruban.

Dans le troisième chapitre, nous allons introduit certaines discontinuités et composants microruban typiques qui sont souvent rencontrés dans les conceptions de filtres microruban sont décrits.

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception d'un filtre en utilisant le simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator). Toutes les simulations sont suivies par des discussions et des commentaires. A la fin de ce mémoire, on finira par donner une conclusion générale.

Chapitre I

# Généralisation sur ligne micro ruban

---

## I.1 INTRODUCTION

En hyperfréquences (micro-ondes), on transmet les signaux soit par ondes radios : c'est la radio-propagation, soit à travers des lignes de transmission : c'est la propagation guidée. En radio-propagation, l'énergie électromagnétique se propage dans l'air, elle est transmise et reçue par l'intermédiaire d'antennes.

En propagation guidée, on utilise des "supports de transmission" ou guides tels que les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires ou la ligne micro ruban. L'énergie se propage dans ces lignes de transmission,

Les lignes microruban sont utilisées pour la conception et la modélisation d'antennes, de filtres, de coupleurs et de diviseurs de puissance. Les principaux avantages de cette technologie sont le faible coût, la compacité et la légèreté. Les inconvénients sont la faible efficacité pour de basses puissances et l'augmentation de pertes dues aux radiations émises.

## I.2 BANDES DE FREQUENCE EN (MICRO-ONDE)

Les micro-ondes sont une forme de rayonnement électromagnétique avec des longueurs d'onde allant d'environ un mètre à un millimètre, avec des fréquences comprises entre 300 MHz (1 m) et 300 GHz (1 mm).

Les micro-ondes sont largement utilisées dans la technologie moderne, par exemple dans les liaisons de communication point à point, les réseaux sans fil, les réseaux de relais radio micro-ondes, les radars, les communications par satellite... [2].

Dans le domaine des hyperfréquences, un découpage a été réalisé : ce sont les bandes IEEE (Institute of Électrotechnique and Electric al Engainées) données sur ce tableau ci-dessous [3-4].

**Tableau.1.** Bandes de fréquences

Désignation	Domaine de fréquences (GHZ)
VHF	0.03 -0.30
UHF	0.30 -1.00
Bande L	1 – 2
Bande S	2 – 4
Bande C	4 – 8

Bande X	8 – 12
Bande Ku	12 – 18
Bande K	18 – 26.5
Bande Ka	26.5 -40
Bande Q	33 - 50
Bande U	40 – 60
Bande V	50 – 75
Bande U	60 – 90
Bande W	75 – 110
Bande F	90 – 140
Bande D	110 - 170
Bande G	140 – 220

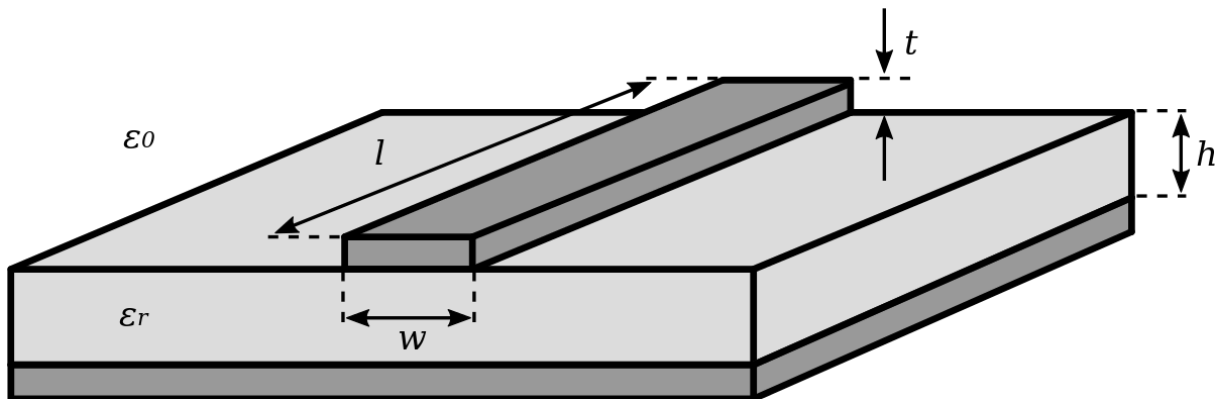
Les lignes de transmission permettent le transfert des informations d'une source (ou émetteur) vers une charge (ou récepteur). Les distances à parcourir, la bande passante des signaux et la technologie utilisée dépendent du type d'information. Ainsi, Les lignes utilisées pour les liaisons téléphoniques transatlantiques sont des fibres optiques de plusieurs milliers de kilomètres de longueur propageant des ondes électromagnétiques à des fréquences optiques, alors que celles reliant les composants électroniques dans un circuit intégré sont des pistes de quelques microns de long propageant des ondes électriques et électromagnétiques à des fréquences allant de quelques Hz à quelques GHz. Elles ont toutes pour but de guider l'information sans perturbation, c'est-à-dire sans trop d'atténuation ou de déformation. Dans le domaine des télécommunications le problème est évident. La difficulté est l'acheminement des signaux, entre différents points du circuit, entre circuits, entre cartes ou même entre équipements [5].

### **I.3 LIGNE MICRORUBAN**

La ligne microruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques ( $\leq 20\text{GHz}$ ).

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, la structure microruban est constituée d'un conducteur métallique déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse sur la face inférieure comme le montre la figure I.1. Le mode fondamental de propagation d'un tel

support de propagation n'est pas le mode TEM (Transverse électromagnétique) car la section transverse n'est pas homogène. Cependant, étant donné que les amplitudes des composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées, on parle de mode quasi-TEM. Ceci rend alors possible la modélisation de la structure sous la forme d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$  dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité relative effective  $\epsilon_{\text{reff}}$ [6].



**Figure I.1.** Lignes micro ruban

La ligne microruban est très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences. Elle permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé, et ceci quel que soit le substrat choisi.

Les caractéristiques d'une ligne microruban, telles que l'impédance caractéristique  $Z_c$ , la vitesse de phase  $V_p$  et le constant diélectrique effectif  $\epsilon_{\text{eff}}$  dépendent toutes de sa géométrie et le constant diélectrique relatif  $\epsilon_r$  du substrat [7]

### I.3.1 Approximation Quasi-TEM

La ligne microruban constitue un milieu de propagation non homogène, puisqu'elle est constituée de deux milieux de propagation différents qui sont l'air et le substrat. Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique. Cependant vu la faible amplitude des composantes longitudinales celles-ci peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, puisque leurs amplitudes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses [8]. Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode Quasi-TEM.

### I.3.2 Constante diélectrique effective et impédance caractéristique

Dans le quasi-TEM approximation, un matériau diélectrique homogène avec une permittivité diélectrique efficace remplace le milieu diélectrique-air inhomogène du Microstrip.

Les caractéristiques de transmission des microrubans sont décrites par deux paramètres, à savoir le constant diélectrique effectif et l'impédance caractéristique  $Z_c$ , qui peuvent ensuite être obtenues par analyse quasi statique [9]. En analyse quasi-statique, le mode fondamental de propagation des ondes dans un microruban est supposé être du TEM pur. Les deux paramètres ci-dessus des microrubans sont ensuite déterminés à partir des valeurs de deux capacités comme suit :

$$\epsilon_{re} = C_d / C_a \quad (I.1)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (I.2)$$

Dans lequel  $C_d$  est la capacité par unité de longueur avec le substrat diélectrique présent,  $C_a$  est la capacité par unité de longueur avec le substrat diélectrique remplacé par de l'air, et  $c$  est la vitesse des ondes électromagnétiques dans l'espace libre ( $c \approx 3.0 \times 10^8$  m/s).

Il existe deux façons de concevoir une ligne planaire : l'analyse et la synthèse.

### I.3.3 L'analyse d'une ligne micro ruban

L'analyse où l'on considère une ligne de dimensions déterminées ( $w_{lig}, h_{sub}$  et  $\epsilon_{re}$ ) et on détermine ses paramètres caractéristiques ( $\epsilon_{re}, Z_c$ ).

Pour les conducteurs très minces (c'est-à-dire  $t \rightarrow 0$ ), les expressions de forme fermée qui fournissent une précision supérieure à un pour cent sont données [9] comme suit.

Supposons 
$$U = \frac{w_{lig}}{h_{sub}} \quad (I.3)$$

Pour  $U \leq 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} [(1 + 12U)^{-0.5} + 0.04(1 + U)^2] \quad (I.4)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln (8U + 0.25U) \quad (\text{I.5})$$

Avec  $\eta = 120\pi \Omega$  (I.6)

Pour  $U \geq 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12U)^{-0.5} \quad (\text{I.7})$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} [U + 1.393 + 0.677 \ln (U + 1.444)]^{-1} \quad (\text{I.8})$$

Hammerstad et Jensen [9] rapportent des expressions plus précises pour le constant diélectrique effectif et l'impédance caractéristique :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{U}\right)^{-ab} \quad (\text{I.9})$$

Ou  $U = w/h$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left( \frac{U^4 + \left(\frac{U}{52}\right)^2}{U^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left(\frac{U}{18.1}\right)^3 \right] \quad (\text{I.10})$$

$$b = 0.564 \left( \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (\text{I.11})$$

La précision de ce modèle est meilleure que 0,2% pour  $\epsilon_r \leq 128$  et  $0.01 \leq U \leq 100$

L'expression la plus précise de l'impédance caractéristique est

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[ \frac{F}{U} \sqrt{1 + \left(\frac{2}{U}\right)^2} \right] \quad (\text{I.12})$$

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[ - \left( \frac{30.666}{U} \right)^{0.7528} \right] \quad (\text{I.13})$$

**I.3.4 Synthèse d'une ligne micro ruban**

Expressions approximatives pour  $U$  en termes de  $Z_c$  et  $\epsilon_{re}$ , dérivé par Wheeler et Hammerstad, sont disponibles.

pour  $U \leq 2$

$$U = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \tag{I.14}$$

Avec

$$A = \frac{Z_c}{60} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \tag{I.15}$$

pour  $U \geq 2$

$$U = \frac{2}{\pi} \left[ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \tag{I.16}$$

$$B = \frac{30\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \tag{I.17}$$

$$w_{lig} = U \times h_{sub} \tag{I.18}$$

Ces expressions offrent également une précision supérieure à un pour cent. Si des valeurs plus précises sont nécessaires, un processus itératif ou d'optimisations basées sur les modèles d'analyse plus précis décrits précédemment peut être utilisé.

**I.3.5 Longueur d'onde guidée, constante de propagation, vitesse de phase et longueur électrique**

Une fois la constante diélectrique effective d'un microruban déterminée, la longueur d'onde guidée du mode quasi-TEM du microruban est donnée par : [9]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \tag{I.19}$$

Où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde en espace libre à la fréquence de fonctionnement  $f$ . Plus commodément, où la fréquence est donnée en gigahertz (GHz), la longueur d'onde guidée peut être évaluée directement en millimètres comme suit :

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{mm} \quad (\text{I.20})$$

La constante de propagation associée  $\beta$  et la vitesse de phase  $V_p$  peuvent être déterminées par :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (\text{I.21})$$

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (\text{I.22})$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière ( $c = 3,0 \times 10^8$  m/s) dans l'espace libre. La longueur électrique  $\theta$  pour une longueur physique donnée  $l$  du microruban est définie par :

$$\theta = \beta l \quad (\text{I.23})$$

Par conséquent,  $\theta = \pi/2$  lorsque  $l = \lambda_g/4$ , et  $\theta = \pi$  lorsque  $l = \lambda_g/2$ . Ces lignes microruban dites quart d'onde et demi-longueur d'onde sont importantes pour la conception de filtres microruban.

## **I.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS**

### **I.4.1 Avantage**

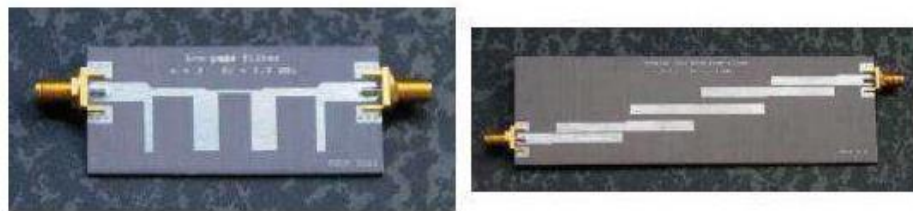
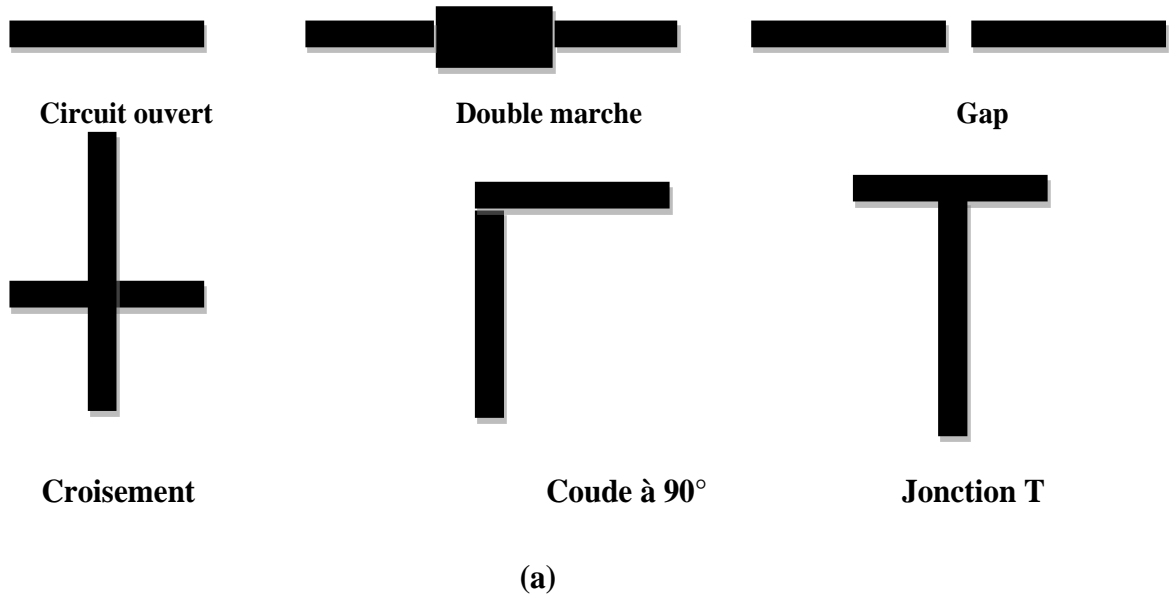
La technologie microruban permet une implémentation aisée des éléments en série. Le procédé technologique de réalisation des circuits est simple et bien maîtrisé. Le report des éléments actifs ne pose pas trop de problème et les bibliothèques de modèles sont relativement fournies.

### **I.4.2 Inconvénients**

Le problème majeur rencontré avec cette technologie est l'implantation des éléments en parallèle et le report de masse (ou court-circuit). Pour réaliser des courts-circuits, il faut avoir recours aux trous métallisés (vias) qui peuvent être gênant car ils créent des effets parasites nuisibles aux performances électriques. De plus la plage d'impédances caractéristiques réalisables est restreinte une fois que les caractéristiques du substrat sont fixées

## I.5 DISCONTINUITÉ DANS LES LIGNES MICRORUBAN

Les lignes de transmission dans les circuits ne sont jamais droites ou uniformes. Elles comportent des discontinuités comme des changements de direction, de largeur, des intersections comme le montre la figure I.2.



**Figure I.2.** (a) Principales discontinuités (b) exemples de filtres microruban

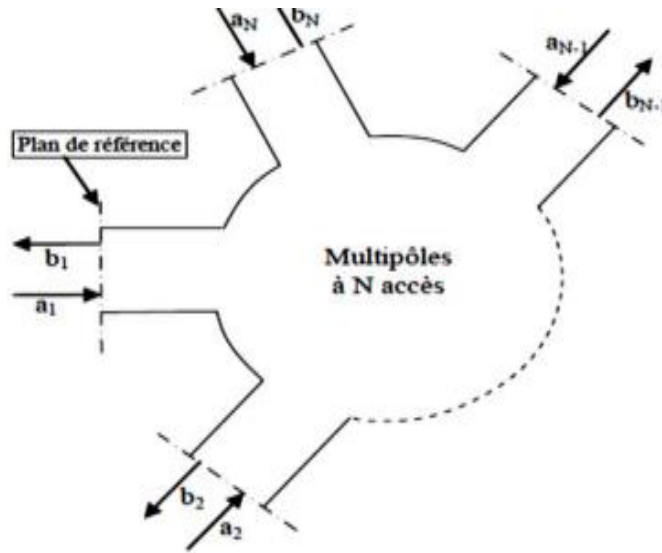
Ces discontinuités peuvent être à l'origine de l'apparition de modes supérieurs. Ces modes s'atténuent rapidement lorsque l'énergie s'éloigne de la discontinuité, si la fréquence de travail est inférieure à la fréquence de coupure. De plus toujours pour des fréquences élevées, le mode dominant devient dispersif et la discontinuité est à l'origine d'un rayonnement parasite [8].

La technologie microruban demeure la structure planaire la plus utilisée pour la réalisation des dispositifs microondes et millimétriques. Ceci grâce à la souplesse technologique qu'elle offre.

Aussi différentes topologies à base de ligne microruban ont été réalisées comme les filtres.

**I.6 MATRICE [S]**

Considérons un dispositif micro-onde à N accès. les N ondes de répartition sont des ondes incidentes pour le système  $\{a_i = a_1 ; a_2 \dots a_N\}$  et les N ondes  $b_i$  des ondes émergentes ou réfléchies  $\{b_i = b_1 ; b_2 \dots b_N\}$



**Figure I.3.** Multiports à N accès

L'ensemble des relations linéaires entre ces ondes traduit par la relation :  $\{b\}=[S]*\{a\}$  qui s'écrit sous la forme vectorielle suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad \text{Où} \quad \begin{cases} b_1 = S_{11} a_1 + S_{21} a_2 + \dots + S_{1N} a_N \\ \vdots \\ b_N = S_{N1} a_1 + S_{N2} a_2 + \dots + S_{NN} a_N \end{cases}$$

$$b_i = \sum_{K=1}^N S_{jk} \cdot a_K \tag{I.24}$$

Où [S] est appelée matrice de répartition de dimension  $N \times N$  [11] [12].

**I.6.1 Propriétés**

La matrice [S] d'un multiport à N accès contient  $N^2$  termes complexes. En faisant usage des propriétés physiques du composant microondes telles que la réciprocité, la symétrie et la conservation d'énergie, plusieurs simplifications sont possibles.

**I.6.1.1 Composant réciproque**

Les composants réciproques contiennent des matériaux isotropes c'est-à-dire la fonction de transfert liant deux accès distincts est indépendante du sens de passage de l'onde, tel que :

$$S_{ij}=S_{ji} \forall i \neq j \tag{I.25}$$

Les composants non réciproques contiennent des matériaux gyrotropes caractérisés par un tenseur de permittivité ou de perméabilité comme la ferrite.

**I.6.1.2 Composant sans pertes**

Dans un composant sans pertes, la somme des puissances entrantes est égale aux sommes des puissances sortantes tel que :

$$\sum_{i=1}^n |a_i|^2 = \sum_{i=1}^n |b_i|^2 \tag{I.25}$$

Cette relation s'écrit sous forme matricielle :

$$[S^*]^t[S] = [I] \tag{I.26}$$

Les symboles (t) et (\*) indiquent la matrice transposée et conjuguée, la matrice [I] est la matrice identité. Aussi la conservation d'énergie peut être formulée selon l'équation suivante :

$$\sum_{i=1}^n S^*_{ij} S_{il} = \delta_{il} \forall j = 1 \dots \delta_{il} = \begin{cases} 1 & \text{si } j = l \\ 0 & \text{si } j \neq l \end{cases} \tag{I.27}$$

**I.6.1.3 La symétrie**

Quand un composant réciproque possède un ou plusieurs plans de symétrie géométriques et que de plus, les plans de références sont aussi disposés symétriquement, les termes de la matrice [S] relatifs aux accès symétriques sont soit égaux, soit de signe opposé selon l'orientation du champ de référence.

**I.6.1.4 L'adaptation**

Un composant est adapté à son accès i, si aucun signal n'est réfléchi quand ce seul accès i est alimenté, c'est-à-dire :

$$a_k=0 ; \forall K \neq i \quad (I.28)$$

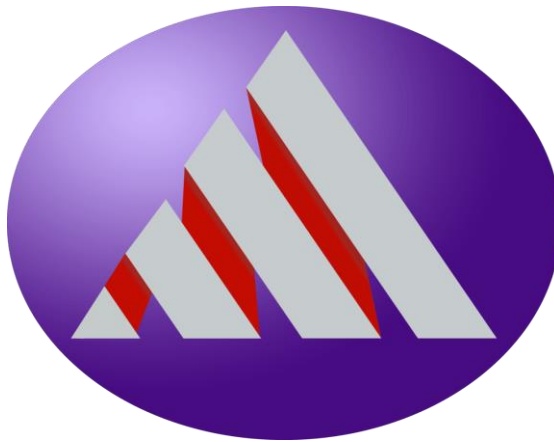
Pour la circonstance :  $S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} = 0$

Par conséquent, si les termes diagonaux de la matrice [S] sont nuls, on pourra dire qu'un composant est adapté à tous ses accès.

### I.7 PROGRAMME UTILISE

#### I.7.1 HFSS

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) version 15.0 d'Ansoft Corporation est un simulateur électromagnétique de haute performance pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. Son code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis. Il permet d'obtenir des graphiques performants pour donner à l'utilisateur des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [13].



**Figure I.4.** Logo HFSS (High Frequency Structure Simulation)

Le simulateur HFSS possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée, il peut être utilisé pour calculer et extraire

- Les paramètres tels que les paramètres S et Les paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique.
- Les fréquences de résonance.
- Comportement électromagnétique d'une structure.
- Quantités de base dans le champ proche et le champ lointain

- Impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation.

HFSS emploie la méthode des éléments finis. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous-région (élément) avec une fonction locale.

### **I.7.2 LE LOGICIEL ORIGIN**

Origin est un logiciel d'analyse de données et de représentation graphique de choix pour plus d'un demi-million de scientifiques et d'ingénieurs dans les industries commerciales, les universités et les laboratoires gouvernementaux dans le monde entier. Origin offre une interface facile à utiliser pour les débutants, combinée à la possibilité d'effectuer une personnalisation avancée à mesure que vous vous familiarisez avec l'application.

Les graphiques d'origine et les résultats d'analyse peuvent être mis à jour automatiquement en cas de changement de données ou de paramètres, vous permettant de créer des modèles pour des tâches répétitives ou d'effectuer des opérations par lots à partir de l'interface utilisateur, sans avoir besoin de programmation. Étendez les capacités d'Origin en installant des applications gratuites disponibles sur notre site Web. Connectez-vous à d'autres applications telles que MATLAB™, LabVIEW™ ou Microsoft® Excel, ou créez des routines personnalisées dans Origin en utilisant nos langages de script et C, Python intégré ou la console R.

