

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE**

**FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

MEMOIRE

**Présenté pour l'obtention du diplôme de magister
en Electronique**

THEME

**Synthèse et optimisation des filtres à iris en guides d'ondes
rectangulaires métalliques.**

**OPTION
Micro-ondes**

Par

BOUAOUNE ABDELHALIM

SOUTENU LE / / 2006

Devant le jury :

<u>Président :</u>	Mr Benslama Malek	Professeur	Univ. CONSTANTINE
<u>Rapporteur:</u>	Mr Riabi Mohamed Lahdi	Professeur	Univ. CONSTANTINE
<u>Examineurs :</u>	Mr Belarbi Khaled	Professeur	Univ. CONSTANTINE
	Mr Benhabiles M.Toufik	M.C	Univ. CONSTANTINE

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I :	
Analyse des filtres hyperfréquences	
I.1	3
Généralités	3
.....	3
I.2 Rappels généraux sur les filtres	5 6
I.2.1	7
Définition	7
I.2.2 Catégories des filtres	7 7
I.2.3 Utilisation des filtres électriques	8
I. 3 Filtres en guides d'ondes	8
I.3.1 Guide d'onde et cavités	
I.3.2 Discontinuités dans les guides d'ondes	
I.3.2.a iris inductif symétrique	
I.3.2.b iris capacitif symétrique	
I.3.2.c iris résonnant	
Chapitre II :	
Synthèse des filtres micro-ondes	
II.A Etude des filtres micro-ondes	9
II.A.1 Introduction	9
II.A.2 Généralités	9
II.A.3 Définition du filtrage micro-ondes	10
II.A.4 Notions sur les filtres	11
II.A.4.1 introduction	11

II.A.4.2	Filtre idéal et filtre réel	12
II.A.4.3	Gabarit d'un filtre réel	13
II.A.4.4	Grandeurs caractéristiques du gabarit d'un filtre	14
II.A.5	Fonctions de filtrage recherchées	15
a)	la loi de Butterworth	15
b)	la loi Tchebychev	15
c)	Calcul des paramètres g_k	16
II.B	Synthèse des filtres micro-ondes	18
II.B.1	Introduction	18
II.B.2	Filtres à cavités résonantes à couplage direct	18
II.B.2.1	Rappels des notions de synthèse des filtres à éléments distribués	20
II.B.2.2	réalisation pratique des inverseurs	21
II.B.2.3	Processus de synthèse d'un filtre de Tchebychev.....	23
II.B.3	Filtre prototype passe bas	25
II.B.3.1	Normalisation des unités	25
a.	normalisation de l'unité de fréquence	25
b.	normalisation de l'unité d'impédance	26
II.B.3.2	La transposition de fréquence	26
a.	Transposition passe bas - passe haut	26
b.	Transposition passe bas - passe bande	27
c.	Transposition passe bas - coupe bande	27
II.B.3.3	Valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bas	28
II.B.3.4	Dé normalisation et changement de variables ou de fréquence	29
II.B.3.5	Valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bande	31
II.C	Exemple de synthèse	32
a.	Cahier de charge	32
b.	Détermination du nombre d'ondulation (ordre de filtre)	32
c.	Calcul des éléments constitutifs	32
d.	Matrice ABCD et paramètres S_{11} , S_{21}	33
e.	Exemples	34

Chapitre III :

Rappels sur les techniques de modélisation des discontinuités en guides d'ondes et optimisation à l'aide de l'algorithme génétique.

A) Rappels sur les techniques de modélisation des discontinuités en guides d'ondes.

A) 1. Introduction	43
A) 2. La méthode de raccordement modal	44
A) 3. La matrice de répartition S	45

B) Optimisation à l'aide de l'algorithme génétique

B) -1 Les algorithmes génétiques	47
B) -1-1 Introduction	47
B) -1-2 Formulation du problème d'optimisation	47
B) -2 Etapes d'optimisation	48
B) -2-1 le codage des variables	48
B) -2-2 Décodage des variables	49
B) -2-3 La génération de la population initiale	49
B) -2-4 La sélection	50
B) -2-4-1 L'échantillonnage déterministe	50
B) -2-4-2 Ajustement de la fonction d'adaptation	51
a. La transformation linéaire	51
b. La troncature en sigma	51
c. La transformation en puissance	52
B) -2-5 Le croisement	52
B) -2-6 La mutation	53
B) -3 Le critère d'arrêt	54
B) -4 Organigramme d'un algorithme génétique.....	55

B) -5 Quelques applications de l'AG	56
---	----

Chapitre IV:

synthèse et optimisation des filtres à iris.