Faites passer votre analyse de données au niveau supérieur avec Origin Pro. En plus de toutes les fonctionnalités d'Origin, Origin Pro propose des outils d'analyse avancés et des applications pour l'ajustement de pointe, l'ajustement de surface, les statistiques et le traitement du signal. Les fonctionnalités spécifiques à Origin Pro sont signalées par l'icône PRO sur cette page. Visitez le site Origin vs. Page Origin Pro pour afficher un tableau de comparaison.



**Figure I.5.** Logo ORIGIN

## I.8 APPLICATIONS

En général dans le domaine des télécommunications on utilise la méthode de synthèse pour concevoir une ligne microruban car dans le domaine des radiofréquences l'impédance normalisée à 50 ohms.

Dans cette section nous proposons plusieurs exemples de lignes microruban par plusieurs substrats et dans différentes bandes de fréquences.

### I.8.1 Bande [0.75-7] GHz

Pour concevoir la ligne microruban dans la bande [0.75-7] GHz deux types de substrats sont utilisés (Rogers RT/duroid 5880 de permittivité 2.2 et FR4 Epoxy de permittivité 4.4).

#### I.8.1.1 Substrat 2.2

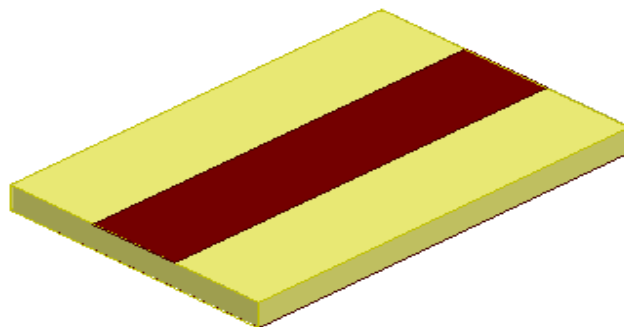
Ce substrat a la tangente de perte la plus faible de tous les matériaux PTFE (Polytetrafluoroethylene), ce qui le rend bien adapté aux applications à large bande haute fréquence.

Sachant qu'il est facile de le découper et de le mettre en forme, car il résiste à tous les solvants et réactifs utilisés dans la gravure du circuit imprimé.

**Tableau.2.** Les propriétés de ligne microruban

$\epsilon_r$	$\tan \delta$	h (mm)	t (mm)	w (mm)	l (mm)
2.2	0.0009	1.27	0.017	3.91	17.82

En utilisant les équations (I.5-I.6) et les propriétés du substrat, les dimensions du tableau ont été déterminées, la structure a été conçue et simulée sous HFSS.



**Figure I.6.** Schéma de ligne microruban

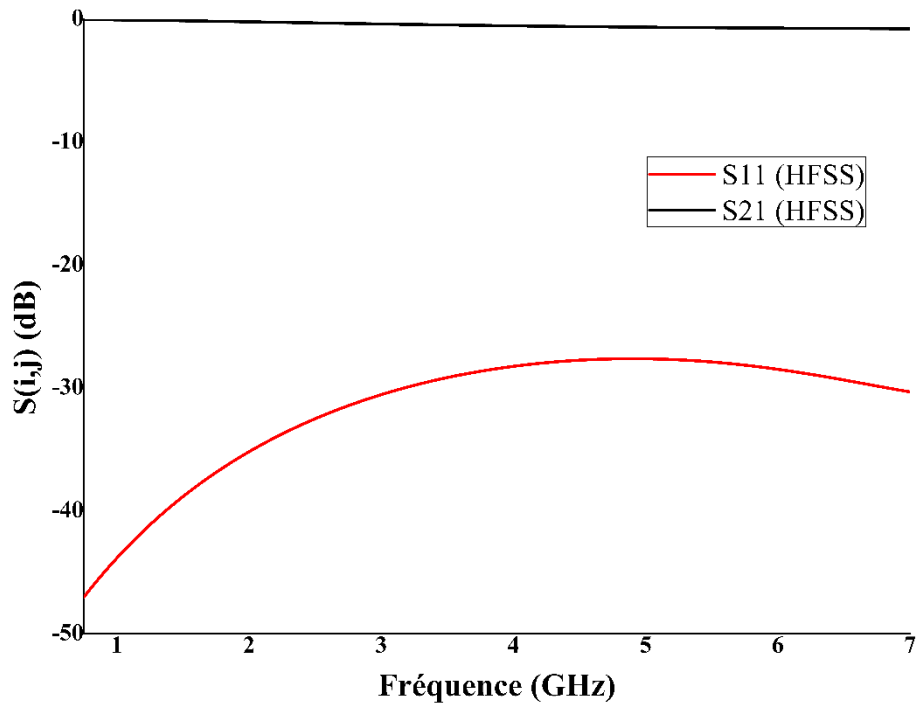


Figure I.7. La réponse fréquentielle de la ligne microruban de permittivité 2.2

La réponse en fréquence montre que le niveau de coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur a -27 dB.

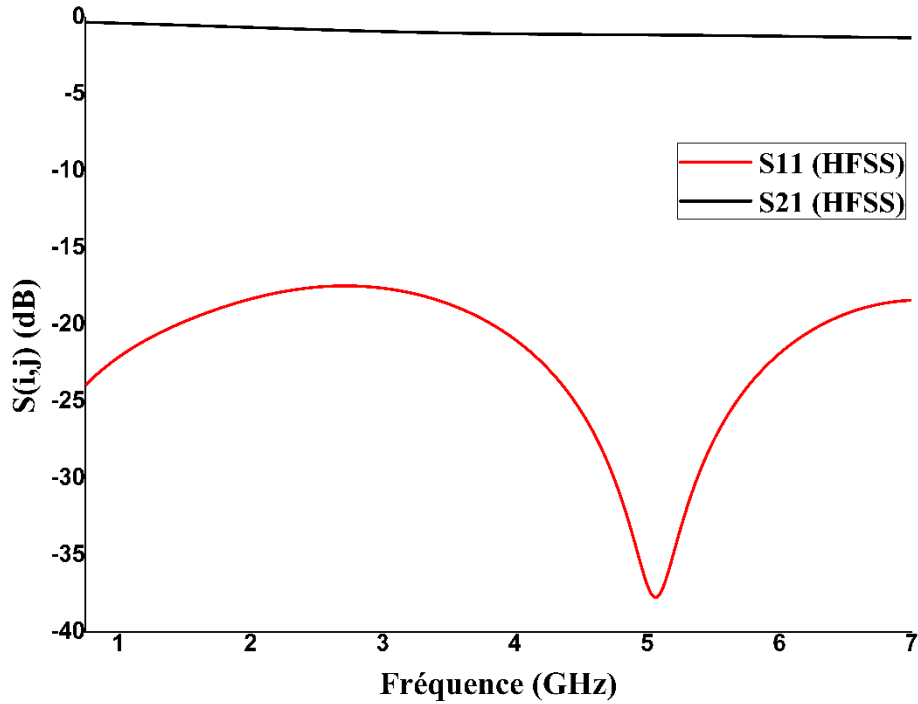
#### I.8.1.2 Substrat 4.4

Le substrat FR4 présente des caractéristiques mécaniques et diélectriques élevées. Il est auto extinguable et possède un très faible coefficient d'absorption d'eau.

Tableau.3. Les propriétés de ligne microruban

$\epsilon_r$	$\tan \delta$	h (mm)	t (mm)	w (mm)	l (mm)
4.4	0.02	1.6	0.017	3.91	17.82

Les résultats obtenus par HFSS sont tracés dans logiciel ORIGIN.



**Figure I.8.** La réponse fréquentielle de la ligne microruban de permittivité 4.4

La réponse montre que la réflexion  $S_{11}$  est inférieure a -17 dB dans la bande souhaitée.

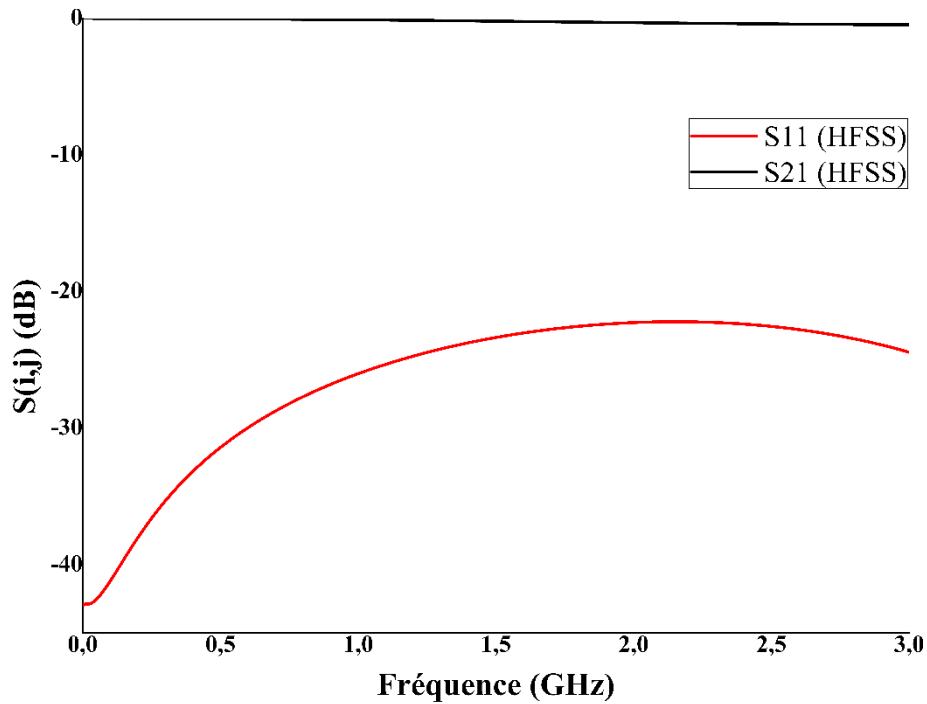
### I.8.2 Bande [0-3] GHz

Les mêmes procédures utilisées auparavant dans la conception des lignes microruban dans la bande [0.75-7]GHz sont poursuivies pour la conception d'une autre ligne dans une autre bande [0-3] GHz avec un substrat de constante diélectrique relative de 10,8 et d'épaisseur 1,27 mm.

**Tableau.4.** Les propriétés de ligne microruban

$\epsilon_r$	h (mm)	t (mm)	w (mm)	l (mm)
10.8	1.27	0.017	1.12	17.82

La figure I.8 montre La réponse fréquentielle de la ligne microruban simulée sous HFSS, les pertes de retour du HFSS inférieure à -22dB



**Figure I.9.** La réponse fréquentielle de la ligne microruban de permittivité 10.8

La réponse en fréquence montre que le niveau de coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur a -23 dB.

## I.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la ligne de transmission microruban en évoquant ses avantages et ses inconvénients ainsi que ces caractéristiques générales telles que l'impédance Caractéristique  $Z_0$ , la constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  aussi la matrices de répartition S. On s'intéresse par la suite a la conception et l'analyse des lignes micro ruban par plusieurs substrats et dans différentes bandes de fréquences. Excellents résultats de transmission ont été obtenus.

### **Bibliographie**

- [1] B. Zakaria, B. Y. Ikram, " Nouvelles topologies des filtres passe-bande à base de la technologie SIW opérant en bandes KU, C et S pour des applications satellitaires ", Mémoire de master de l'université de Tlemcen, 2015.
- [2] B. Leila, " Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières Implantées sur Substrat d'une Anisotropie Tensorielle ", Thèse de magister de l'Université de Constantine, 2008.
- [3] S. KUMAR, Concepts and Applications of MICROWAVE ENGINEERING, PHI Learning, 2<sup>e</sup> avar. 2014.
- [4] K. Nourri, M. Faham, O. Abbes, "Quick FEM Analyses of 3D Mitre E Plane Corners", Journal of Physico and chemisa News, ISSN 1114-3800, N°36, 2007.
- [5] www.MIWW.com Millimeter Wave products Inc « Waveguide Frequency Bands with Interior Dimensions »
- [6] PDF les lignes de transmission - Thierry Litchi [https://instru.lpem.espci.fr/sites/instru.lpem.espci.fr/IMG/pdf/poly\\_lignes\\_23.pdf](https://instru.lpem.espci.fr/sites/instru.lpem.espci.fr/IMG/pdf/poly_lignes_23.pdf)
- [7] Y. CLAVET, Définition de Solutions de Filtrage Planaires et Multicouches pour les Nouvelles Générations de Satellites de Télécommunications, Thèse de Doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, 30 novembre 2006.
- [8] M.A. BOUSMAHA, Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Large Bandes pour des Applications en Télécommunications, Thèse de Magister Télécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen, 2011.
- [9] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Sons, Inc., New York, 2001
- [10] F. Gardiol, Microstrip Circuits. New York: Wiley, 1994.
- [11] K. Nouri, "Contribution à l'analyse des discontinuités en guides d'ondes rectangulaires par la méthode des éléments finis et conception des filtres microondes", Thèse de Magister en Electronique, Université de Tlemcen, 2002.
- [12] J M Reiter, Fritz Arndt, "Rigorous analysis of arbitrarily shaped H and E plane discontinuities in rectangular waveguides by a full-wave boundary contour mode-matching method", IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., 43 (1995).
- [13] Manallah Kamel, " Techniques de mesure hyperfréquences large bande appliquées aux matériaux hétérogènes solides", mémoire de magister Option : Instrumentation Université Ferhat Abbas Setif, 2012.

## Chapitre II

# Généralisation sur les filtres

---

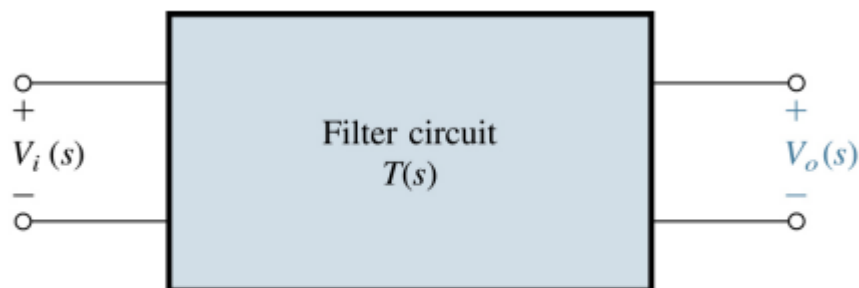
## II.1 INTRODUCTION

Un filtre est un élément ou une fonction dont le but est de sélectionner une ou plusieurs bandes de fréquences du spectre électromagnétique et d'éliminer les autres bandes de fréquences. Les filtres sont largement utilisés dans les circuits électroniques de traitement du signal. Ils sont notamment utilisés dans les systèmes de télécommunication, et leur rôle est crucial car il implique l'élimination de toutes les composantes parasites du signal utile, qui peuvent être assimilées à du bruit.

## II.2 CATEGORIES DE FILTRES :

Un filtre de fréquence est un système qui laisse passer sans affaiblissement d'amplitude des signaux dont les composantes fréquentielles appartiennent toutes à une bande donnée, et contribue à affaiblir les amplitudes des signaux dont les composantes sont situées hors de cette bande.

Il n'est pas un système électronique qui ne fasse appel à, au moins, un filtre. La plupart en comportent en grande quantité.



**Figure II.1.** Fonction de filtrage

Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques, qui modifient son spectre de fréquence et/ou sa phase et donc sa forme temporelle.

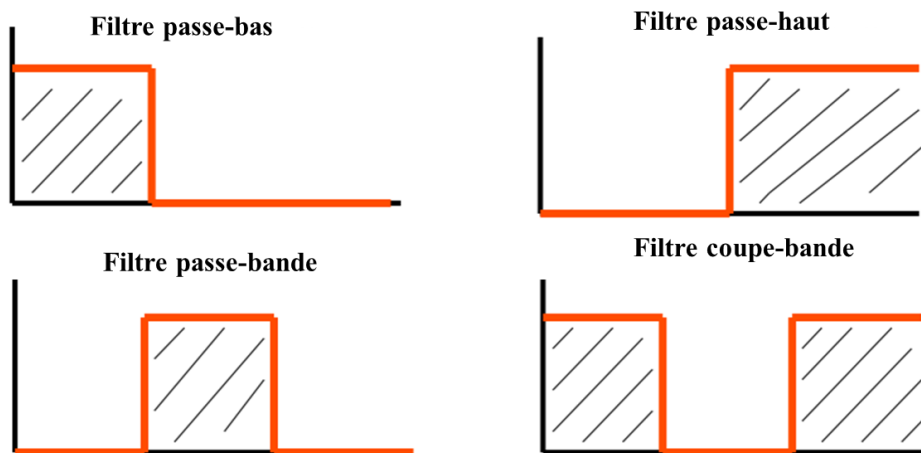
De ce fait, un filtre est caractérisé par plusieurs paramètres :

- Une bande passante (zone de fréquence dans laquelle le signal est transmis)
- Bande atténuée (zone de fréquence dans laquelle le signal est bloqué)
- $G_{min}$  : Gain minimum admissible ou  $A_{max}$  : Atténuation maximale admise
- $F_c$  : Fréquence de coupure, c'est à dire fréquence pour laquelle on définit  $G_{min}$  ou  $A_{max}$ .
- Un taux de réjection qui représente l'atténuation du signal en dehors de la bande passante (la pente de réjection est le passage entre la bande rejetée et la bande passante)

- Un taux d'ondulation dans la bande qui représente la variation de transmission du signal dans la bande passante
- Des pertes par réflexion du signal dans la bande passante.
- Ondulation

Les ondulations dans la bande passante ou en anglais « band ripple », sont aussi un paramètre critique qui ne doit pas dépasser 0.5 dB [1] pour garantir un niveau de puissance quasi-homogène du signal à la sortie du filtre. La réjection ou le niveau d'atténuation hors bande est un troisième facteur important dans la notion de filtrage qui évite les interférences entre deux canaux adjacents de communication surtout pour des cas critiques où les bandes de séparation sont faibles. En conséquence, les bandes de transition doivent être les plus étroites possibles ramenant à des facteurs de qualité élevés.

Un filtre idéal est un système capable de transmettre sans distorsion tout signal dont le spectre utile se situe entre l'intervalle d'impulsions ( $f_{c1}$  et  $f_{c2}$ ) et d'éliminer complètement tout signal dont le spectre se situe en dehors de l'intervalle d'impulsions. Selon les valeurs de  $f_{c1}$  et  $f_{c2}$ , on peut déterminer quatre types de filtres.



**Figure II.2.** Les gabarits de différents types de filtres « idéal »

La Figure. II.1 représente les variations du module  $|G|$  (dB) de la transmittance du filtre idéal correspondant à chaque type. Donc on peut classer les filtres en quatre types :

### II.2.1 Filtre passe-bas

C'est un filtre qui laisse passer les signaux dont les fréquences sont inférieures à une certaine fréquence appelée fréquence de coupure  $f_c$  et atténue les signaux dont les fréquences supérieures à la fréquence de coupure (figure II.3)

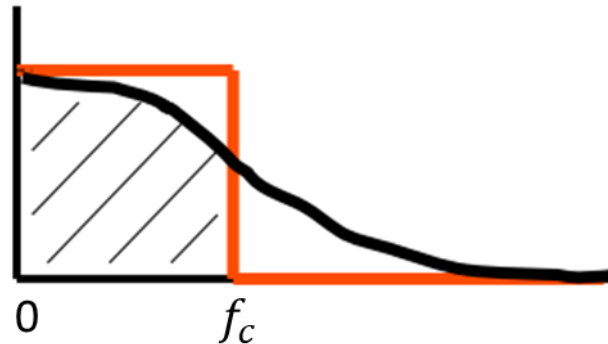


Figure II.3. Le gabarit idéal et réel de filtre passe-bas

Le filtre passe-bas Figure est un dispositif qui démontre une réponse en fréquence relativement constante (gain fixe) aux basses fréquences et un gain décroissant aux fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Ce filtre est caractérisé par :

- Ne laisse passer que les basses fréquences du signal d'entrée.
- Les hautes fréquences sont donc filtrées.
- La limite entre BF et HF est appelée fréquence de coupure  $f_c$
- La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée :  $BW = [0, f_c]$
- La spécification peut se faire en termes de gain,  $G(f)$ , ou d'atténuation  $A(f) = 1/G(f)$

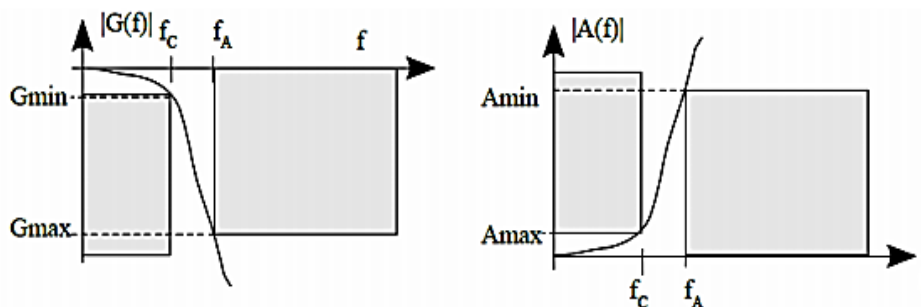


Figure II.4. Filtre passe-bas en termes de gain  $G(f)$  et d'atténuation  $A(f)$ .

Un filtre passe bas peut également être utilisé afin d'éliminer le bruit (les parasites) d'un signal. Dans les haut-parleurs, il permet de sélectionner les graves (basses fréquences).

### II.2.2 Filtre passe-haut :

Contrairement au filtre passe-bas, le filtre passe-haut est un filtre qui laisse passer les signaux avec une fréquence supérieure à la fréquence de coupure  $f_c$  et atténue les basses fréquences.

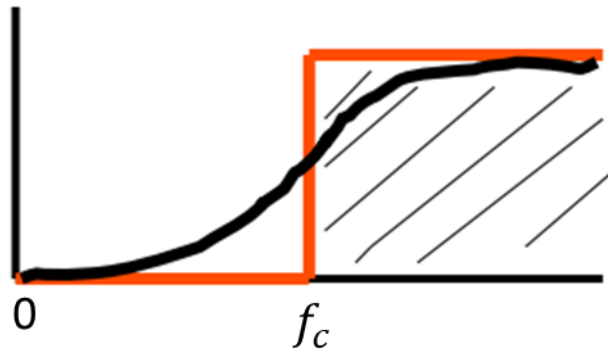


Figure II.5. Le gabarit idéal et réel de filtre passe-haut

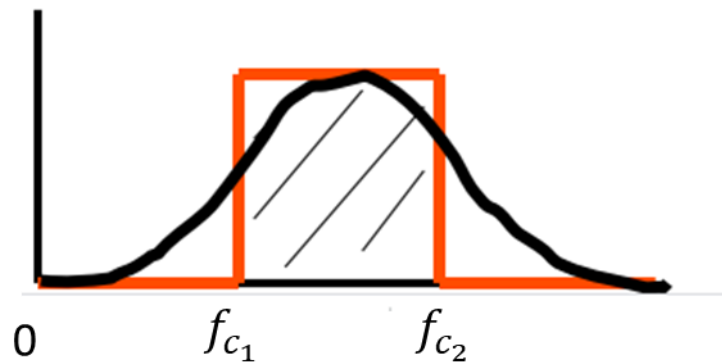
Ce filtre est caractérisé par :

- Ne laisse passer que les hautes fréquences du signal d'entrée.
- Les basses fréquences sont donc filtrées.
- La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée :  $BW = [f_c, +\infty]$

Dans les haut-parleurs, il permet de sélectionner les aigus (hautes fréquences). On peut également utiliser un filtre passe haut dans le traitement d'image afin d'augmenter la netteté.

### II.2.3 Filtre passe-bande :

C'est un filtre qui permet de passer les fréquences entre la fréquence de coupure basse  $f_{c1}$  et la fréquence de coupure haute  $f_{c2}$  donc le filtre passe-bande est une combinaison d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut (figure II.6). Pour caractériser les filtres passe bande, on introduit le terme de bande passante, qui correspond à la gamme de fréquence que le filtre laisse passer.



**Figure II.6.** Le gabarit idéal et réal de filtre passe-bande

Les filtres passe-bande ont quelques caractéristiques additionnelles comparativement aux filtres passe-bas et passe-haut :

- Ne laisse passer qu'une bande de fréquences.
- Il possède deux fréquences de coupure : la fréquence de coupure basse et haute.
- La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée :  $BW = [f_{c1}, f_{c2}]$
- Une Fréquence centrale  $f_0$ .
- Bande passante relative à 3 dB  $FBW = (f_{c2} - f_{c1}) / f_0$ .

Les applications des filtres passe-bande sont nombreuses, en télécommunication on utilise la sélectivité de ces filtres pour récupérer une fréquence d'émission parmi toutes les fréquences émises. Le filtre prend le nom de circuit d'accord.

Dans les haut-parleurs, il permet de sélectionner les médiums (moyennes fréquences).

#### **II.2.4 Filtre coupe-bande :**

Est un filtre qui empêche une certaine bande de fréquences de passer et permet à d'autres fréquences de passer

- Laisse passer toutes les fréquences sauf une bande entre  $[f_{c1}, f_{c2}]$ .
- Il possède deux fréquences de coupure : la fréquence de coupure basse et haute.
- La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée :  $BW = [0, f_{c1}] \cup [f_{c2}, \omega]$ .

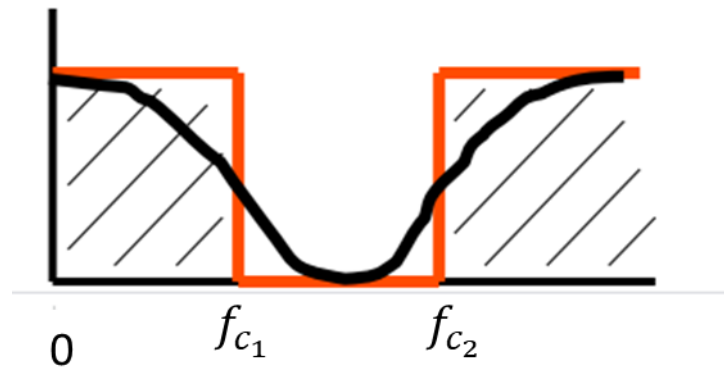


Figure II.7. Le gabarit idéal et réel de filtre coupe-bande

### II.3 LE PROTOTYPE PASSE BAS

Le gabarit de filtre passe haut est le dual de celui de filtre passe bas (la bande coupée devient passante et la passante coupée), pour les filtres passe-bande et coupe bande, les gabarits sont la combinaison de filtres passe bas et leur dual. Donc on peut ramener tous les gabarits précédemment énoncés à un passe-bas normalisé appelé prototype.

En général, un filtre prototype passe-bas est défini comme un filtre dont les valeurs des éléments sont normalisées pour rendre la résistance ou la conductance de la source égale à 1, notée  $g_0 = 1$ , et la fréquence angulaire de coupure à l'unité, notée  $\Omega_c = 1$  (rad / s) =  $1/2 \pi$  (Hz).

La figure I.3 montre deux formes possibles d'un prototype passe-bas d'ordre n.

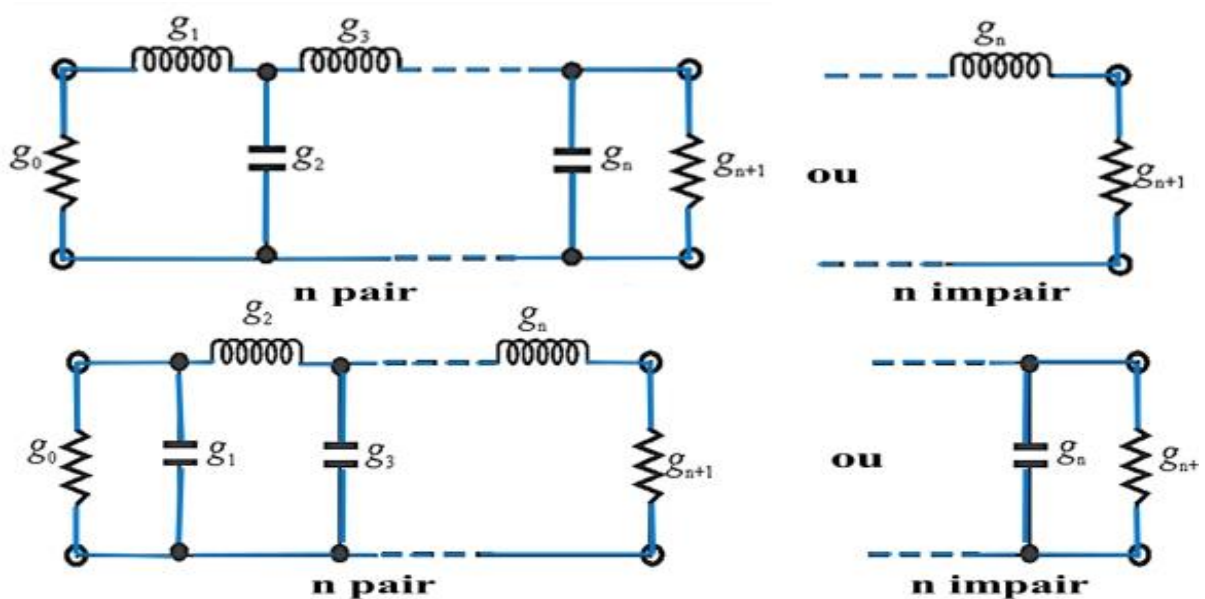
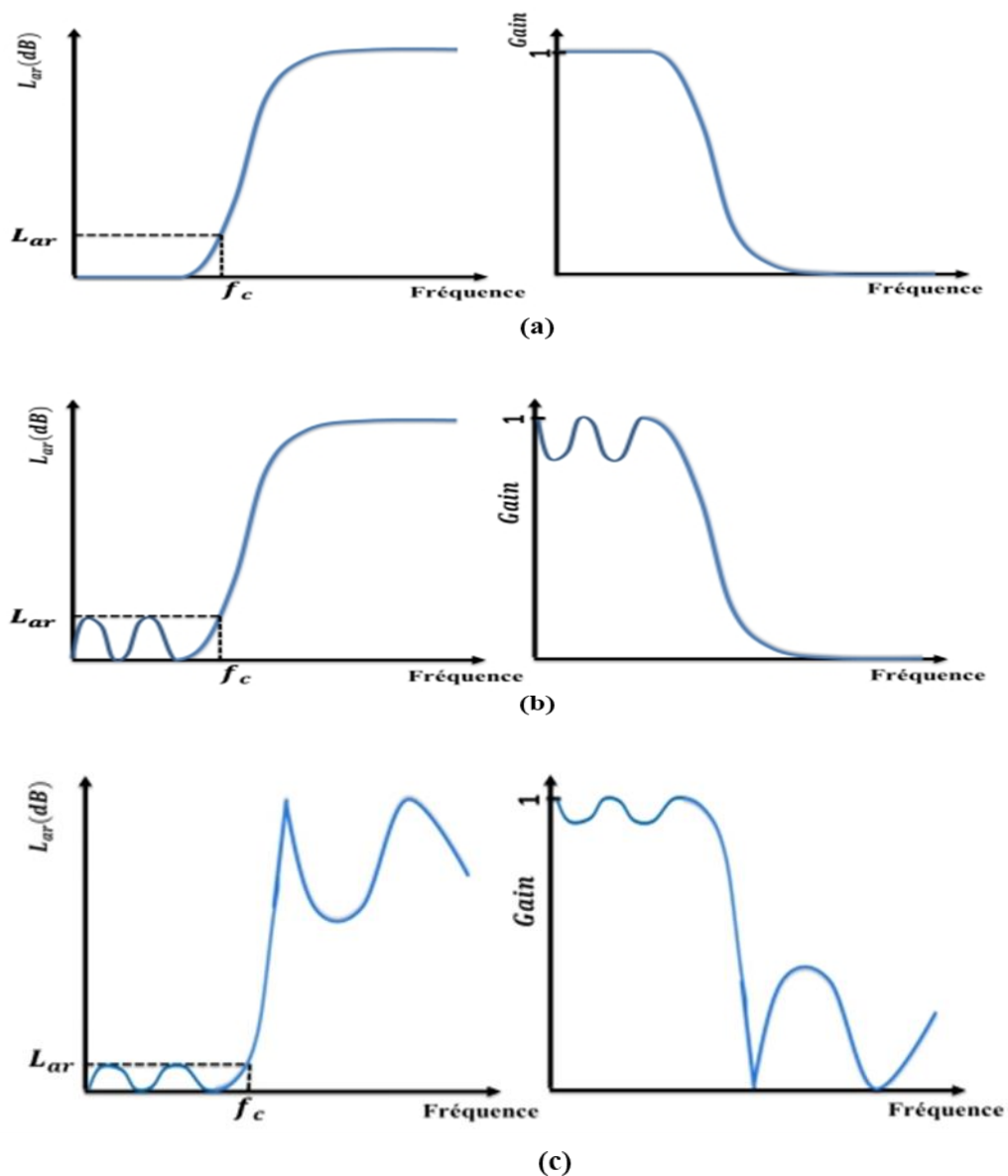


Figure II.8. Deux formes possibles d'un prototype passe-bas d'ordre n

Pour les deux formes  $g_0$  est défini comme la résistance de la source, pour  $i = 1$  à  $n$ ,  $g_i$  représente respectivement la valeur d'une inductance série et d'un condensateur parallèle. Ce prototype passe-bas peut servir pour concevoir de nombreux filtres pratiques avec des transformations de fréquence et d'éléments. Il existe plusieurs fonctions de transfert, mais les plus connues sont Butterworth, Elliptique et Tchebychev.

Nous verrons dans ce qui suit figure II.9 que la variation de la forme de la réponse dans la bande passante et atténuée dépend de l'ordre et de différents types de fonctions de transfert choisis.



**Figure II.9.** L'atténuation et le gain de filtre d'un filtre (a) Butterworth (b) Tchebychev (c) elliptique

- Butterworth : Appelé aussi réponse à maximum plat, parce qu'il ne présente aucune ondulation dans les deux bandes (passante et atténuée).
- Tchebychev : La réponse de Tchebychev présente soit des ondulations dans la bande passante et maximum plat dans la bande d'arrêt ou l'inverse.
- Elliptique : il présente des ondulations dans la bande passante et aussi dans la bande d'arrêt.

Les solutions les plus populaires pour la fonction de transfert de filtre sont celles de Tchebychev et les réponses de Butterworth. Dans notre travail nous nous intéressons à celle de Tchebychev [1].

### II.3.1 Approximation en amplitude de Butterworth

L'approximation de Butterworth est l'approximation la plus simple. Ce type de filtre ne présente aucune ondulation dans la bande passante, mais en contrepartie, il offre une mauvaise réjection hors bande. Cette dernière peut être améliorée par une augmentation du nombre de pôles, mais elle reste cependant moins bonne que celle des autres types de filtres. Elle est utilisée dans le cas des faibles pertes d'insertion [2].

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

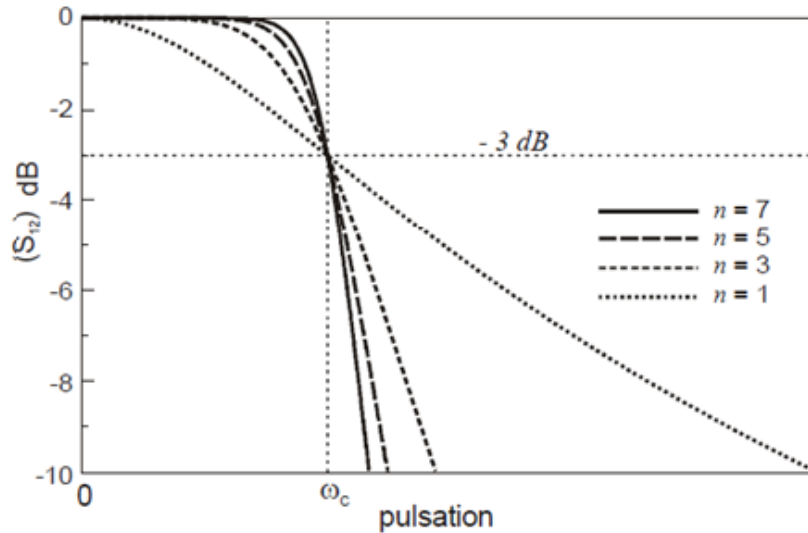
$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right) \quad (\text{II.1})$$

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

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

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

La figure II.10 illustre la réponse en transmission de la fonction pour différentes valeurs de n



**Figure II.10.** Réponse en transmission de la fonction Butterworth pour différents ordres n

A titre d'exemple, pour la conception d'un filtre passe bas dont les spécifications sont données par la figure II.10, on détermine l'ordre n nécessaire. D'après (II.2).

$$\text{À } \omega_1: \left(\frac{\omega_1}{\omega_c}\right)^2 = 10^{\frac{A_1}{10}} - 1 \quad (\text{II.3})$$

$$\text{À } \omega_2: \left(\frac{\omega_2}{\omega_c}\right)^2 = 10^{\frac{A_2}{10}} - 1 \quad (\text{II.4})$$

$$\text{D'où } \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 = \frac{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}{10^{\frac{A_2}{10}} - 1} \quad (\text{II.5})$$

La résolution de l'équation (II.5) nous donnera une valeur réelle pour n. Nous choisirons donc comme ordre du filtre le premier entier supérieur ou égal à cette valeur de n. Les éléments constitutifs k g d'un filtre normalisé passe-bas se calculent aisément à partir des formules classiques de récurrence suivantes [3-4], [5].

$$g_k = 2 \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) \quad k = 1 \text{ à } n \quad (\text{II.6})$$

**II.3.2 Approximation en amplitude de Tchebyshev :**

Les filtres Tchebyshev tolèrent une légère ondulation dans la bande, mais possèdent une meilleure réjection que le filtre Buterworth. L'approximation de Tchebyshev est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB): [5]

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left[ 1 + \zeta^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \tag{II.7}$$

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

$$|S_{12(j\omega)}|^2 = \left[ 1 + \zeta^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \tag{II.8}$$

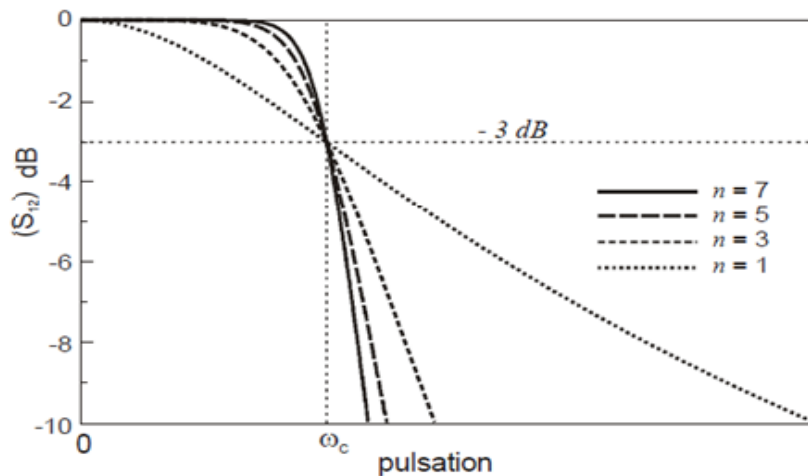
Avec  $T_n$  est le polynôme de Tchebyshev défini par :

$$T_n(x) \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(x)) & , |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(x)) & , |x| \geq 1 \end{cases} \tag{II.9}$$

Et  $\xi$  est définie par le choix du niveau d'ondulation ( $A_m$ ) par

$$\xi = \sqrt{10^{\frac{A_m}{10}} - 1} \tag{II.10}$$

La figure II.11. Illustre la réponse en transmission de la fonction de Tchebyshev pour différentes valeurs de n. Sa réponse possède aussi une ondulation d'amplitude dans la bande passante.



**Figure II.11.** Réponse en transmission de la fonction Tchebyshev pour différentes valeurs de n.

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

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

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

$$g_1 = \frac{2}{\eta} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (\text{II.11})$$

$$\eta = \sinh\left[\frac{1}{n} \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\xi}\right)\right] \quad (\text{II.12})$$

$$g_k g_{k+1} = \frac{4 \sin\left(\left[\frac{2k-1}{2n}\pi\right]\right) \sin\left[\frac{2k-1}{2n}\pi\right]}{\eta^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right)} \quad k = 2, \dots, n \quad (\text{II.13})$$

Un exemple de calcul pour trouver  $n$  est comme suivant :

Soit l'ondulation ( $A_m$ ) est fixée. Nous pouvons donc déterminer les valeurs de  $\xi$  et  $A_1$

. Puisque  $\omega_1 = \omega_c$ , nous avons donc d'après (II.13):

$$A_1 = 10 \log_{10} \left[ 1 + \zeta^2 T_n^2\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right) \right] \quad (\text{II.14})$$

$$T_n\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right) = \frac{\sqrt{10^{\frac{A_1}{10}} - 1}}{\xi} \quad (\text{II.15})$$

Et puisque  $\omega_2 > \omega_1 = \omega_c$ , par la définition de  $T_n$  (II.15) :

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

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

Et

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

On choisira alors n le premier entier supérieur ou égal à la valeur donnée par L'équation (II.18).

#### II.4 TRANSFORMATIONS DE FRÉQUENCE ET D'ÉLÉMENTS : [5]

Jusqu'à présent, nous n'avons considéré que les prototypes de filtres passe-bas, qui ont une résistance/conductance de la source  $g_0 = 1$  et une fréquence de coupure  $\Omega_c = 1$ . Pour obtenir caractéristiques de fréquence et valeurs d'éléments pour des filtres pratiques basés sur le passe-bas prototype, on peut appliquer des transformations de fréquence et d'élément, ce qui est abordé dans cette section.

La transformation de fréquence, également appelée cartographie de fréquence, est requise pour mapper une réponse telle que la réponse de Tchebychev dans le prototype passe-bas domaine fréquentiel à celui du domaine fréquentiel dans lequel une réponse de filtre pratique tels que passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande sont exprimés. La fréquence la transformation aura un effet sur tous les éléments réactifs en conséquence, mais aucun effet sur les éléments résistifs.

En plus de la cartographie de fréquence, la mise à l'échelle de l'impédance est également nécessaire pour accomplir la transformation de l'élément. La mise à l'échelle de l'impédance supprimera le  $g_0 = 1$  normalisation et ajuster le filtre pour qu'il fonctionne pour n'importe quelle valeur de l'impédance source noté  $Z_0$ . Pour notre formulation, il est commode de définir une échelle d'impédance facteur [10].

$$\gamma_0 = \begin{cases} \frac{Z_0}{g_0} \text{ pour } g_0 \text{ étant la résistance} \\ \frac{g_0}{\gamma_0} \text{ pour } g_0 \text{ étant la conductance} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Où  $\gamma_0 = 1/z_0$  est l'admittance de la source. En principe, appliquer la mise à l'échelle de l'impédance sur un réseau de filtres de telle manière que :

$$L \rightarrow \gamma_0 L$$

$$C \rightarrow C/\gamma_0$$

$$R \rightarrow \gamma_0 R$$

$$G \rightarrow G/\gamma_0$$

N'a aucun effet sur la forme de la réponse.

Soit  $g$  le terme générique pour les éléments prototypes passe-bas dans la transformation d'élément à discuter. Parce qu'elle est indépendante de la transformation de fréquence, la transformation d'élément résistif suivante est valable pour tout type de filtre : [5]

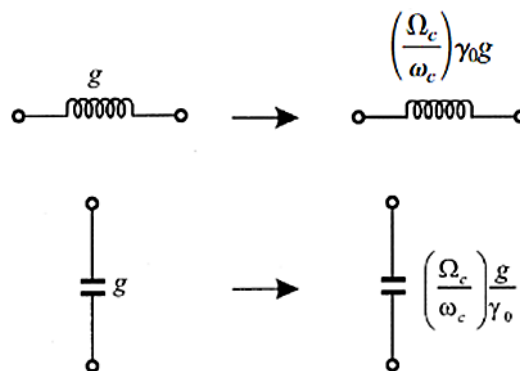
$$R = \gamma_0 g \quad \text{pour } g \text{ représentant la résistance} \quad (\text{II.20})$$

$$G = \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{pour } g \text{ représentant la conductance} \quad (\text{II.21})$$

#### II.4.1 Transformation Passe-bas : [5]

La transformation de fréquence d'un prototype passe-bas en un filtre passe-bas pratique ayant une fréquence de coupure  $\omega$  dans l'axe de fréquence angulaire est simplement donnée par :

$$\Omega = \left( \frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \omega \quad (\text{II.22})$$



**Figure II.12.** Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bas

L'application de (II.22) avec la mise à l'échelle de l'impédance décrite ci-dessus donne la transformation de l'élément :

$$l_i = \left( \frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) g_i \gamma_0 \text{ pour } g \text{ représentant l'inductance} \quad (\text{II.23})$$

$$C_i = \left( \frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g_i}{\gamma_0} \text{ pour représenter la capacité} \quad (\text{II.24})$$

Avec  $\gamma_0 = \frac{Z_0}{g_0}$  et  $Z_0 = 50\Omega$  (II.25)

II.4.2 Transformation passe-haut : [5]

Pour les filtres passe-haut avec une fréquence de coupure  $\omega_c$  dans  $\omega$  l'axe, la transformation de fréquence est :

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \tag{II.26}$$

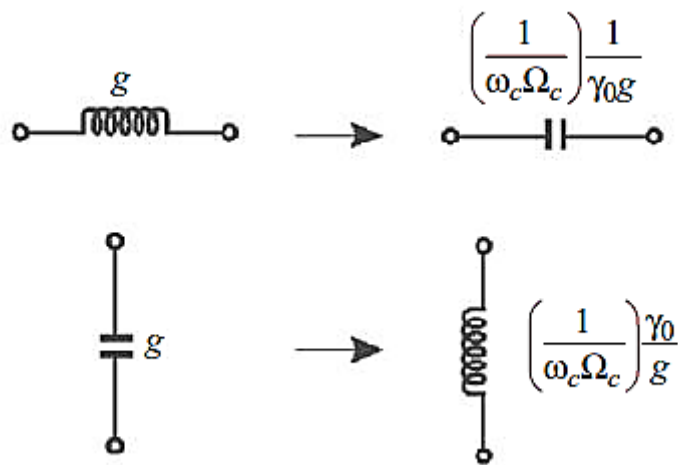


Figure II.13. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe-haut

L'application de cette transformation de fréquence à un élément réactif  $g$  dans le prototype passe-bas conduit à :

$$j\Omega g = -\frac{\omega_c \Omega_c g}{j\omega} \tag{II.27}$$

Il est alors évident qu'un élément inductif/capacitif dans le prototype passe-bas sera inversement transformé en un élément capacitif/inductif dans le filtre passe-haut.