I. Introduction	57
II. Formulation du problème	57
II.1. Procédure du programme	57
II.2. Grandeurs et notations	57
II.3. Critère d'arrêt et fonction d'adaptation.....	58
II.4 Paramètres liés à l'algorithme génétique.....	59
III. Résultats numériques et discussion.....	60
A) Filtres à obstacles inductifs	60
A) 1. Le standard WR62.....	61
A) 1. a. Filtre à une cavité	61
A) 1. b. Filtre à deux cavités	63
A) 1. c. Filtre à trois cavités	65
A) 1. d. Filtre à quatre cavités.....	67
A) 1. e. Filtre à cinq cavités	71
A) 2. Le standard WR75.....	75
<u>ETUDE 1</u> : Filtre à quatre cavités	75
<u>ETUDE 2</u> : Filtre à cinq cavités	77
A) 3. Le standard WR15.....	79
A) 4. Le standard WR28.....	81
B) Filtres à iris rectangulaires résonnants centrés.....	83
B) 1. Le standard WR28.....	84
* Filtre à trois cavités.....	84
B) 2. Le standard WR62.....	86
a) Filtre à une cavité	86
b) Filtre à deux cavités.....	88
c) Filtre à trois cavités.....	90

d) Filtre à quatre cavités.....	92
Conclusion générale.....	94
Références bibliographiques.....	95
ANNEXE	98

Introduction générale

Introduction générale

Les guides d'ondes sont des conducteurs creux à l'intérieur desquels se propagent les ondes électromagnétiques par réflexion sur les parois internes. Ils sont utilisés lorsque les puissances à transmettre sont élevées et que les distances à parcourir excèdent quelques décimètres. Dans la pratique les guides d'ondes utilisés ne sont pas toujours uniformes; ceci présente des discontinuités pour les ondes qui s' y propagent.

Ces discontinuités jouent un rôle important dans la technologie micro-onde, étant la base de la conception de nombreux composants et systèmes micro-ondes tel que les adaptateurs, les circuits résonnants, les filtres.. .

Diverses méthodes de modélisation électromagnétique des circuits en micro-ondes ont été mises au point et, ce grâce à l'arrivée sur le marché des moyens de calcul plus puissants et moins onéreux. La tendance actuelle consiste à utiliser les outils de simulation pour réduire les temps et les coûts de fabrication des circuits. Cependant, étant donné que le temps de calcul augmente avec la complexité du circuit, dont la conception fait souvent appel par ailleurs à un processus d'optimisation, l'obtention d'un modèle électromagnétique plus précis permet de gagner non seulement en temps de calcul mais également en précision, éliminant ainsi d'éventuels réglages post-fabrication très coûteux.

La méthode utilisée dans cette thèse est la technique de raccordement modal qui a permis de concevoir avec succès plusieurs types de composants micro-ondes passifs (filtres, transitions, déphaseur, antennes...).

L'objectif de cette thèse est de faire la synthèse et la modélisation d'un filtre en guide d'ondes rectangulaires puis l'optimiser pour avoir les meilleures performances respectant un cahier de charge donné. La technique d'optimisation utilisée est l'algorithme génétique.

Introduction générale

Présentation du plan d'étude:

Ce travail est organisé en quatre chapitres :

Le chapitre I est consacré à la description et l'analyse des différentes technologies utilisées pour les hyperfréquences.

Dans le chapitre II nous faisons la synthèse des filtres en partant d'un cahier de charge donné où nous nous intéressons plus particulièrement aux filtres passe bande du type Tchebychev.

Dans le chapitre III nous rappelons les techniques de modélisation des discontinuités en guides d'ondes puis nous présentons les notions générales sur les algorithmes génétiques avec ses différentes étapes.

Enfin dans le dernier chapitre, sont réunies les différents résultats numériques obtenus pour les différentes structures de filtres analysées.

I.1 Généralités

Un signal utile est toujours accompagné de signaux indésirables, ce qui justifie l'emploi des filtres. Ces derniers se distinguent en général par leur technologie et leur domaine d'utilisation : les filtres très basse fréquences, les filtres audio- fréquences et les filtres hyperfréquences.

Tous les filtres ont en commun des circuits sensibles à une fréquence particulière appelés résonateurs qui sont généralement à constantes localisées.

Aux fréquences moyennes [10^2 - 10^7 Hz], on rencontre surtout des résonateurs inductances – capacités ou piézo-électriques.