Avec la mise à l'échelle de l'impédance, la transformation de l'élément est donnée par :

$$l_i = \left(\frac{1}{\Omega_c \omega_c}\right) \frac{\gamma_0}{g_i} \text{ pour } g \text{ représentant la capacité} \tag{II.28}$$

$$C_i = \left(\frac{1}{\Omega_c \omega_c}\right) \frac{1}{g_i \gamma_0} \text{ pour } g \text{ représentant l'inductance} \tag{II.29}$$

II.4.3 Transformation passe-bande : [5]

Supposons qu'une réponse prototype passe-bas doit être transformée en une réponse passe-bande ayant une bande passante  $\omega_2-\omega_1$ , où  $\omega_1$  et  $\omega_2$  indiquent la fréquence angulaire de bord de bande passante. La transformation de fréquence requise est :

Avec 
$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \tag{II.30}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{II.31}$$

Bande passante  $BW = f_2 - f_1$  (II.32)

Bande passante relative  $FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$  (II.33)

Où  $\omega_0$  désigne la fréquence angulaire centrale et FBW est défini comme la bande passante fractionnaire. Si nous appliquons cette transformation de fréquence à un élément réactif  $g$  du prototype passe-bas, nous avons :

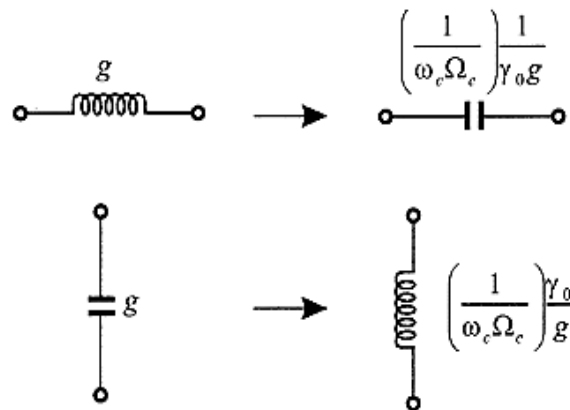


Figure II.14. Transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe bande

$$j\Omega g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \tag{II.34}$$

Ce qui implique qu'un élément inductif/capacitif dans le prototype passe-bas se transformera en un circuit résonant LC série/parallèle dans le filtre passe-bande. Les éléments du résonateur série LC dans le filtre passe-bande sont :

$$C_s = \left( \frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \right) \frac{1}{\gamma_0 g_i} \tag{II.35}$$

$$L_s = \left( \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \gamma_0 g_i \quad (\text{II.36})$$

$$C_p = \left( \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \frac{g_i}{\gamma_0} \quad (\text{II.37})$$

$$L_p = \left( \frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \right) \frac{\gamma_0}{g_i} \quad (\text{II.38})$$

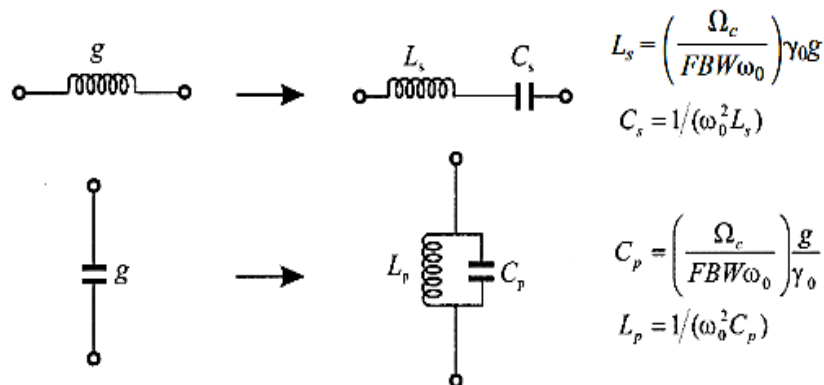
#### II.4.4 Transformation de l'arrêt de bande :

La transformation de fréquence du prototype passe-bas au coupe-bande est réalisée par la cartographie de fréquence : [5]

Avec 
$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)} \quad (\text{II.39})$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (\text{II.40})$$

Bande passante relative 
$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (\text{II.41})$$



**Figure II.15.** Transformation d'un prototype passe-bas en filtre coupe bande

Cette forme de transformation est opposée à la transformation passe-bande en ce qu'un élément inductif/capacitif du prototype passe-bas se transformera en un circuit résonant LC parallèle/série dans le filtre coupe-bande. Les éléments des résonateurs LC transformés en filtre coupe-bande sont :

$$C_s = \left( \frac{FBW \Omega_c}{\omega_0} \right) \frac{g_i}{\gamma_0} \quad (\text{II.42})$$

$$L_s = \left( \frac{1}{FBW \Omega_c \omega_0} \right) \frac{\gamma_0}{g_i} \quad (\text{II.43})$$

$$C_p = \left( \frac{1}{FBW \Omega_c \omega_0} \right) \frac{1}{\gamma_0 g_i} \quad (\text{II.44})$$

$$L_s = \left( \frac{FBW\Omega_c}{\omega_0} \right) \gamma_0 g_i \quad (\text{II.45})$$

## II.5 CONCEPTION DE FILTRES :

Les filtres peuvent être représentés par des modèles analytiques dont les plus couramment utilisés en hyperfréquences sont les modèles de Tchebychev, Butterworth [6]. L'approche classique pour la synthèse de filtres utilisant des modèles analytiques suit toujours le même procédé [7].

Dans un premier temps le gabarit du filtre à réaliser est défini avec une normalisation de la fréquence, puis, une transposition en fréquence permet d'obtenir le gabarit du filtre passe-bas prototype. La fonction de transfert du filtre prototype est calculée à partir des fonctions de transfert analytique standards. De là deux approches peuvent être envisagées : le schéma du filtre prototype est élaboré ou bien, la fonction de transfert du filtre en projet est calculée en utilisant les formules de transposition en fréquence. Cette étape est suivie par le dessin du schéma du filtre en projet avec les éléments normalisés, enfin le dé-normalisation permet de dessiner le schéma du filtre à réaliser. Cette démarche de conception de filtres récapitulée dans le schéma suivant est efficace et fiable. Pour passer de l'étape 3 à l'étape 5 deux approches sont possibles : soit on utilise la fonction de transfert du filtre en projet, soit un schéma du filtre prototype. Par cette approche de conception de filtres, si la technologie, l'ordre du filtre et le type de réponse du filtre sont définis, quel que soit le concepteur, un seul modèle de filtre sera défini.

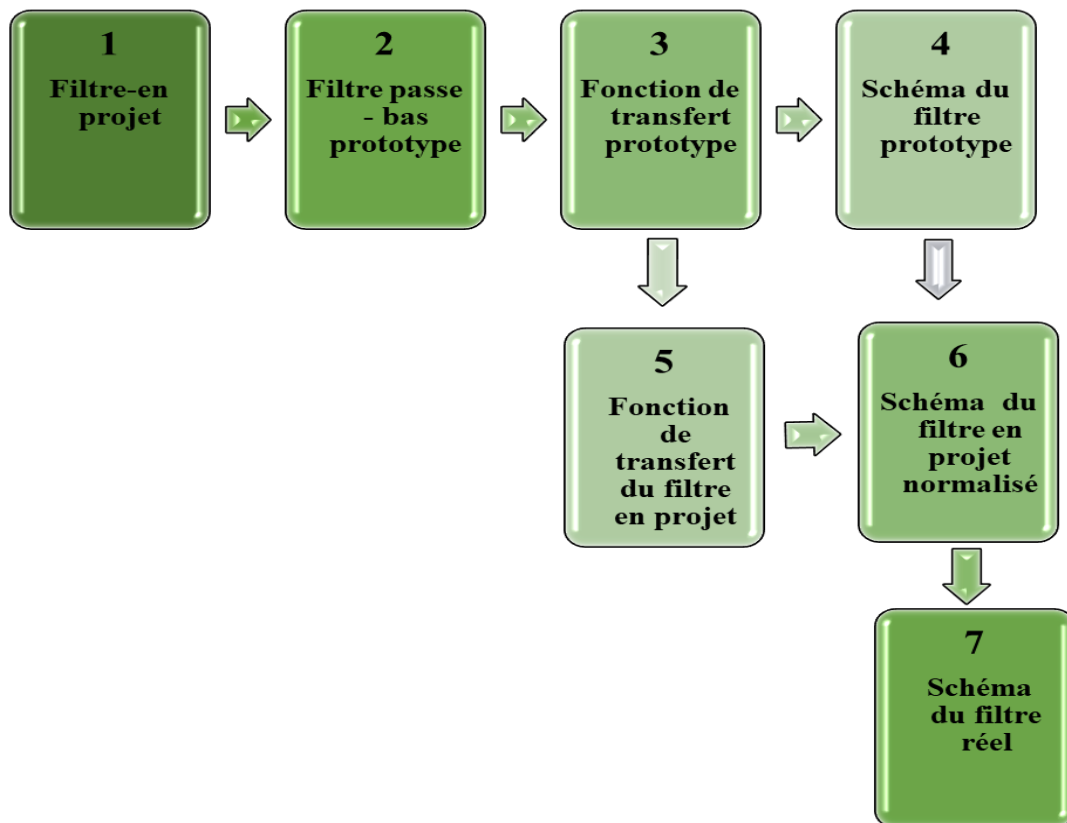


Figure II.16. Méthode de synthèse d'un filtre

## II.6 CONCLUSION :

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation générale sur les dispositifs de filtrage. Nous avons focalisé cette étude sur les différents types des filtres microruban, leurs caractéristiques, leurs fonctions de transfert, et transformation de fréquences et d'élément.

Dans la partie suivante on utilise ces notions pour la conception des filtres en technologie planaire.

### **BIBLIOGRAPHIE II :**

- [1] A.Otmani « Les métamatériaux dans les circuits et systèmes à base de technologie SIW application aux filtres chargés par des résonateurs » Thèse de Doctorat en Télécommunication de Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, Faculté de TECHNOLOGIE, Juin 2021
- [2] M. K. M. SALLEH "Contribution à la synthèse de résonateurs pseudo elliptiques en anneau. Application au filtrage planaire Millimétrique", Thèse de Doctorat en Électronique de l'Université de Toulouse, Octobre 2008.
- [3] L. BOYENGA"Contribution à la nouvelle formulation variation elle : Application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes métalliques", Thèse de Doctorat en Electronique de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, n° d'ordre 2282, Novembre 2005
- [4] Walaa Sahyoun. « Modélisation et caractérisation linéaire et non linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo-temporelle de test industriel. Autre » Université Grenoble Alpes, 2011.pdf pp14.
- [5] J.-H. Hong and M. J. Lancaster, *Microwave filters for RF –Microwave applications*, K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [6] Jean-Marie Escané, « Synthèse des circuits passifs et actifs filtres », Les cours de l'école supérieure d'électricité, éd EYROLLES 1987
- [7] Cours de maîtrise EEA Université de Savoie disponible sur [www.univ.savoie.fr/Portail/Groupes/FORMATION/livrets\\_des\\_etudes](http://www.univ.savoie.fr/Portail/Groupes/FORMATION/livrets_des_etudes).

## Chapitre III Filtres en lignes micro ruban

---

### **III.1 INTRODUCTION**

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

Le rapide développement de l'utilisation des lignes et résonateurs micro ruban (Microstrip résonateur) est dû à plusieurs raisons. Elles allient à la fois petite taille, simplicité, facilité de fabrication et de mise en œuvre. En outre elles s'adaptent facilement aux surfaces planes et non planes et présentent une grande robustesse lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides. Elles sont également très performantes en termes de résonance, de polarisation et d'impédance d'entrées [3].

Beaucoup de chercheurs ont étudié leurs caractéristiques de base et des efforts étendus ont été également consacrés à la détermination de la fréquence de résonance. La bande passante...etc.

L'un des paramètres importants qui influe sur les caractéristiques des résonateurs micros rubans est la permittivité diélectrique. C'est un facteur très sensible lors de l'estimation des performances des résonateurs imprimés.

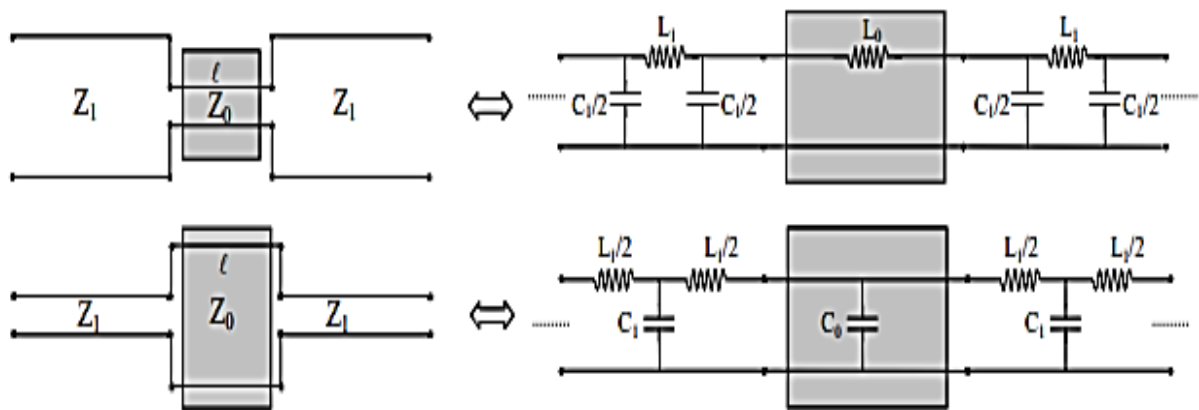
Dans ce chapitre, certaines discontinuités et composants microruban typiques qui sont souvent rencontrés dans les conceptions de filtres microruban sont décrits.

### **III.2 LES IMPEDANCES ET DES CIRCUITS RESONNANTS**

En régime alternatif, jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 MHz, les composants passifs tels que les résistances, les inductances et les condensateurs classiques sont indépendants de la fréquence et les tronçons de lignes connectant ces composants ont un comportement neutre. On dit qu'il s'agit d'éléments à « constantes localisées ». Pour des fréquences supérieures, les composants passifs (R, L, C) ont des caractéristiques qui ne correspondent plus aux valeurs données par les constructeurs et varient avec la fréquence, comme solution les scientifiques ont dirigé vers la Réalisation d'inductances et de condensateurs en technologie microruban.

### III.3 LES INDUCTANCES ET DE CONDENSATEURS EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN

Les composants microruban, qui sont souvent rencontrés dans les conceptions de filtre microruban, peuvent inclure des inductances et des condensateurs localisés, des éléments quasi localisés (à savoir, des sections et des tronçons de ligne courte) et des résonateurs. Dans la plupart des cas, les résonateurs sont les éléments distribués, tels que les résonateurs de ligne quart d'onde et demi-onde. Le choix des composants individuels peut dépendre principalement des types de filtres, des techniques de fabrication, des pertes ou facteurs Q acceptables, de la puissance admissible et de la fréquence de fonctionnement.



**Figure III.1.** Des exemples des circuits électroniques et leurs équivalents en ligne microruban

La réalisation d'inductances et de condensateurs technologie micro ruban est particulièrement aisée, puisque l'impédance caractéristique  $Z_c$  d'une telle ligne est inversement proportionnelle à la largeur  $W$  du ruban métallique.

Ces composants sont brièvement décrits comme suit :

#### III.3.1 Une inductance série

Une inductance série s'obtient donc par un fort rétrécissement de la bande Métallique (figure III.1). En effet le tronçon de faible largeur qui présente une forte impédance caractéristique est chargé par deux lignes d'impédance plus faible.

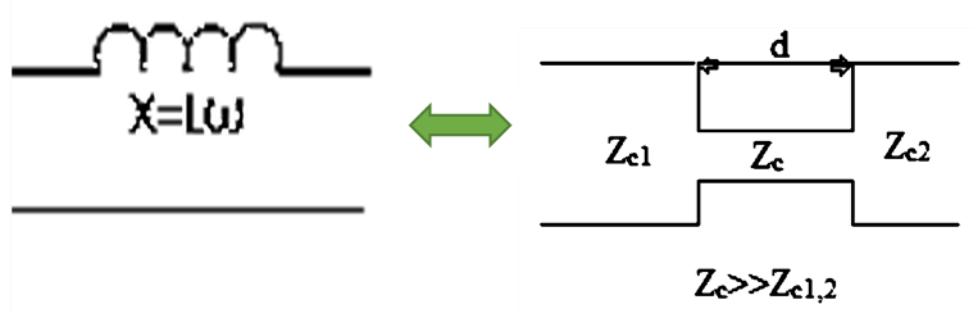


Figure III.2. Réalisation d'une inductance série en ligne micro ruban

### III.3.2 Une inductance parallèle

Une inductance parallèle s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuité (Figure III.3).

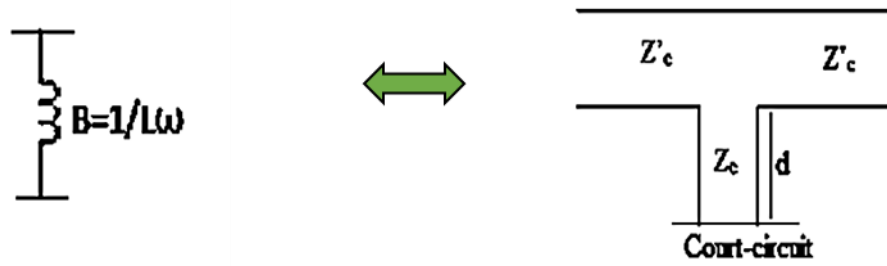


Figure III.3. Réalisation d'une inductance parallèle en ligne micro ruban

### III.3.3 Une capacité parallèle

Une capacité parallèle s'obtient par un élargissement important de la bande métallique, ce qui engendre une faible impédance caractéristique (Figure III.4).

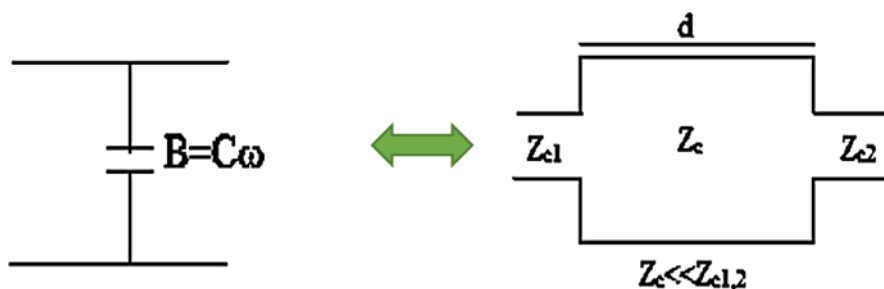


Figure III.4. Réalisation d'une capacité parallèle en ligne micro ruban

### III.3.4 Une capacité série

Une capacité série est plus délicate à réaliser car elle nécessite de couper la Ligne sur une très petite longueur (quelques microns). Quantitativement la Valeur de la capacité série ne peut se calculer

qu'avec une approximation Grossière car le schéma équivaut d'une telle discontinuité (Gap) Comporte non seulement une capacité série mais aussi des capacités Parasites parallèles (figure III.5). Réalisation de circuits résonnants et anti résonnants [1].



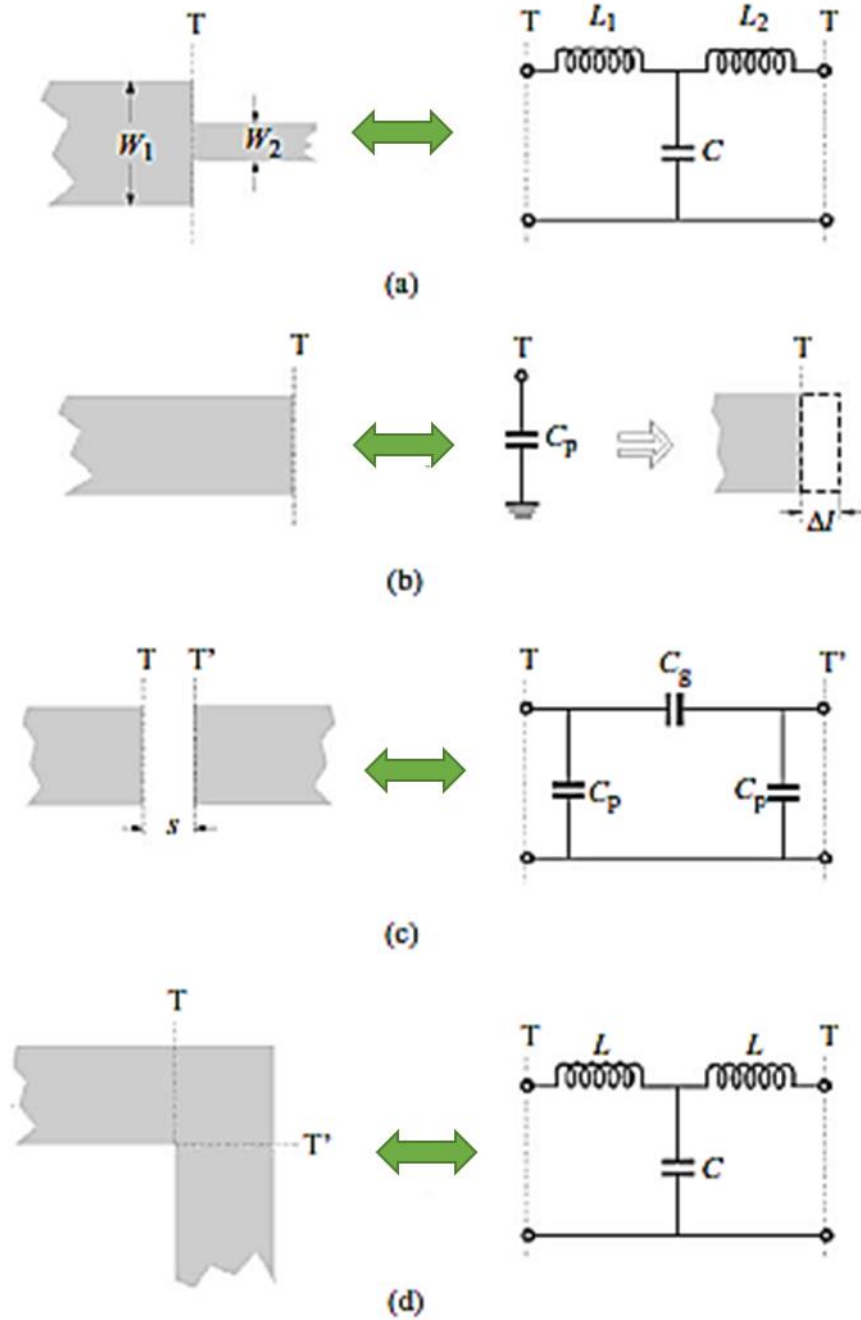
**Figure III.5.** Réalisation d'une capacité série en ligne micro ruban

### III.4 LES DISCONTINUITES DE MICRORUBAN

Les formes des discontinuités sur les lignes planaires sont généralement dues aux exigences du circuit microélectronique conçu. Ces discontinuités sont générées lors de la réalisation d'un circuit ouvert, d'un trou de couplage série, d'un court-circuit à travers le plan de masse, d'un coude, d'une variation de la largeur du ruban, des jonctions en T.

Ils ont couramment rencontré dans la disposition des filtres. La figure III.6 illustre quelques structures typiques et leurs circuits équivalents.

D'une manière générale, les effets des discontinuités peuvent être plus précisément modélisés et pris en compte dans les conceptions de filtres avec des simulations électromagnétiques (EM) pleine onde.



**Figure III.6.** Discontinuités de microruban (a) les marches (b) les circuits ouverts (c) les gaps (d) les coudes

### III.4.1 Marches en largeur

Pour un échelon symétrique, la capacité et l'inductance du circuit équivalent indiqué à la figure III.6.a peuvent être approximées par la formulation suivante :

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\epsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_1}\right) \left(\frac{\epsilon_{re1} + 0.3}{\epsilon_{re1} - 0.258}\right) \left(\frac{\frac{\omega_1}{h} + 0.264}{\frac{\omega_1}{h} + 0.8}\right) \quad (\text{pF}) \quad (\text{III.1})$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1}+L_{w2}} L, \quad L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1}+L_{w2}} L \quad (III.2)$$

Avec  $L_{wi} = Z_{ci} \sqrt{\epsilon_{re1}} / C$  pour  $i = 1, 2$  (III.3)

$$L = 0.0009870h \left( 1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{re1}}{\epsilon_{re2}}} \right)^2 \text{ (nH)} \quad (III.4)$$

Où  $L_{wi}$  sont l'inductance par unité de longueur des microrubans appropriés, ayant respectivement les largeurs  $w_1$  et  $w_2$ . Alors que  $Z_{ci}$  et  $\epsilon_{re1}$  désignent l'impédance caractéristique et le constant diélectrique effectif correspondant à la largeur  $w_i$ , et  $c$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre et  $h$  est l'épaisseur du substrat en micromètres [2].

### III.4.2 Circuits ouvertes

A l'extrémité ouverte d'une ligne microruban de largeur  $W$ , les champs ne s'arrêtent pas brutalement, mais s'étendent un peu plus loin sous l'effet du champ frangeant.

Cet effet peut être modélisé soit avec une capacité parallèle équivalente  $C_p$ , soit avec une longueur équivalente de ligne de transmission  $\Delta l$ , comme le montre la figure III.6.b La longueur équivalente est généralement plus pratique pour la conception de filtres. La relation entre les deux paramètres équivalents peut être trouvée par [2]

$$\Delta l = \frac{c Z_c C_p}{\sqrt{\epsilon_{re1}}} \quad (III.5)$$

Une expression fermée pour  $\Delta l / h$  est donnée par [2]

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\zeta_1 \zeta_3 \zeta_5}{\zeta_4} \quad (III.6)$$

Avec  $\zeta_1 = 0.434907 \frac{\epsilon_{re}^{0.81+0.26(w/h)^{0.8544}+0.236}}{\epsilon_{re}^{0.81-0.189(w/h)^{0.8544}+0.87}}$  (III.7)

$$\zeta_2 = 1 + \frac{(w/h)^{0.371}}{2.53 \epsilon_{re} + 1} \quad (III.7)$$

$$\zeta_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1}[0.084(w/h)^{1.9413/\zeta_2}]}{\epsilon_{re}^{0.9236}} \quad (III.8)$$

$$\zeta_4 = 1 + 0.037 \tan^{-1} [0.067 (w/h)^{1.456}] * \{6 - 5 \exp[0.036(1 - \epsilon_r)]\} \quad (\text{III.9})$$

$$\zeta_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5w/h) \quad (\text{III.10})$$

La précision est meilleure que 0,2% pour la plage de  $0,01 \leq w/h \leq 100$  et  $\epsilon_r \leq 128$ .

### III.4.3 Gaps

Un gap microruban peut être représenté par un circuit équivalent, comme le montre la figure III.6.c.

Les capacités shunt et série  $C_p$  et  $C_g$  peuvent être déterminées par [2]

$$C_p = 0.5 C_e \quad (\text{III.11})$$

$$C_g = 0.25 C_0 - 0.25 C_e \quad (\text{III.12})$$

Où  $\frac{C_0}{w} (\text{pF/m}) = \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \left(\frac{s}{w}\right)^{m_0} \exp(k_0) \quad (\text{III.13})$

$$\frac{C_e}{w} (\text{pF/m}) = 12 \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \left(\frac{s}{w}\right)^{m_e} \exp(k_e) \quad (\text{III.14})$$

Avec

$$m_0 = \frac{w}{h \left[ 0.619 \log\left(\frac{w}{h}\right) - 0.3853 \right]} \quad \text{pour } 0.1 \leq s/w \leq 1.0 \quad (\text{III.15})$$

$$k_0 = 4.26 - 1.453 \log(w/h)$$

$$m_e = 0.8675$$

$$\text{pour } 0.1 \leq s/w \leq 0.3 \quad (\text{III.16})$$

$$k_e = 2.043 \left(\frac{w}{h}\right)^{0.12}$$

$$m_e = \frac{1.565}{\left(\frac{w}{h}\right)^{0.16}}$$

$$\text{pour } 0.3 \leq s/w \leq 1.0 \quad (\text{III.17})$$

$$k_e = 1.97 \frac{0.03}{w/h}$$

La précision de ces expressions est de moins de 7% pour  $0,5 \leq w/h \leq 2$  et  $2,5 \leq \epsilon_r \leq 15$ .

**III.4.4 Les coudes**

Les coudes à angle droit des microrubans peuvent être modélisés par un réseau en T équivalent, comme le montre la figure III.6.d Gupta et son équipe ont donné des expressions de forme fermée pour l'évaluation de la capacité et de l'inductance :

$$\frac{c}{w} \left( \frac{\text{pF}}{\text{m}} \right) = \begin{cases} \frac{\left( \frac{14+12.5}{h} w - (1.83 \epsilon_r - 2.25) \right)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02 \epsilon_r}{w/h} & \text{pour } \frac{w}{h} < 1 \\ \frac{(9.5 \epsilon_r + 1.25) w}{h} + 5.2 \epsilon_r + 7.0 & \text{pour } \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$\frac{L}{h} \text{ (nH/m)} = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{w}{h}} - 4.21 \right\} \quad (\text{III.19})$$

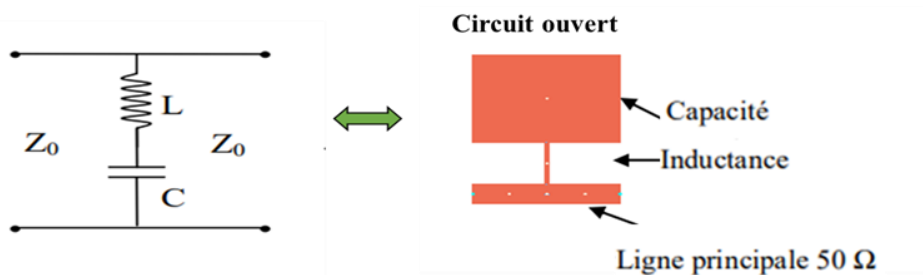
La précision sur la capacité est indiquée à moins de 5% sur les plages de  $2,5 \leq \epsilon_r \leq 15$  et  $0.1 \leq w/h \leq 5$ . La précision sur l'inductance est d'environ 3% pour  $0,5 \leq w/h \leq 2.0$ .

**III.5 LES CIRCUITS RESONNANTS ET ANTI RESONNANTS**

On peut utiliser les techniques vues plus haut pour synthétiser des circuits résonnants. Du fait de la difficulté de réaliser des condensateurs série en ligne on se limitera dans un premier temps à la synthèse de circuits résonnants placés en parallèle.

**III.5.1 Circuits résonnants parallèles**

Un résonateur LC série placé en parallèle sur une ligne, le circuit en technologie microruban peut être réalisé en utilisant les notions des paragraphes précédents.



**Figure III.7.** Circuit résonnant parallèle en technologie microruban

**III.5.2 Circuits résonnants anti résonnants ou bouchons parallèles**

Un résonateur LC parallèle placé en parallèle sur une ligne, la représentation de ce circuit est schématisée sur la figure III.8.

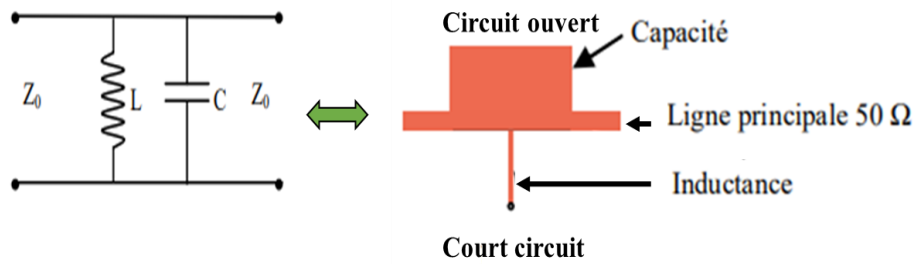


Figure III.8. Circuit anti résonnant parallèle en technologie microruban

### III.5.3 Circuits résonnants et anti résonnants séries :

Ces circuits placés en série sur la ligne principale ne peuvent être obtenus, à partir des précédentes représentations, qu'en utilisant la propriété d'inverseur d'impédances ( $Z_0 = \frac{Z_c^2}{Z_r}$ ), dont dispose les lignes quart-d'ondes (figure III.9).

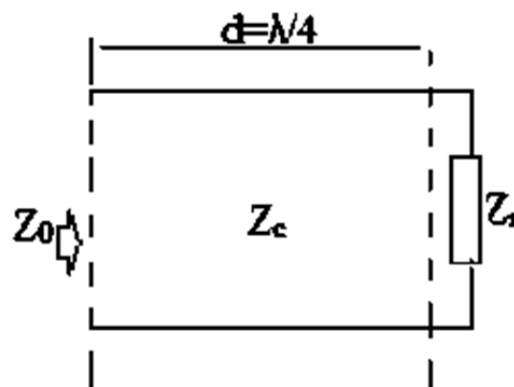


Figure III.9. Inverseur d'impédance en ligne quart d'ondes.

Ainsi un circuit résonnant parallèle mis en dérivation entre deux lignes quart-d'ondes Est équivalent à un circuit résonnant série mis en série sur la ligne principale (Figure III.10). A la résonance, l'impédance dans le plan H est infinie, ce qui donne des Impédances nulles au niveau des plans A et B, distants de  $\lambda/4$  du plan H. [1]

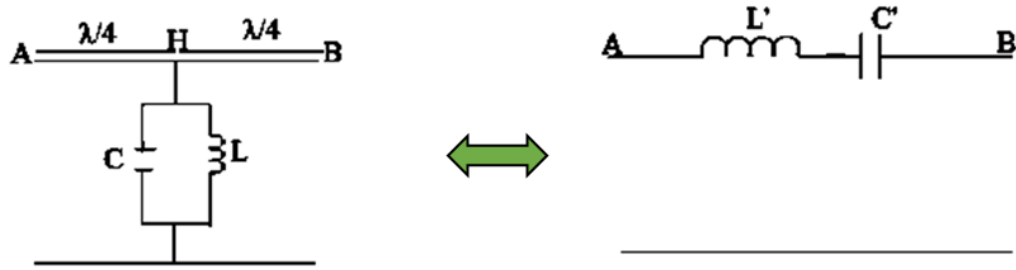


Figure III.10. Circuit résonnant parallèle mis en dérivation Entre deux lignes quarts d’ondes

De même un circuit résonnant série mis en dérivation entre deux lignes quarts d’ondes est équivalent à un circuit résonnant parallèle mis en série sur la ligne principale (Figure III.11). A la résonance, l’impédance dans le plan H est nulle, ce qui donne des Impédances infinies au niveau des plans A et B, distants de  $\lambda/4$  du plan H. [1]

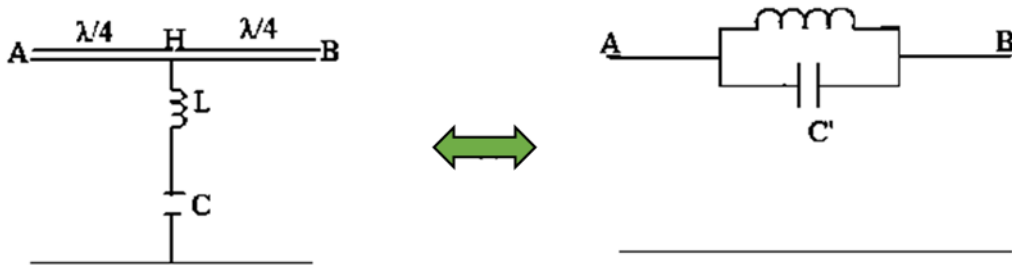


Figure III.11. Circuit résonnant série mis en dérivation entre deux lignes quarts d’ondes

### III.5.4 Equivalence entre deux circuits

#### III.5.4.1 Exemple

Que représente une ligne quarte d’ondes ( $d=\lambda_0/4$ ) court-circuitée à son extrémité autour de la pulsation  $\omega_0$ (figure III.8), c’est-à-dire dans la bande  $[\omega_0-\Delta\omega, \omega_0+\Delta\omega]$

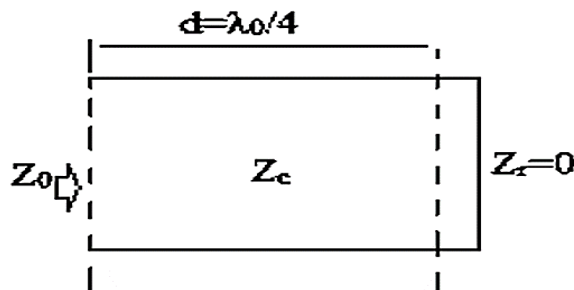


Figure III.12. Ligne quarte d’ondes court-circuitée à son extrémité

L’impédance d’entrée de cette ligne à la pulsation  $\omega$  vaut :

$$Z_0 = j Z_c \tan\left(\frac{\omega d}{V_\varphi}\right) = j Z_c \tan\left(\frac{\omega \lambda_0}{4 V_\varphi}\right) = j Z_c \tan\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right) \quad (\text{III.20})$$

Avec  $\lambda_0 = V_\varphi / f_0$  (III.21)

D'où l'on trouve  $Y_0 = \frac{1}{Z_0} - j Y_c \cot^{-1}\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right)$  (III.22)

Pour  $\omega = \omega_0$ , on déduit  $Y_0 = 0$  (III.23)

Autour de  $\omega_0$ , on fait un développement limité de l'expression précédente.

$$Y_0 = Y_0/\omega_0 + \frac{(\omega - \omega_0)}{1!} \frac{\partial Y_0}{\partial \omega} / \omega_0 = Y_0/\omega_0 + \frac{\Delta \omega}{1!} \frac{\partial Y_0}{\partial \omega} / \omega_0 \quad (\text{III.24})$$

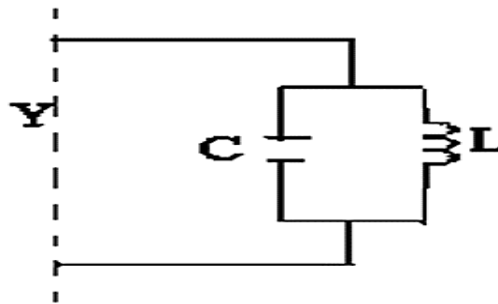
Or  $\frac{\partial Y_0}{\partial \omega} = j \frac{Y_c}{\sin^2\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right)} \frac{\pi}{2 \omega_0}$  (III.25)

D'où  $\frac{\partial Y_0}{\partial \omega} / \omega_0 = j Y_c \frac{\pi}{2 \omega_0}$  (III.26)

Enfin  $Y_0 = j Y_c \frac{\pi}{2 \omega_0} \Delta \omega$  (III.27)

Ce dernier résultat montre que l'admittance d'entrée  $Y_0$  est imaginaire pure. Elle est nulle pour  $\Delta \omega$  nulle, positive pour  $\Delta \omega$  positive et négative pour  $\Delta \omega$  négative.

Le circuit équivalent à cette ligne autour de  $\omega_0$  est un circuit LC parallèle (Figure III.13). [1]



**Figure III.13.** Circuit LC parallèle

$$Y = j \left[ c \omega - \frac{1}{L \omega} \right] = \frac{j}{L \omega_0} \left[ \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] \text{ avec } LC \omega_0^2 = 1 \quad (\text{III.28})$$

Ce qui devient 
$$Y = j \frac{2}{L\omega_0} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \tag{III.29}$$

Posons 
$$Y_e = Y \rightarrow Y_c \frac{\pi}{2\omega_0} \Delta \omega = \frac{2}{L\omega_0} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \tag{III.30}$$

Ce qui donne 
$$L_{eq} = L = \frac{4}{\pi\omega_0} Z_c \text{ et } C_{eq} = c = \frac{\pi}{4\omega_0} Y_c \tag{III.31}$$

**III.6 FILTRE A BASE DE RESONATEUR COUPLE :**

**III.6.1 Résonateurs demi-onde**

Ces résonateurs présonateurs présentent une longueur égale à la moitié de la longueur d’onde à la fréquence fondamentale de résonance  $f_0$  . Des résonances peuvent également apparaitre aux fréquences  $(2k+1)f_0$ . Avec  $k=1,2,3, \dots$

**III.6.1.1 Résonateur demi-ondes couplés en série (à couplage capacitif)**

La figure présente la topologie de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série. Le couplage qui se fait un niveau des gaps entre deux résonateurs voisins est de nature capacitive

Les valeurs qui se fait au niveau des lignes et des susceptances sont données par la systhèse dans[2].

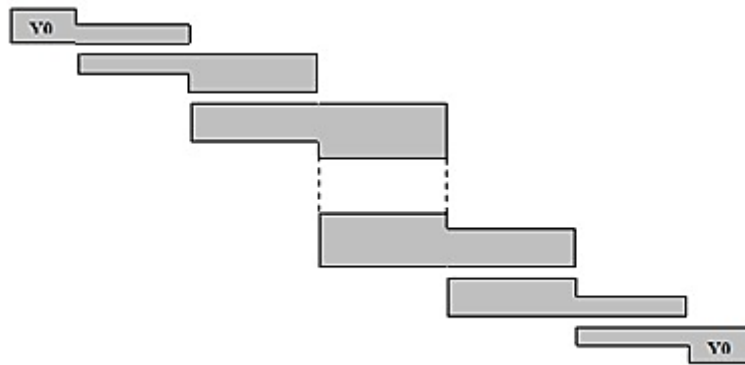
La taille et les faible valeurs des capacités de couplage obtenues avec les gaps constituent la principale limitation de cette topologie.



**Figure III.14.** Topologie d’un filtre à résonateur couplés en série

Ces filtres sont constitués de résonateur demi-ondes couplés en parallèle sur la moitié de leur longueur avec les résonateurs adjacents comme la montre la Figure. III.15.

Cette disposition assure un plus fort couplage entre les résonateurs, et permet de concevoir des filtres possédant une bande passante plus large que celle de la topologie à lignes couplées en série.



**Figure III.15.** Topologie d'un filtre à résonateur couplés en parallèle

Pour ce type de filtre, la fréquence centrale est fixée par la longueur des lignes alors que la bande passante est déterminée par les couplages inter-résonateurs. Les équations de synthèse des paramètres géométriques de cette structure (gap entre les lignes et longueur et largeur des lignes) sont données dans [4] [5]. Lorsque l'ordre du filtre augmente. L'encombrement du filtre devient important. En dépit de la facilité de l'implémentation de cette structure, le filtre offre de lobes secondaires aux harmoniques de la fréquence centrale. La solution d'ajouter des filtres passe-bas additionnels en cascade n'est pas satisfaisante puisqu'elle augmente la surface du filtre et introduit des pertes d'insertion, supplémentaires, une modulation périodique sinusoïdale [6] et carrée [7] de la largeur des lignes couplées, peut être utilisée pour rejeter les harmoniques l'addition de résonateurs en anneau circulaire CRSS à proximité des lignes couplées dans [8] démontre leur efficacité en termes de suppression du premier lobe secondaire et l'atténuation du second sans modification de la réponse dans la bande passante.

### III.6.2 Résonateurs en anneaux à couplage croisé

Un filtre microruban à couplage croisé entre résonateurs est montré dans la figure III.16 ce type de filtres présente une bonne sélectivité et faibles pertes d'insertion dans la bande passante. En effet, le couplage croisé permet au signal d'avoir plusieurs chemins entre l'entrée et la sortie du système. Selon le déphasage entre les signaux. Des zéros ou des pôles de transmission peuvent être créés. Le calcul de la matrice de couplage et des facteurs de qualité à partir de la fonction de filtrage a été largement utilisé pour la conception des filtres à résonateurs couplés [9]

III.6.3 Inductances et condensateurs localisés

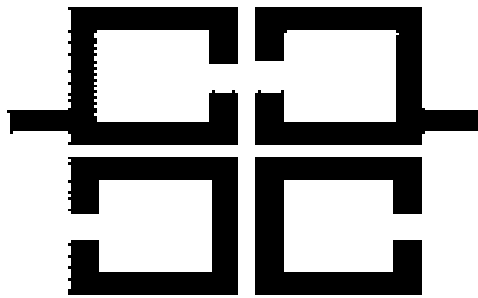


Figure III.16. Filtre à couplage croisé entre résonateurs.

Les méthodes de calcul rigoureuses des différents types de couplage (couplage capacitif, couplage inductif et couplage mixte) ont été développées pour des résonateurs en microruban dans [10,11], des résonateurs en U [12] et des résonateurs miniaturisés [13] sont proposés dans le double but de réduire l'encombrement et d'élargir la bande rejetée. Afin d'améliorer la sélectivité. Des cascades de quatre résonateurs sont proposées dans [14,12].