Ainsi aux fréquences très élevées [$>10^8$ Hz], les résonateurs sont à constantes réparties : lignes de transmission, guides d'ondes ou cavités.

Les filtres hyperfréquences se présentent comme un assemblage de cellules mis en cascade. Ces dernières sont constituées de tronçons de guides d'ondes ou de lignes de transmission de longueurs définies. Leur but est de transmettre avec le minimum de pertes possibles l'énergie dans un domaine de fréquences déterminé.

I.2 Rappels généraux sur les filtres

I.2.1 Définition

Un réseau de transmission idéal est un réseau pouvant transmettre tout signal qui lui est appliqué à l'entrée.

Le circuit de transmission idéal est caractérisé par sa fonction de transfert ou transmittance.

$$T(p) = \left| \frac{E(p)}{S(p)} \right| = 1 \quad \text{avec : } p = j\omega \quad (I. 1)$$

$E(p)$: Signal d'entrée.

$S(p)$: Signal de sortie.

Souvent dans un réseau, seules certaines composantes de fréquences doivent être transmises. Celui-ci doit laisser passer ces composantes sans déformation et rejeter les composantes indésirables.

Cela n'est possible que si la transmittance $t(j\omega)$ est telle que l'on ait :

$$|t(j\omega)| = 1 \quad \text{Pour les fréquences transmises.}$$

$$|t(j\omega)| = 0 \quad \text{Pour les fréquences indésirables.}$$

En pratique, l'allure de la transmittance d'un filtre réel est donnée en fig. (I.1)

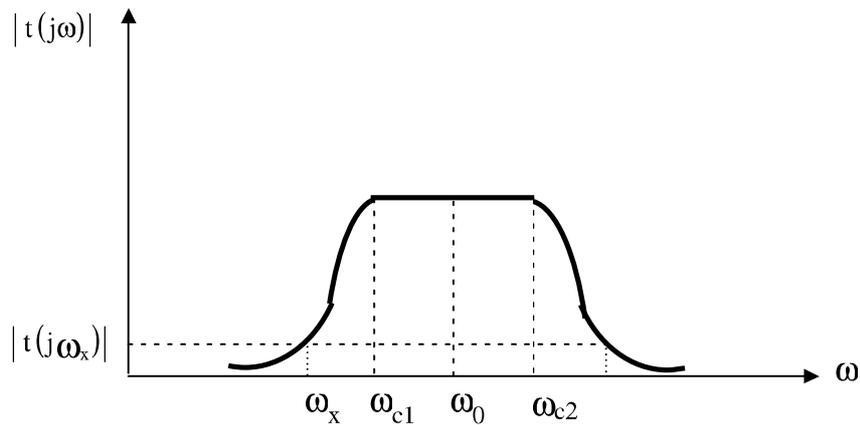


Fig. (I. 1) : Réponse d'un filtre réel en amplitude.

Pour la pulsation ω_x , on définit l'affaiblissement A (dB) par :

$$A \text{ (dB)} = 20 \log \left| \frac{t(j\omega)}{t(j\omega_x)} \right| \quad (\text{I. 2})$$

A (dB) étant un affaiblissement jugé suffisant pour qu'à la fréquence ω_x , $|t(j\omega)|$ soit négligeable.

Selon l'utilisation du filtre et suivant la position de la forme de sa bande passante sur l'axe des fréquences, on distingue quatre types de filtres:

Passé bas "fig. (I.2- a) "

Passé haut "fig. (I.2-b) "

Passé bande "fig. (I.2-c) "

Coupe bande "fig. (I.2-d) "