III.6.4 Inductances et condensateurs localisés

Certaines configurations typiques d'inductances et de condensateurs hyperfréquences planaires sont représentées sur les figures III.17 et III.18. Ces composants peuvent être classés comme l'élé [2]

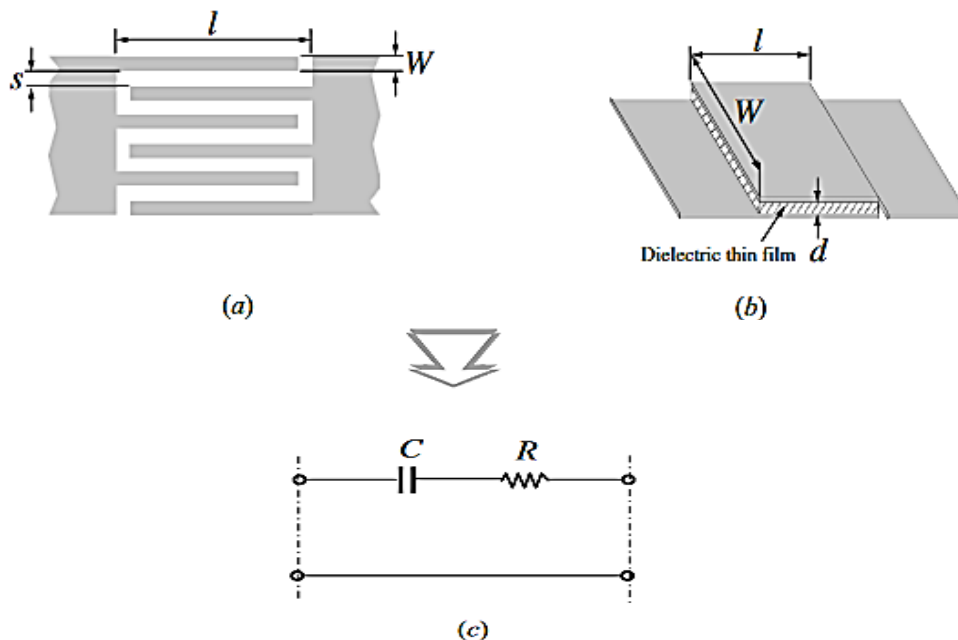
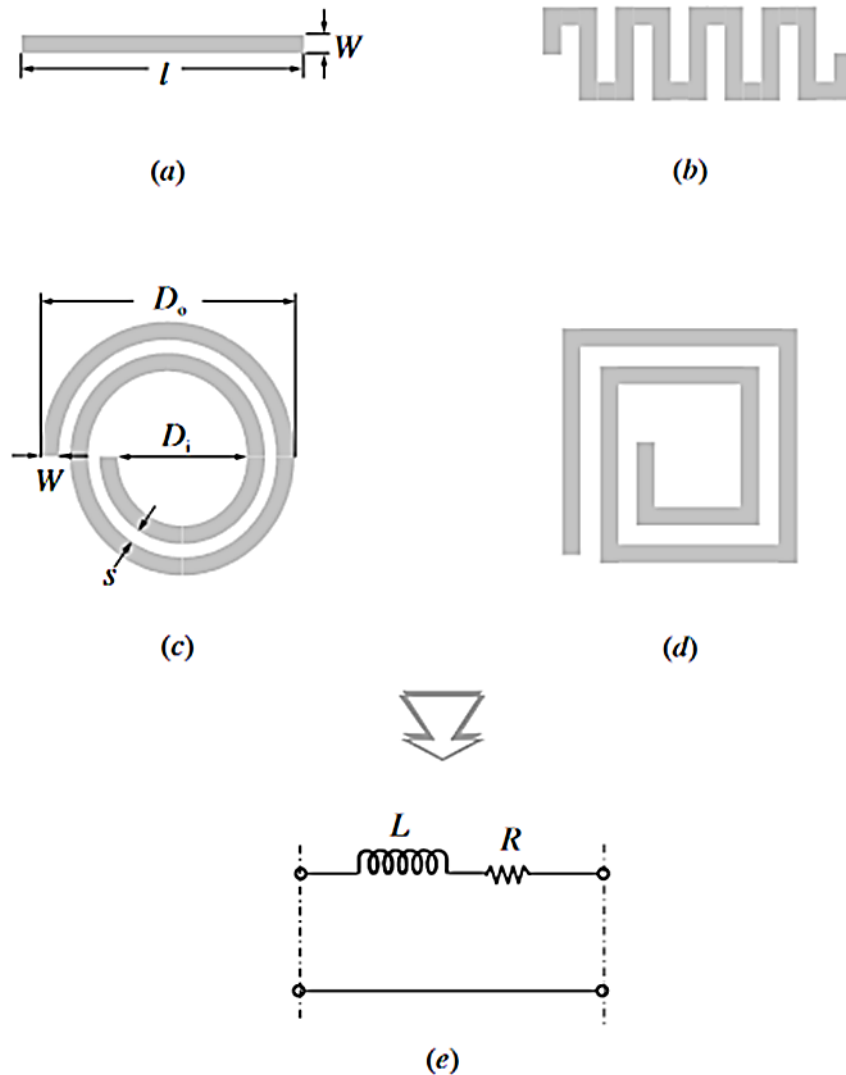


Figure III.17. Condensateurs à éléments localisés : (a) condensateur interdigital, (b) condensateur MIM, (c) leur représentation de circuit idéale



**Figure III.18.** Inductances à éléments localisés : (a) ligne à haute impédance, (b) ligne de méandre, (c) spirale circulaire, (d) spirale carrée, (e) leur représentation de circuit idéal.

Il existe plusieurs équations dans le domaine du filtre de ligne microruban. Pour plus détails sur ces équations, consultez ce livre [2].

### III.7 CONCLUSION :

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation générale sur les filtres des lignes microruban. Plusieurs filtres à couplage capacitif sérient et à couplage capacitif parallèle sont présentés avec leurs fonctions de transfert.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier un cas pratique de filtre microruban, et nous présenterons l'essentiel de nos résultats de conception et de simulations, tous nos travaux sont effectués avec le logiciel HFSS.

### **Bibliographie**

- [1] Pr. M. FEHAM, « Composants et dispositifs passifs microondes » cours de master2, Systèmes de Télécommunications, Université Abou Bekr Belkaid, 2017-2018.
- [2] J.-H. Hong and M. J. Lancaster, *Microwave filters for RF – Microwave applications*, K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [3] I. Huynen, Résonateurs, Lignes de Transmission, ELEC2700-Hyperfrequence.
- [4] B.-S. Kim, J. Leer, and M.-S. Song, ‘An implementation of harmonic suppression microstrip filters with periodic grooves’, *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 413–415, Septembre 2004. Chapitre 2 Filtres à base de résonateurs microrubans 41
- [5] J. Garcia-Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetgi, M. A. Laso, M. Sorolla, and R. Marqués, ‘Spurious pass band suppression in microstrip coupled line Band pass filters by means of split ring resonators’, *IEEE Microwave and Wireless components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 416–418, September 2004.
- [6] E. Cristal and S. Frankel, ‘Hairpin-line and hybrid hairpin line/ half wave parallel coupled line filters’, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, pp. 719–728, November 1972.
- [7] K. Sagawa and M. Makimoto, ‘Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front end MIC’s’, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1991–1997, December 1989.
- [8] J. Zhu and Z. Feng, ‘Microstrip interdigital hairpin resonator with an optimal physical length’, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 2, no. 16, pp. 672–674, December 2006.
- [9] J.-S. Hong and M. Lancaster, ‘Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters’, *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 46, no. 1, pp. 118–122, December 1998.
- [10] J.-S. Hong and M. Lancaster, ‘Compact microwave elliptic function filter using Novel microstrip meander open-loop resonators’, *IEE Electronic letters*, vol. 32, no. 6, pp. 563–564, March 1996.
- [11] G. L. Matthaei, N. O. Fenzi, R. Forse, and S. Rohlfing, ‘Narrow-band hairpin comb filters for hts and other applications’, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 1996, pp. 457–460.
- [12] M. Makimoto et S. Yamashita, ‘Band pass filters using parallel coupled stripline stepped Impedance resonators’, *Proceedings to IEEE*, vol. 67, pp. 16–19, January 1979.

- [13] R. ESSAADALI, « Conception et Réalisation d'un Transmetteur Radio Fréquence Multistandard pour les Communications sans fil et la Radionavigation », Mémoire présentée À l'école de technologie supérieure, Université du Québec, 6 juillet 2009.
- [14] M. Makimoto and S. Yamashita, “ Band pass filters using parallel couples strip line stepped impedance resonators”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, no. 12, pp. 1413–1417, December 1980.

## Chapitre IV

# Simulation et conception des filtres microruban

---

### IV.1 INTRODUCTION

L'objet de ce chapitre est de présenter la modélisation et la simulation de quelques structures de filtres à base de lignes microruban. Nous avons utilisé Ansoft HFSS « High Frequency Structure Simulator » un logiciel permettant la modélisation et l'analyse électromagnétiques des composants passifs et tridimensionnels avant la fabrication.

### IV.2 PROCEDURE DE CONCEPTION

La conception des filtres microrubans suit différentes étapes, qui sont très importantes pour la simulation et la réalisation de ces derniers.

#### IV.2.1 Sélection du filtre

Le filtre choisi doit satisfaire à toutes les exigences requises dans ce travail (taille compacte, faible perte de transmission, rejection élevée ...) [1].

#### IV.2.2 Préparation du substrat et calcul des dimensions des ports

La première étape après l'ouverture du fichier logiciel consiste à entrer les paramètres du substrat, les dimensions des ports peuvent être extraites pour assurer la ligne microruban de  $50\Omega$  pour l'adaptation.

#### IV.2.3 Maillage

Après la conception du filtre, le maillage est l'opération de division de la disposition du filtre en plusieurs parties, chaque partie représente une matrice. Cette opération facilite les calculs de simulation.

#### IV.2.4 Simulation

Qui nécessite la sélection de fréquence (fréquences de début et de fin), et de pas fréquence.

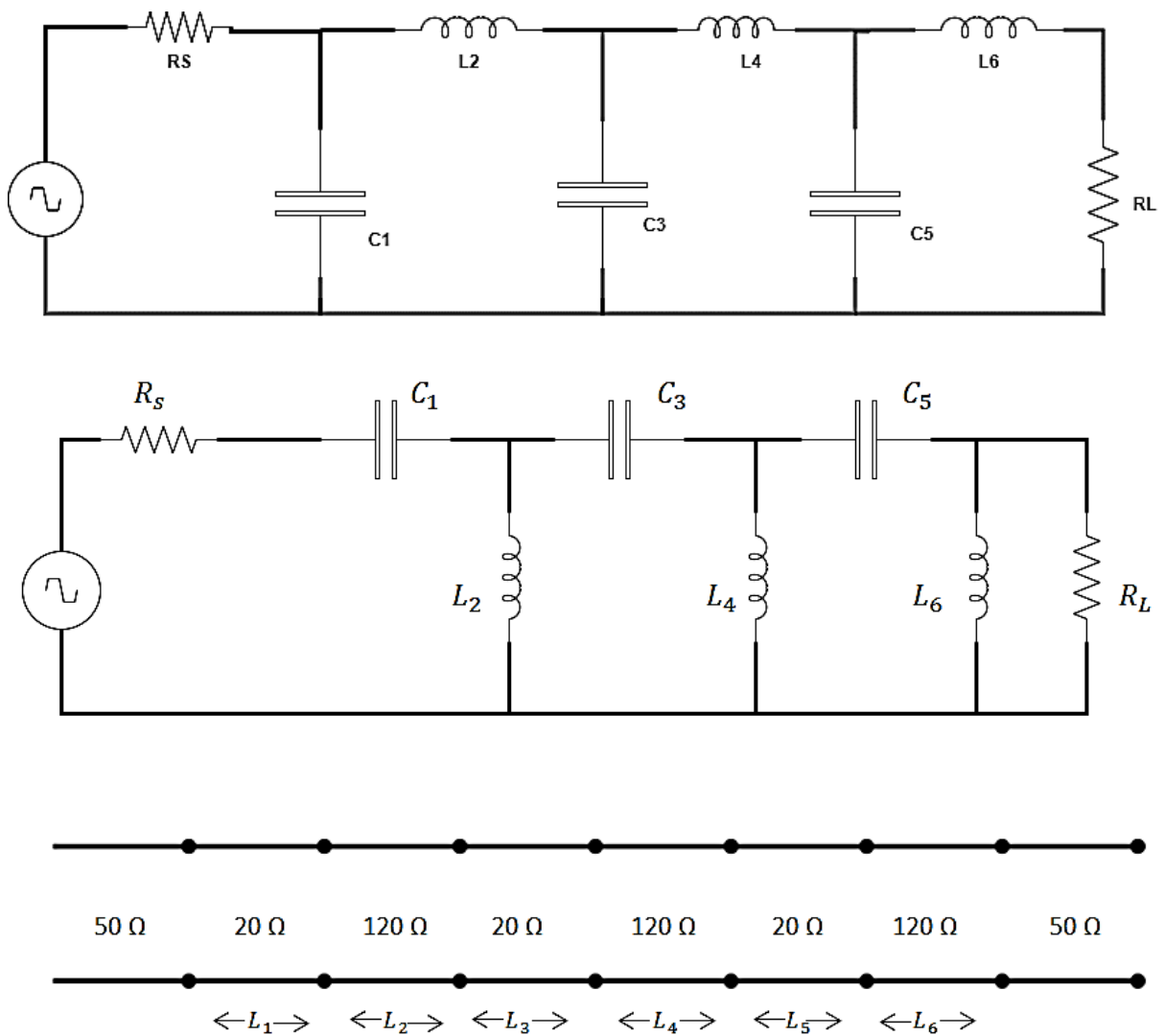
### IV.3 FILTRE PASSE BAS DANS LA BANDE [0.75-7] GHZ

Nous avons conçu un filtre passe-bas à base de ligne micro ruban d'ordre  $N=6$ . Sachons que dans le domaine de la ligne micro ruban l'alimentation est assurée à partir de l'impédance caractéristique  $Z_0$  égale à 50 ohms. Après avoir fixé les impédances et trouvé leurs dimensions, nous avons fait appel aux équations de synthèse citées dans le chapitre I,

En fixant le cahier de charges comme suit :

- Type de filtre : Butterworth.
- Fréquence de coupure :  $f_c = 3\text{GHz}$
- Impédance  $Z_l = 20\Omega$
- Impédance  $Z_h = 120\Omega$
- Impédance d'entrée ( $Z_0$ ): $Z_0 = 50\Omega$

Pour calculer les circuits équivalents de ce filtre, on a utilisé les mêmes équations énoncées précédemment :



**Figure IV.1.** Circuit RLC de prototype de filtre passe-bas.

En suivant les étapes de conception de ce type de filtre et en utilisant les équations de Butterworth citées dans le chapitre II, on peut extraire à partir des valeurs fixées les valeurs de  $g_i$  du prototype de Butterworth.

Un prototype passe-bas avec réponse Butterworth est choisi, dont les valeurs d'élément sont :

**Tableau IV.1.** Les valeurs de  $g_i$  de prototype de Butterworth.

$g_1$	$C_1$	0.517	$\beta_{l1} = \frac{C_1}{R_0} Z_l$
$g_2$	$L_2$	1.414	$\beta_{l2} = \frac{L_2}{Z_h} Z_0$
$g_3$	$C_3$	1.932	$\beta_{l3} = \frac{C_3}{R_0} Z_l$
$g_4$	$L_4$	1.932	$\beta_{l4} = \frac{L_4}{Z_h} Z_0$
$g_5$	$C_5$	1.414	$\beta_{l5} = \frac{C_5}{R_0} Z_l$
$g_6$	$L_6$	0.517	$\beta_{l6} = \frac{L_6}{Z_h} Z_0$

#### IV.3.1 Substrat $\epsilon_{re}=4.4$

Le filtre à base de technologie ligne microruban conçue sur un substrat diélectrique de type FR4 époxy de permittivité relative  $\epsilon_{re} = 4,4$ , et de hauteur  $h = 1.6$ , et de Fréquence de coupure  $f_c = 3\text{GHZ}$

Par l'utilisation les équations citées aux chapitres précédant on calcule

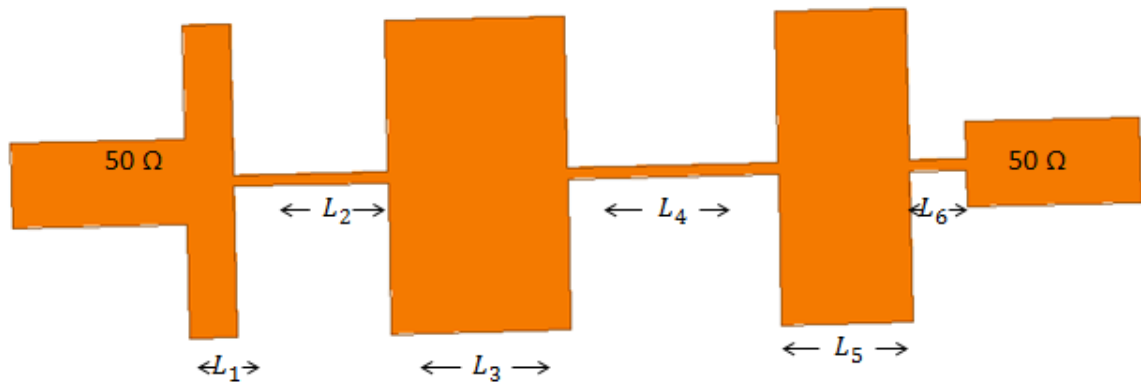
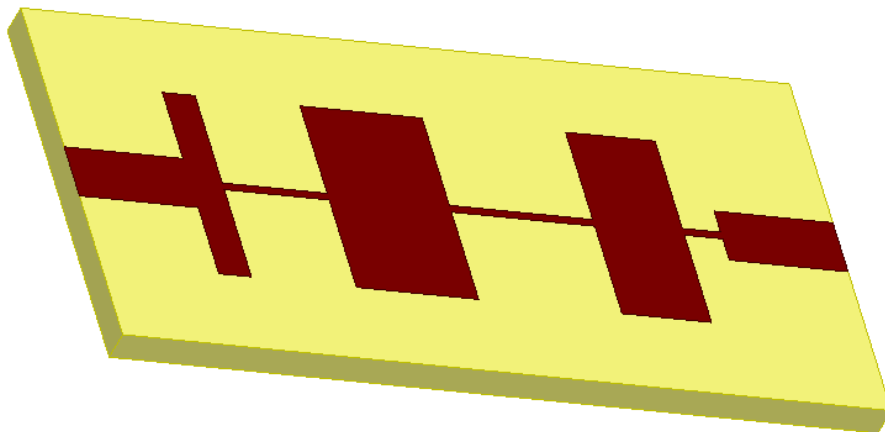
- Les longueurs d'onde  $\lambda_{20\Omega}$  et  $\lambda_{120\Omega}$   
 $\lambda_{20\Omega} = 51.78 \text{ mm}$  et  $\lambda_{120\Omega} = 58.263 \text{ mm}$
- Les valeurs de  $\beta_l$ .
- Les longueurs  $L$  et la largeur  $W$  des résonateurs.

**Tableau IV.2.** Paramètres de conception de filtre passe-bas lignes microruban  $\epsilon_{re}=4.4$

	$Z$	$\beta_l$	$L$ (mm)	$W$ (mm)
1	$20\Omega$	$11.84^\circ$	1.70	11.10

2	120 $\Omega$	33.75°	5.46	0.408
3	20 $\Omega$	44.27°	6.36	11.10
4	120 $\Omega$	46.12°	7.46	0.408
5	20 $\Omega$	32.4°	4.66	11.10
6	120 $\Omega$	12.34°	1.997	0.408

La structure a été simulé sous HFSS



**Figure IV.2.** Filtre passe bas à base en ligne microruban

La réponse en fréquence montre que le niveau de coefficient de transmission  $S_{21}$  est proche de 0 dB et que le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur a -23 dB dans la bande [0.75-2.5] (c'est-à-dire la bande passante) et le niveau de transmission au tour 0 dans la bande d'arrête.

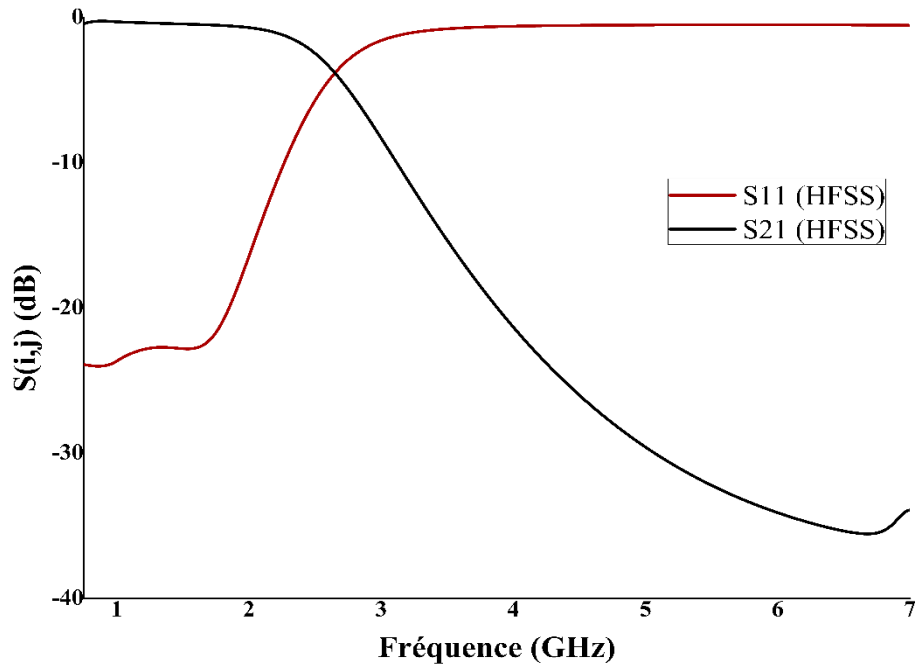


Figure IV.3. Les réponses fréquentielles de filtre passe bas (HFSS)

#### IV.3.2 Substrat $\epsilon_{re}=2.2$

Le même filtre d'ordre 6 dans la bande [0.75-7] est conçu mais cette fois par une substrat de permittivité relative  $\epsilon_{re} = 2,2$ , et de hauteur  $h = 1.6$ .

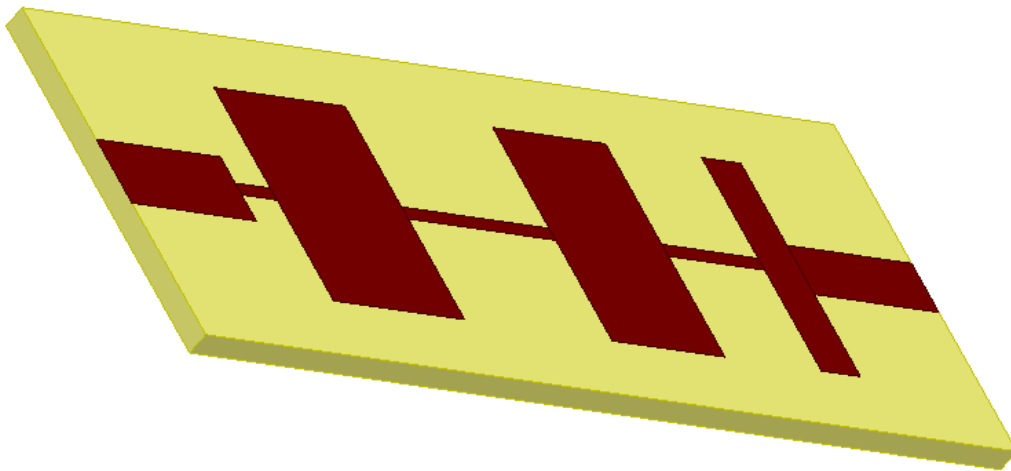
Les mêmes procédures sont suivies pour déterminer :

- Les longueurs d'onde  $\lambda_{20\Omega}$  et  $\lambda_{120\Omega}$   
 $\lambda_{20\Omega} = 70.579 \text{ mm}$   $\lambda_{120\Omega} = 76.054 \text{ mm}$
- Les valeurs de  $\beta_l$ .
- Les longueurs  $L$  et la largeur  $W$  des résonateurs.

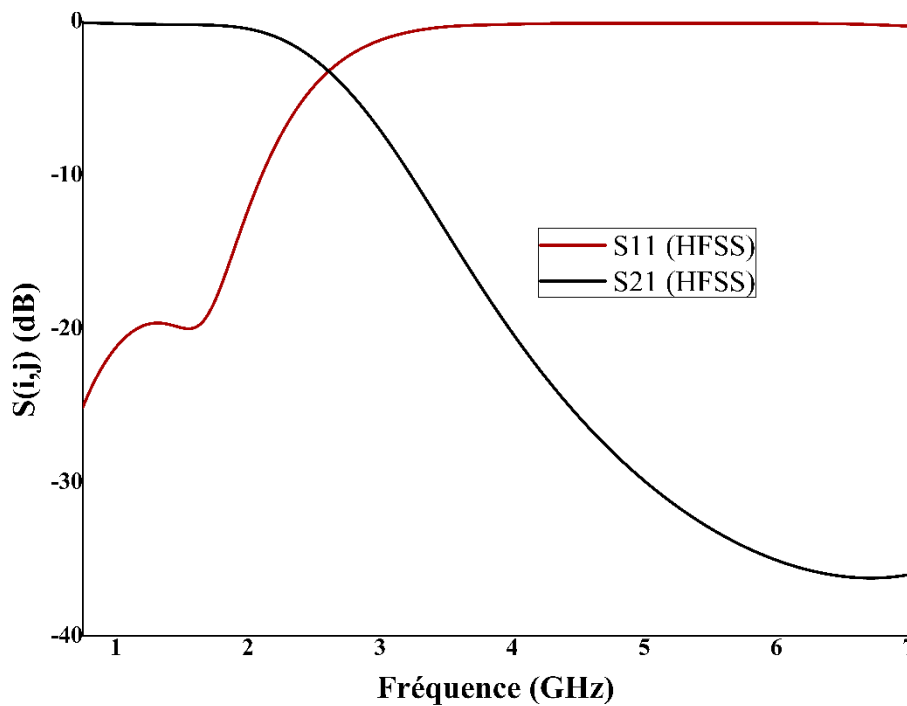
Tableau IV.3. Paramètres de conception de filtre passe-bas lignes microruban  $\epsilon_{re}=2.2$

	Z	$\beta_l$	L (mm)	W (mm)
1	20Ω	11.84°	0.540	16.43
2	120 Ω	33.75°	0.869	0.927
3	20 Ω	44.27°	2.020	16.43
4	120 Ω	46.12°	0.118	0.927

5	20 $\Omega$	32.4°	1.478	16.43
6	120 $\Omega$	12.34°	0.031	0.927



**Figure IV.4.** Filtre passe bas à base de ligne microruban HFSS

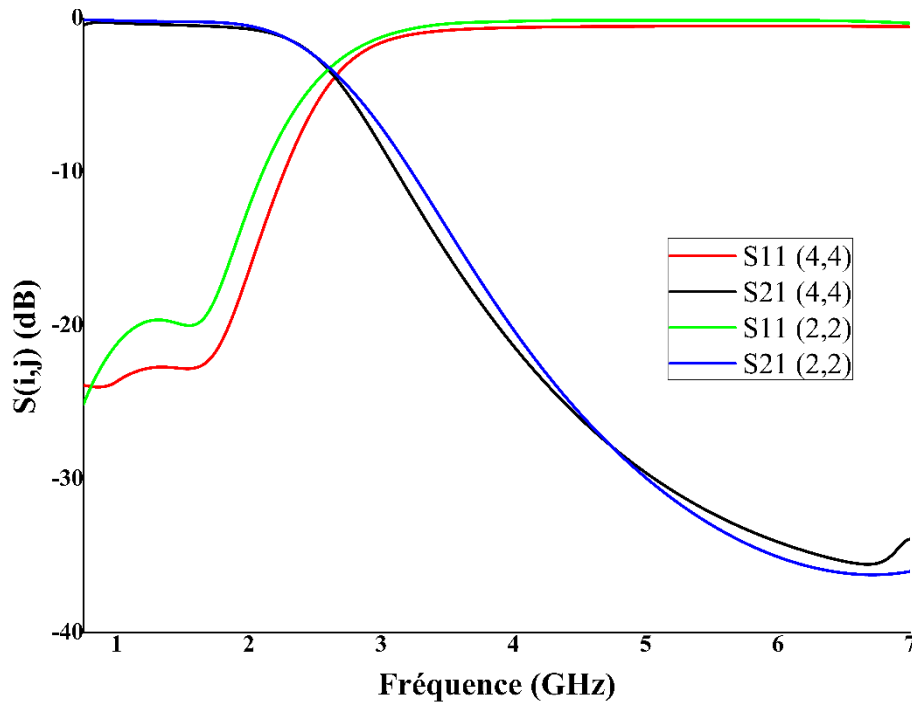


**Figure IV.5.** Les réponses fréquentielles de filtre passe bas (HFSS)

La réponse en fréquence montre que le niveau de coefficient de réflexion  $S_{11}$  autour de -20dB dans la bande passante.

**IV.3.3 Comparaison de résultats de simulation de filtres passe bas**

Par l'utilisation de programme ORIGIN en mit les deux résultats de simulation dans le même graphe pour qu'on peut comparer ses résultats.



**Figure IV.6.** Les réponses fréquentielles de deux filtres passe bas (HFSS)

	Substrate 2.2	Substrate 4.4
La longueur totale	53.6	40
La largeur totale	20	20

Les résultats des réponses fréquentielles sont similaires et confondu mais en termes de dimension, le filtre a base de substrat FR4 est plus petites de 25% de selle de Roger duroid.

**IV.4 FILTRE BASE BAS DANS LA BANDE [0-3] GHZ**

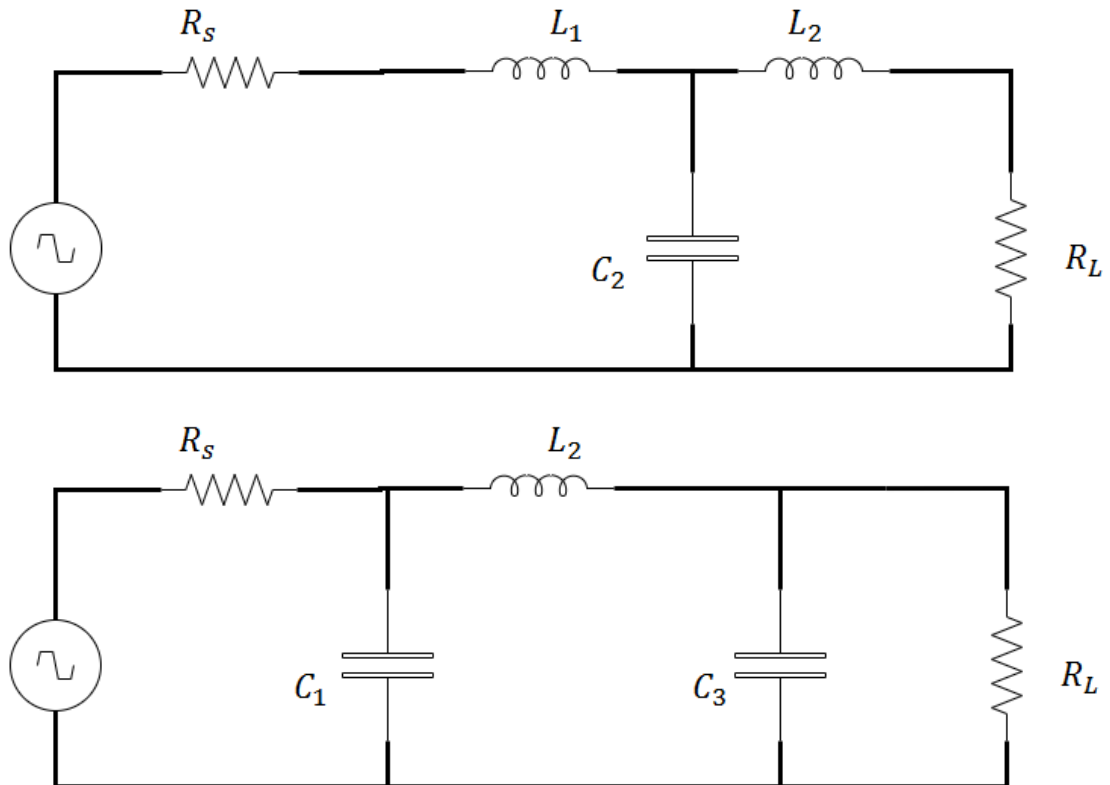
Nous avons conçu un deuxième filtre passe-bas en ligne micro ruban d'ordre N=3 dans la bande [0-3] GHz. Sachons que dans le domaine de la ligne micro ruban l'alimentation est déterminée en fonction de l'impédance caractéristique  $Z_0$  égale à 50 ohms.

En fixant le cahier de charges comme suit :

- Type de filtre : Tchebychev.

- Fréquence de coupure :  $f_c = 1\text{GHz}$
- Impédance  $Z_l = 93\Omega$
- Impédance  $Z_c = 24\Omega$
- Impédance d'entrée ( $Z_0$ ):  $Z_0 = 50\Omega$

Pour calculer les circuits équivalents de ce filtre, on a utilisé les mêmes équations citées précédemment :



**Figure IV. 7. Circuit LC de prototype de filtre passe-bas**

En suivant les étapes de conception de ce type de filtre et en utilisant les équations de Tchebychev, on peut extraire à partir des valeurs fixées les valeurs de  $g_i$  du prototype.

Un prototype passe-bas avec réponse Tchebychev est choisi, dont les valeurs d'éléments sont comme suit :

Avec :  $\Omega_c = 1$

**Tableau IV.4.** Les valeurs de  $g_i$  de prototype de Tchebychev

$g_0 = g_4$	1	
$g_1$	1.0316	$\beta_l = \frac{g_1}{R_0} Z_l$

$g_2$	1.1474	$\beta_l = \frac{g_2}{Z_h} Z_0$
$g_3$	1.0316	$\beta_l = \frac{g_3}{R_0} Z_l$

Le filtre à base de technologie ligne microruban conçu par l'utilisation d'un substrat diélectrique de type 10.8 époxy de permittivité relative  $\epsilon_{re} = 10,8$ , et de hauteur  $h = 1.6$ , et de fréquence  $f = 1$  GHz.

Avec  $\omega_c = 2\pi f_c$

$$L_1 = L_3 = \frac{g_1 * Z_0}{\omega_c} = \frac{g_3 * Z_0}{\omega_c} = 8.209 * 10^{-9} \text{ H}$$

$$C_2 = \frac{g_2}{Z_0 * \omega_c} = 3.652 * 10^{-12} \text{ F}$$

Ou :

$$C_1 = C_3 = \frac{g_1}{Z_0 * \omega_c} = \frac{g_3}{Z_0 * \omega_c} = 3.283 * 10^{-6} \text{ F}$$

$$L_2 = \frac{g_2 * Z_0}{\omega_c} = 9.13 * 10^{-9} \text{ H}$$

Avec

- Les longueurs d'onde  $\lambda_{24\Omega}$  et  $\lambda_{93\Omega}$   
 $\lambda_{24\Omega} = 104.278 \text{ mm}$   $\lambda_{93\Omega} = 118.143 \text{ mm}$
- Les longueurs L et li largeur W des résonateurs.

**Tableau IV.5.** Paramètres de conception de filtre passe-bas lignes microruban

	L (mm)	W (mm)
1	9.81	0.243
2	7.11	4.959
3	9.81	0.243

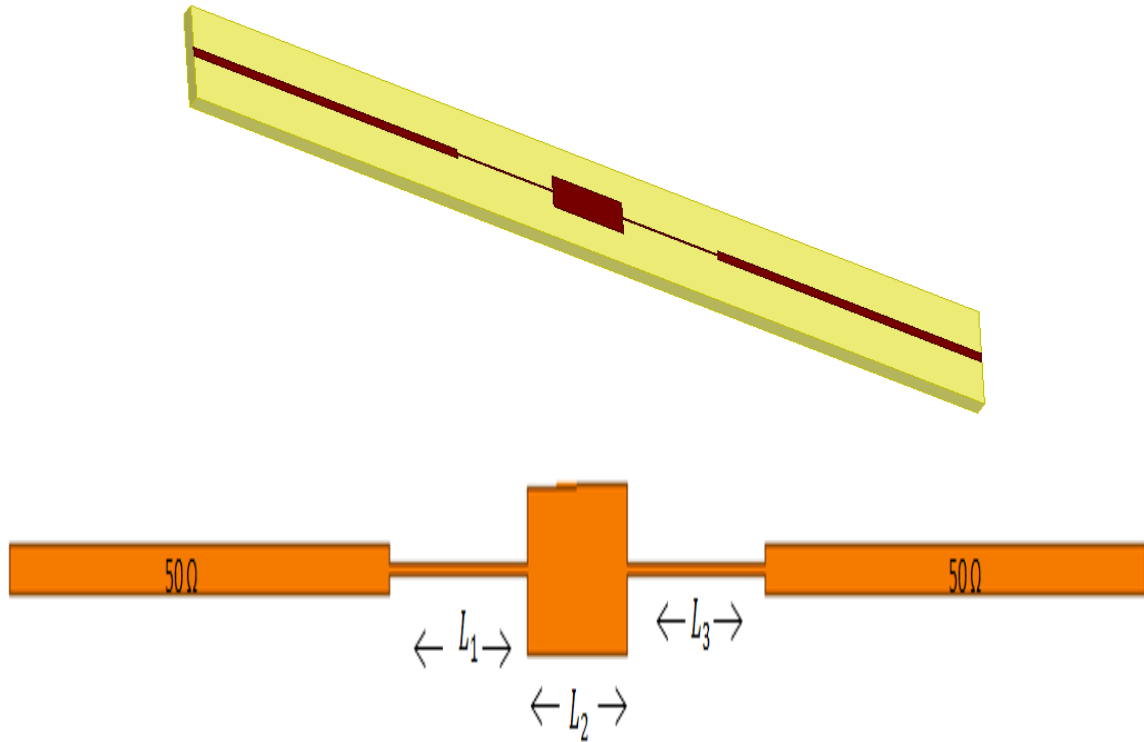


Figure IV.7. Filtre passe bas en ligne microruban d'ordre 3

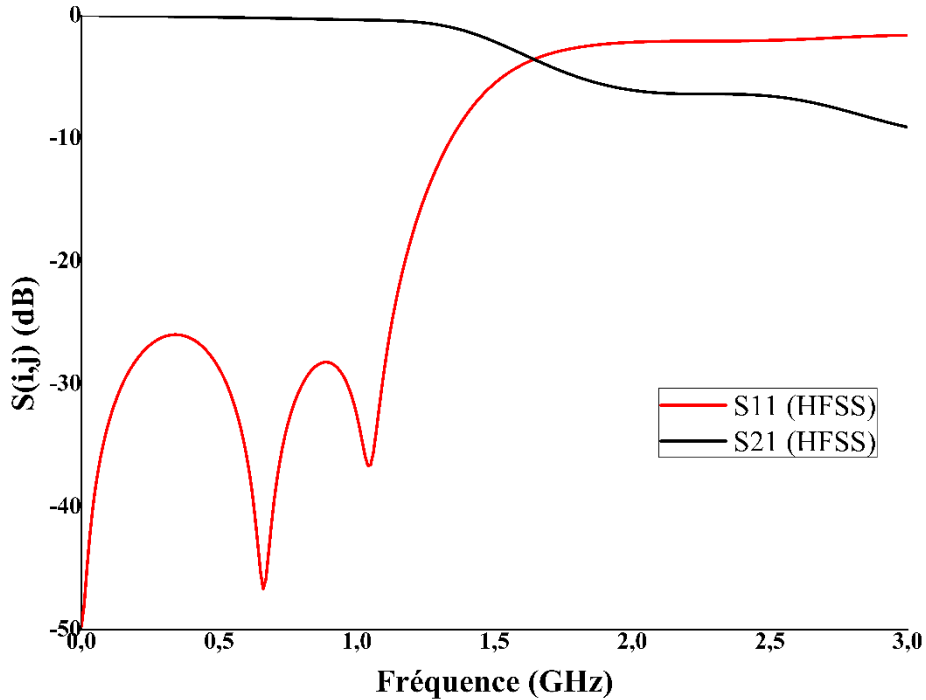


Figure IV.8. Les réponses fréquentielles de filtre passe bas (HFSS)

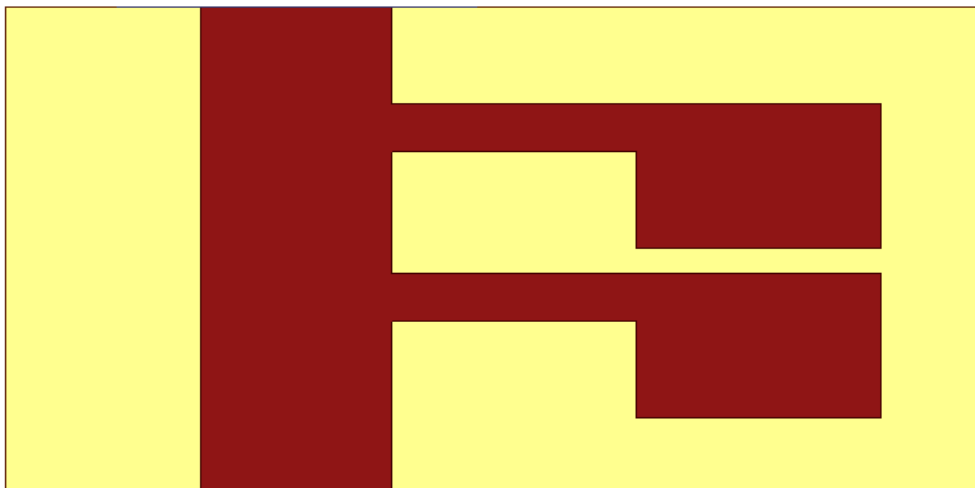
La réponse en fréquence montre un comportement passe bas dans la bande [0-3]GHz, le niveau de coefficient est inférieur a -26 dB dans la bande passante.

### IV.5 FILTRE PASSE HAUT DANS LA BANDE [2.8-7] GHZ

Nous avons conçu un filtre passe-haut en ligne micro ruban avec ordre  $N=3$ . Sachons que dans le domaine de la ligne micro ruban l'alimentation est déterminée en fonction de l'impédance caractéristique  $Z_0$  égale à 50 ohms. Alors on a fixé les impédances et trouvé leurs dimensions, nous avons utilisé les équations de synthèse qui sont citées dans le chapitre I.

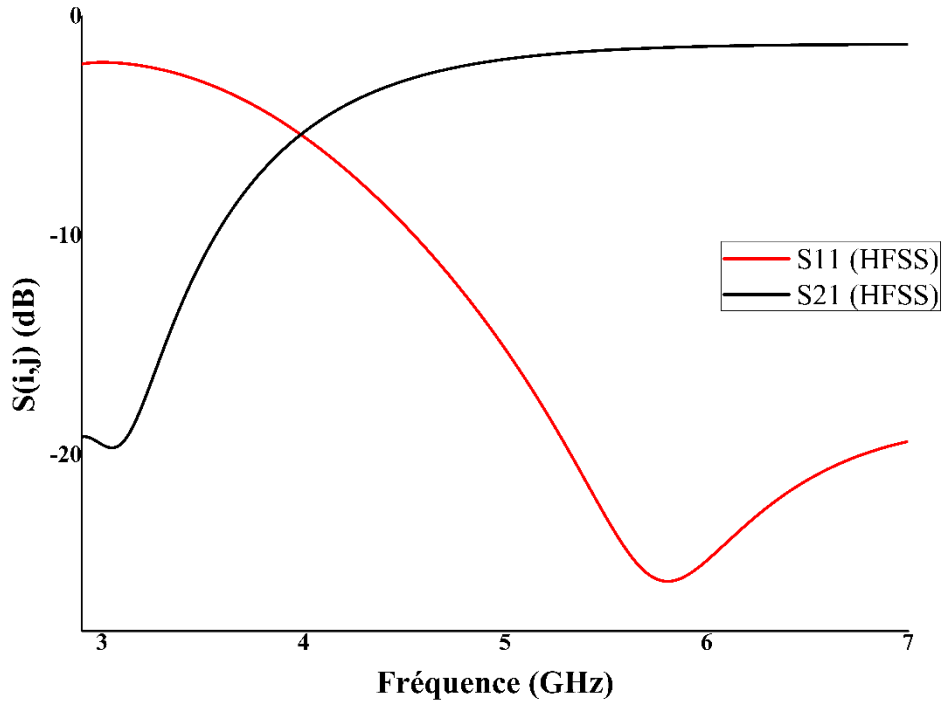
En fixant le cahier de charges comme suit :

- Type de filtre : Tchebychev.
- Fréquence de coupure :  $f_c = 5$  GHz
- Impédance d'entrée ( $Z_0$ ):  $Z_0 = 50 \Omega$ .



**Figure IV.9.** Filtre passe haut en ligne microruban

La réponse en fréquence montre un comportement passe haut dans la bande [2.8-7] GHz, le niveau de coefficient est inférieur à -20 dB dans la bande passante.



**Figure IV.10.** Les réponses fréquentielles de filtre passe haut (HFSS)

## IV.6 FILTRE PASSE BANDE

Dans le but de miniaturisation, Cristal et Frankel ont proposé le résonateur en forme de ‘U’ ces résonateurs, connus sous le nom de ‘Hairpin’[2] sont présentés dans la figure IV.11 .plusieurs variantes de résonateurs Hairpin miniaturisés ont été proposées.

Citons le résonateur chargé par une capacité CMS[3] ou interdiguée[4]. des résonateurs couplés en parallèle capables de contrôler la suppression des lobes secondaires sont proposés dans[5]



**Figure IV.11.** Filtre à résonateur en U couplé

### IV.6.1 Filtre passe bande avec 3 résonateurs en U

On commence donc par fixer le cahier des charges (dans lequel on retrouve toutes les propriétés à respecter lors de notre étude)

- Type de filtre : Tchebychev, filtre passe bande d'ordre 2.
- La fréquence centrale :  $f_0 = 1.85\text{GHz}$ .
- Bande passante :  $BW = 500\text{ MHz}$ .
- Bande passante relative :  $FBW = 2.7,02\%$ .

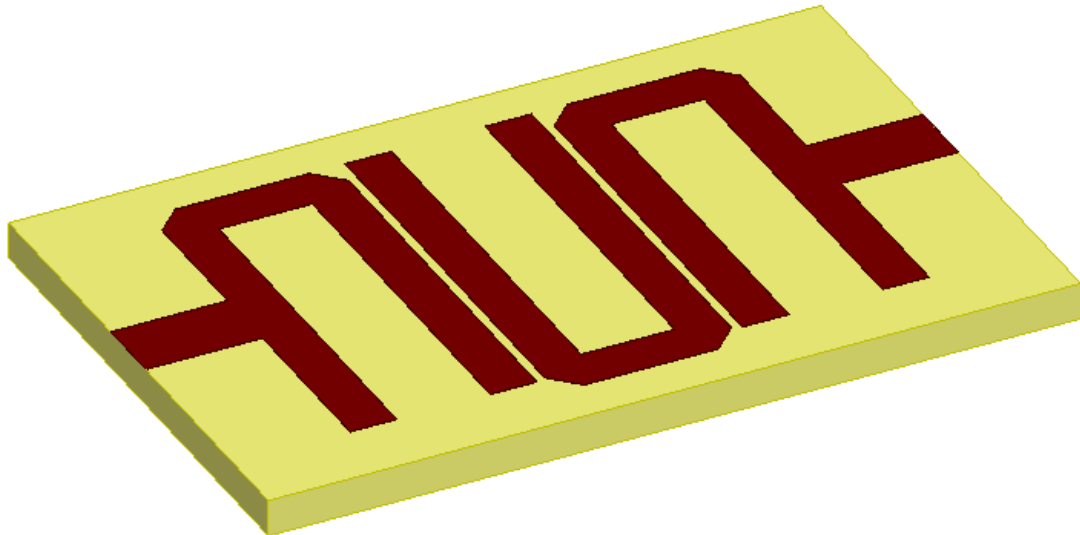


Figure IV.12. Filtre passe bande avec 3 résonateurs en U

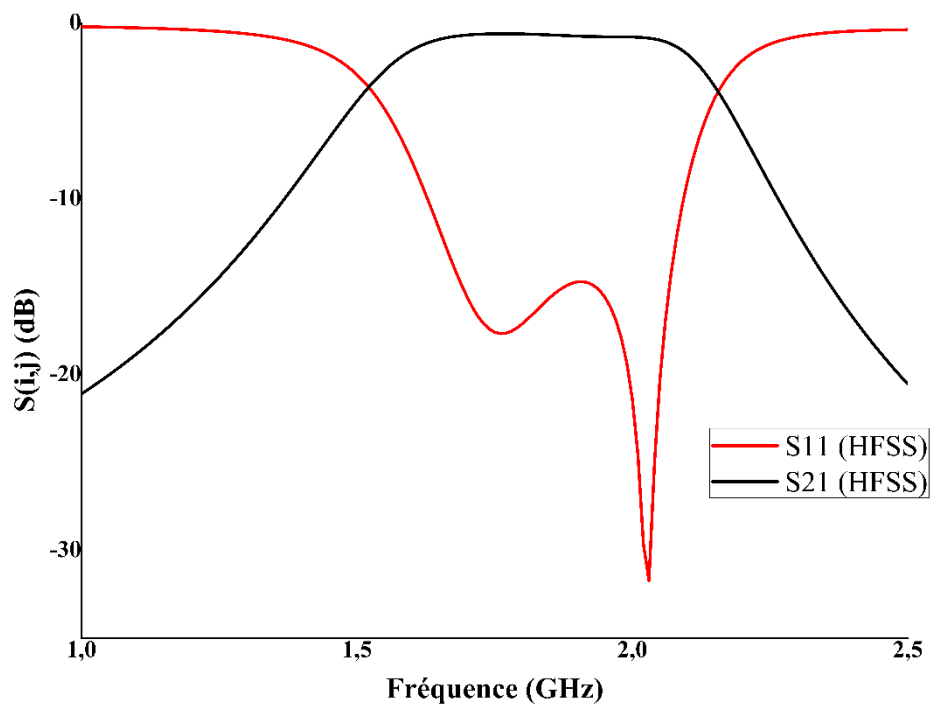
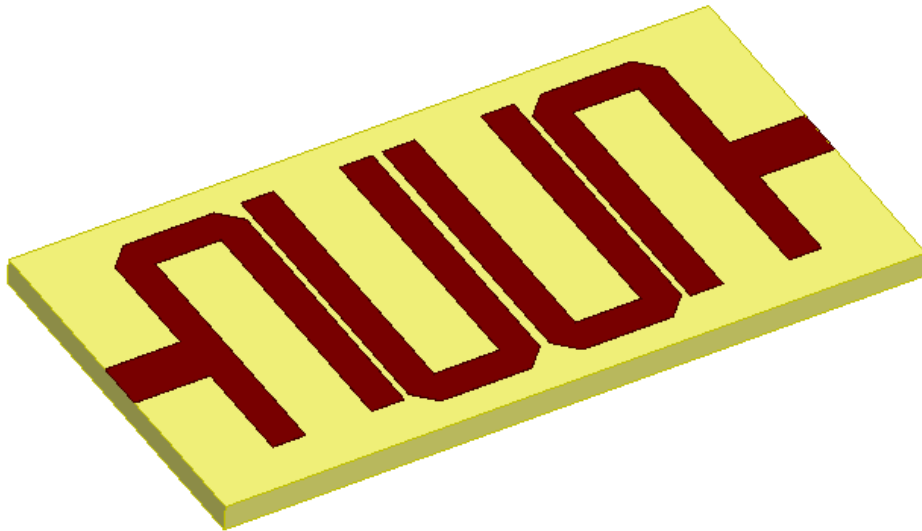


Figure IV.13. Les réponses fréquentielles de filtre passe bande (HFSS)

Les réponses obtenues de programmes HFSS dans la bande [1 - 2.5] GHz montre un filtre passe-bande de type Tchebychev d'ordre 2 avec une fréquence centrale de  $f_0 = 1.85\text{GHz}$ , bande passante  $BW = 0.5\text{ GHz}$  et bande passante relative  $FBW = 27,02\%$ .

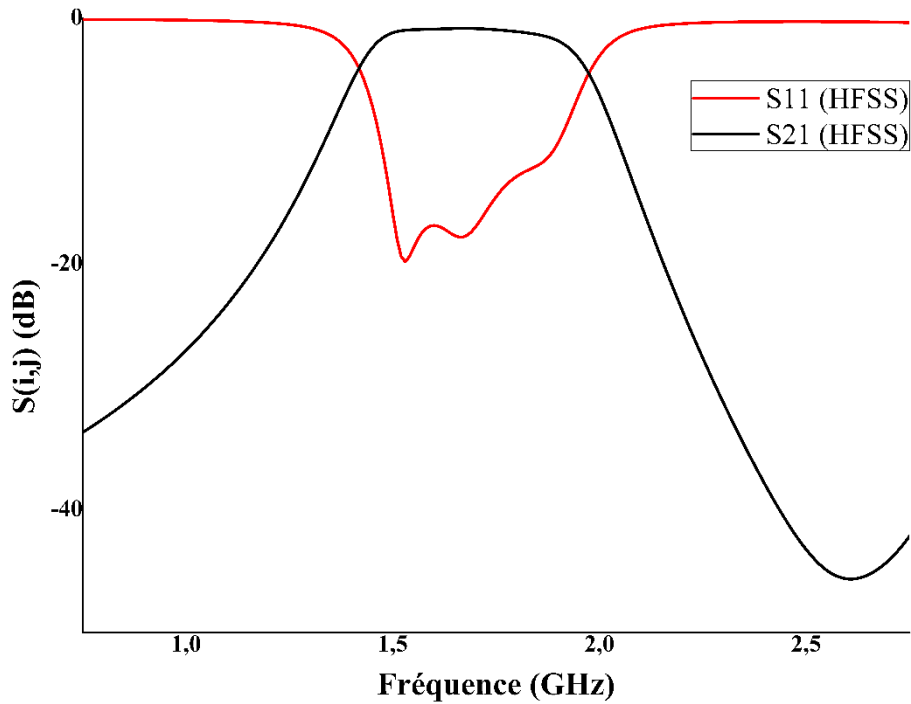
### IV.6.2 Filtre passe bande avec 4 résonateurs en U

En suivant les mêmes étapes pour concevoir passe bande avec 4 résonateurs en U



**Figure IV.14.** Filtre passe bande avec 4 résonateurs en U

- Type de filtre : Tchebychev, filtre passe bande d'ordre 3.
- La fréquence centrale :  $f_0 = 1.92\text{GHz}$ .
- Bande passante :  $BW = 500\text{ MHz}$ .
- Bande passante relative :  $FBW = 26.04\%$ .



**Figure IV.15.** Les réponses fréquentielles de filtre passe bande (HFSS)

Avec l'insertion de quatre résonateurs U on obtient un filtre de type Tchebychev d'ordre 3 avec une fréquence centrale de  $f_0 = 1.92\text{GHz}$ , une largeur de bande de  $BW = 1,57\text{ GHz}$ , et une largeur de bande relative  $FBW = 26.04\%$  (mais la structure nécessite un peu d'optimisation pour obtenir deux claire ondulations).

### IV.6.3 Filtre passe bande avec 5 résonateurs en U

Maintenant, on a conçu un Filtre passe bande avec 5 résonateurs en U.

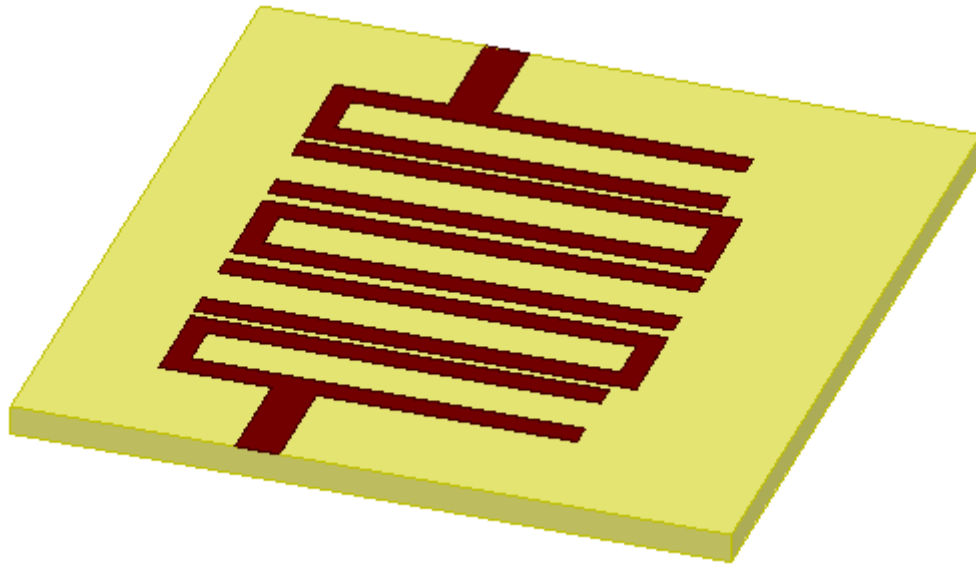


Figure IV.16. Filtre passe bande avec 5 résonateurs en U

La structure a été simulé sous HFSS.

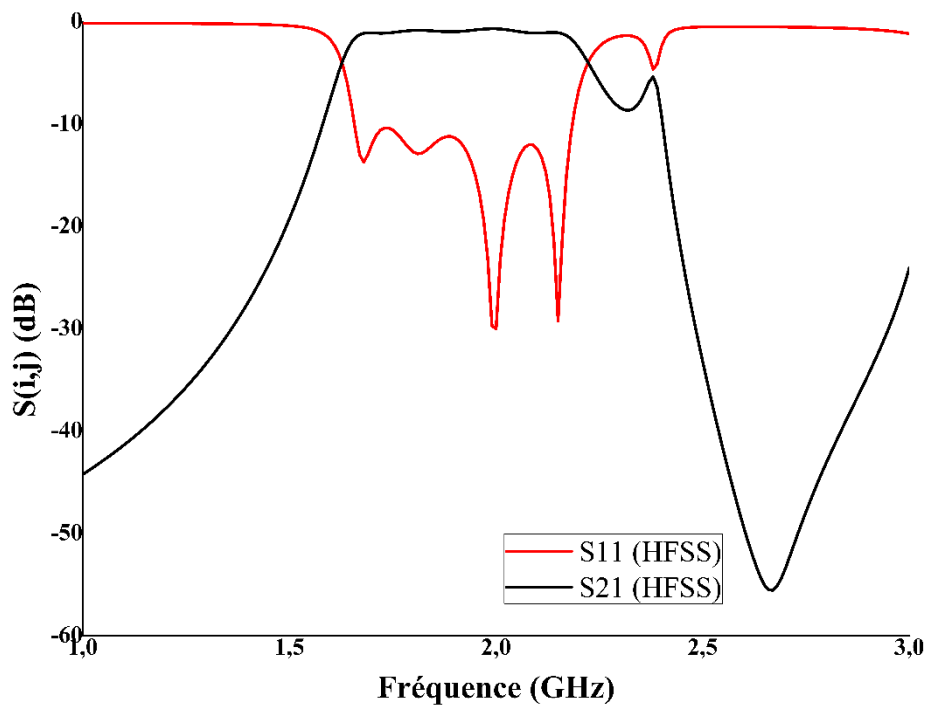


Figure IV.17. Les réponses fréquentielles de filtre passe bande (HFSS)

Les réponses obtenues de programmes HFSS dans la bande [1 - 3] GHz montre un filtre passe-bande de type Tchebychev d'ordre 4. Le niveau de réflexion dans la bande passante est inférieure à -12 dB (Les réponses ne sont pas à la hauteur, du fait du grand nombre de paramètres à améliorer et du temps limité).

### IV.7 FILTRE COUPE BANDE

Un filtre coupe bande dans la bande [1.3-2.5] GHz de type Tchebychev d'ordre 3 avec les fréquences de coupure de la bande atténuée  $f_{c_1}=1.84$  GHz  $f_{c_2}=1.94$ GHz par l'utilisation de trois résonateurs en forme C.

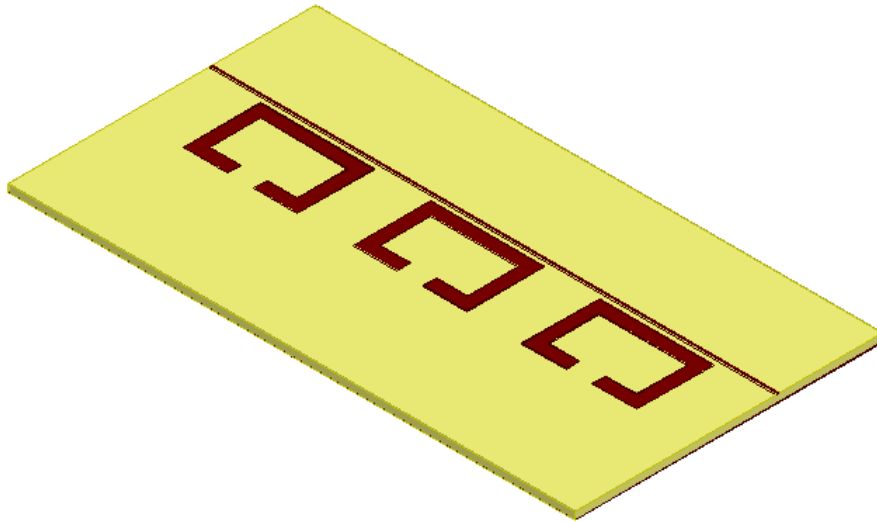


Figure IV.18. Filtre coupe bande

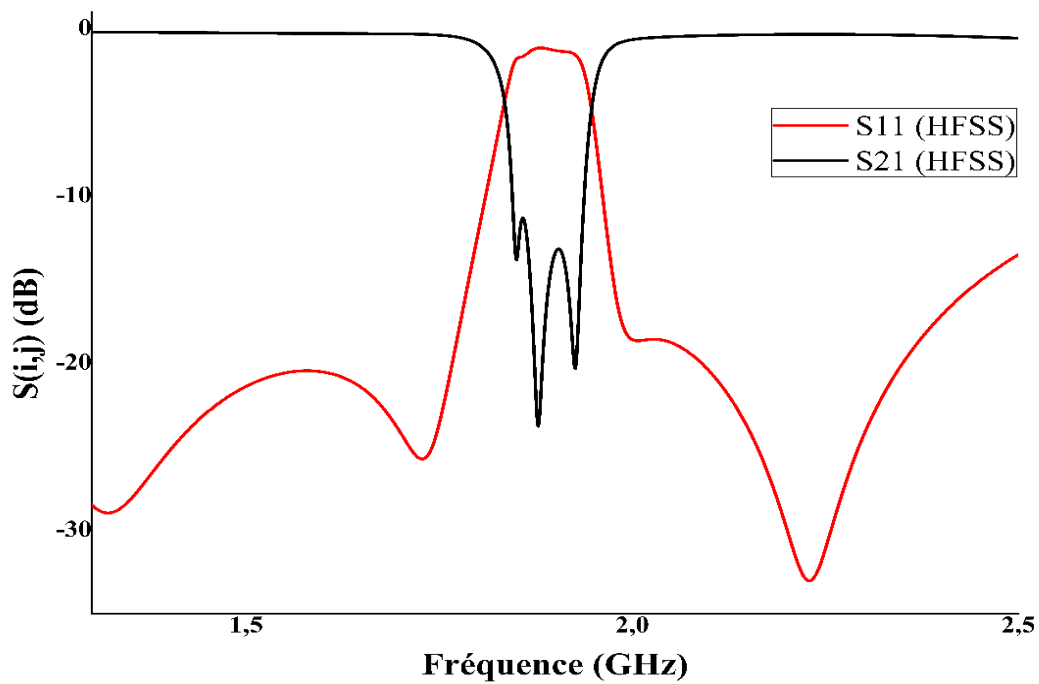


Figure IV.19. Les réponses fréquentielles de filtre coup bande (HFSS)

La réponse montre que la réflexion  $S_{11}$  est proche de 0 dB dans la bande atténuée et a -20dB en dehors de cette bande.

### **IV.8 CONCLUSION**

Nous avons vu dans ce chapitre plusieurs types des filtres (passe-bas, passe haut, passe-bande et coupe-bande) dans plusieurs bandes de fréquences et par différentes formes des lignes microruban, ces structures sont simulées dans logiciel HFSS, des excellents résultats de filtrage ont été obtenu.

### **Bibliographies**

- [1] H. Louazene, " Design, Development and Optimization Ultra-Wideband - Pass Filters bands for Wireless Communication Systems ", Magister thesis, Department of Electronics and Communications, UKMO, Algeria, 08 June 2014, 94p.
- [2] M. Makimoto and S. Yamashita, 'Bandpass filters using parallel couples stripline stepped impedance resonators', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-28, no. 12, pp. 1413–1417, December 1980.
- [3] A. Atia and A. Williams, 'Narrow-bandpass waveguide filters', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, April 1972.
- [4] J.-S. Hong and, M. Lancaster, 'Canonical microstrip filter using square open loop resonators' ,IEE Electronic letters, vol. 31, no. 23, pp. 2020–2022, November 1995.
- [5] J.-S. Hong and M. Lancaster, 'Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross coupled planar microwave filters', IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, Novembre 1996.



# **Conclusion Générale et Perspectives**

---

## Conclusion générale et perspectives

Les exigences émergentes des systèmes sans fil de plus en plus complexes nécessitent le développement de nouvelles méthodes de conception des composants sans fil pour satisfaire simultanément de nombreux critères de performance. Le filtre hyperfréquence est l'un des systèmes à améliorer dans les systèmes de transmission à haut débit pour relever les nouveaux défis des moyens de communication de nouvelle génération.

Les travaux menés dans ce mémoire ont porté sur l'étude et la simulation des filtres microruban. Pour cela, nous avons donné un aperçu dans le premier chapitre sur des généralités de la ligne microruban (définition, des méthodes de conception et quelques exemples dans différentes bandes de fréquence). Dans le deuxième, nous avons relaté et mis en clair les notions de base des filtres (les approximations mathématiques, prototype passe bas, les fonctions de transfert et la transformation en passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande).

Le troisième chapitre est consacré aux filtres à base de lignes micro ruban et en dernier chapitre intitulé simulation d'un filtre ligne micro ruban, nous avons simulé plusieurs types des filtres (passe-bas, passe haut, passe-bande et coupe-bande) dans plusieurs bandes de fréquences et par différentes formes des lignes microruban on utilise le logiciel HFSS (High Frequency Simulation Software). D'excellents résultats de filtrage ont été obtenus pour tous les exemples donnés.

Enfin, nous estimons que nous avons contribué à donner une vision globale du côté de la théorie et du côté de la simulation. Il reste souhaitable de continuer cette étude par une réalisation pratique afin de mesurer les différences qui existent entre la théorie et la pratique et se confronter avec d'autres problèmes que l'on n'a pas pu voir durant cette étude, ainsi d'approfondir la recherche sur le plan de miniaturisation du filtre ; ce qui reste comme objectif principal de l'étude des filtres microruban

A l'avenir, nous espérons utiliser cette étude et simulation des filtres microruban dans le développement scientifique et technologique.

## Résumé

---

Le progrès technologique des communications sans fils a donné naissance à des équipements de communication de plus en plus compacts. La ligne micro ruban (ou micro bande) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques. Nous nous intéressons dans le cadre de ce projet à la Notre travail est basé essentiellement sur la variation de la structure de base du filtre micro ruban, en changeant et modifiant certaines dimensions de quelques paramètres des éléments qui constituent le filtre pour voir l'effet sur le fonctionnement du filtre. Ce travail a pour but la conception et à la simulation des types des filters ligne micro rubans à l'aide du logiciel « HFSS ». Nous introduisons ensuite d'approfondir la recherche sur le plan de miniaturisation du filtre, ce qui reste comme objectif principal de l'étude des filtres micro ruban. Les résultats obtenus seront alors présentés et commentés.

**Mots-clés : ligne microruban, micro-onde planaire, les filtres.**

## Abstract

---

Technological progress in Wireless communications has given rise to increasingly compact communications equipment. The micro ribbon line (or micro band) is the most widely used among all the planar transmission lines in the conventional frequency bands.

We are interested within the framework of this project in the Our work is based essentially on the variation of the basic structure of the micro ribbon filter, changing and modifying certain dimensions of some parameters of the elements that constitute the filter to see the effect on the operation of the filter. This work aims to design and simulate types of micro line filters ribbons using "HFSS" software. We then introduce to further research on the filter miniaturization plan, which remains as the main objective of the study of micro ribbon filters. The results obtained will then be presented and commented on.

**Keywords: microstrip line, planar microwave, filters.**