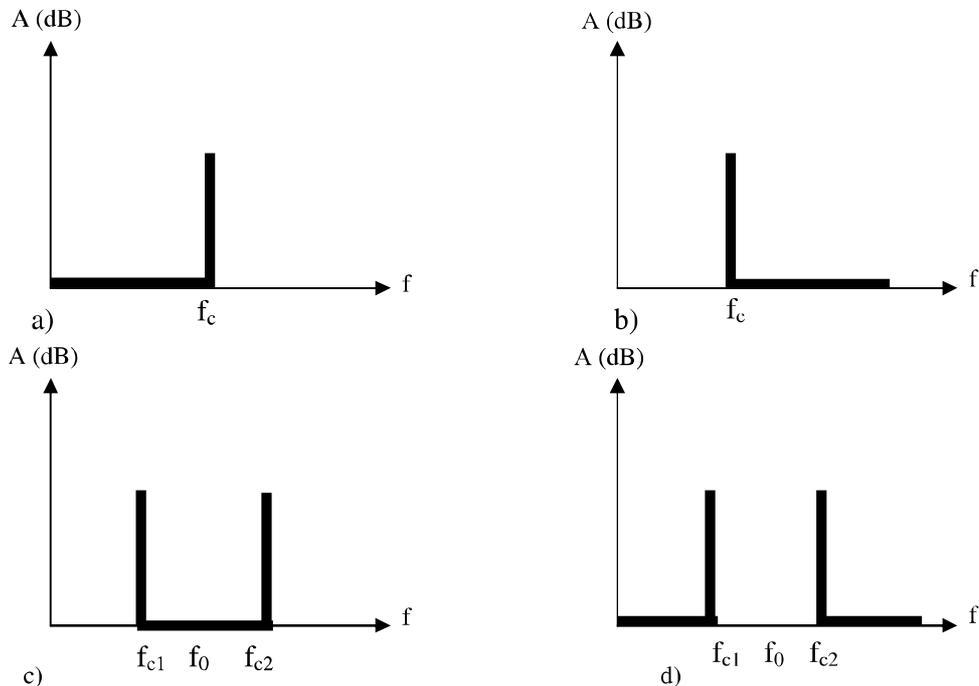


Fig. (I.2) : réponse des différents types de filtres idéaux.

On définit pour chaque type de filtre les fréquences de coupure $f_{c1,2}$ et une fréquence centrale f_0 telle que :

$f_0 = 0$ pour les filtres passe bas.

$f_0 = \infty$ pour les filtres passe haut.

$f_0 = \sqrt{f_{c1} f_{c2}}$ pour les filtres passe bande et coupe bande.

I.2.2 Catégories des filtres

Il existe en général deux grandes catégories des filtres :

- les filtres passifs qui sont constitués par des éléments passifs telles que les selfs, les résistances et les capacités.
- les filtres actifs qui sont constitués par réseaux passifs et d'éléments actifs (amplificateurs opérationnels, transistors,...). Les filtres actifs ne sont pas très stables. En effet, une variation de la valeur d'un élément passif peut entraîner l'oscillation du montage.

Aux basses fréquences l'utilisation des filtres passifs est déconseillée du fait de leur facteur de surtension qui peut mener à un affaiblissement notable de la puissance transmise. En revanche, dans le domaine des hautes fréquences, ils ont un meilleur comportement car ils transportent la puissance avec un affaiblissement négligeable. Ainsi les filtres passifs sont indispensables en hautes fréquences et en particulier en micro-ondes.

I.2.3 Utilisation des filtres électriques

Les filtres électriques remplissent un grand nombre de fonctions parmi lesquelles nous citerons :

- **les filtres de radio-communication** : ils sont utilisés dans les récepteurs de qualité où une bande de fréquence est sélectionnée par un filtre d'entrée, éliminant les signaux de fréquences différentes de celles de la bande choisie.
- **Les filtres de modulation-démodulation** : Dans une transmission, les signaux émis presque toujours sous forme de modulation d'une fréquence porteuse (modulation d'amplitude, de fréquence, de phase...).

Il est alors nécessaire de limiter au maximum le spectre des fréquences émises pour ne pas encombrer le support de transmission.

Ce rôle est rempli par le filtre de modulation. De même à la réception, le filtre de modulation ne retiendra que la bande des fréquences correspondant au signal émis.

- **Les filtres d'analyse spectrale** : l'analyse d'un signal noyé dans un bruit consiste à l'aide de filtres en peigne, qui ne sont autres qu'une suite de filtres ne laissant chacun qu'une bande très étroite de fréquence.
- **Les filtres améliorant signal / bruit** : lorsqu'on connaît la bande de fréquence d'un signal noyé dans du bruit, il est possible d'améliorer la qualité à l'aide d'un filtre qui ne laissera passer que ces fréquences. De même si le bruit possède un spectre de fréquence bien déterminé, on peut améliorer le rapport signal sur bruit en éliminant cette bande indésirable.

Il existe beaucoup d'autres types de fonctions réalisés par les filtres, en particulier dans les radars ou encore en micro-onde.

I. 3 Filtres en guides d’ondes

I.3.1 Guide d’onde et cavités

Un guide d’onde est un tube creux en métal dans lequel se propage une énergie électromagnétique. Tout guide d’onde peut propager théoriquement un nombre infini de types d’ondes électromagnétique différents appelés modes : transverses électriques TE, ou transverses magnétiques TM.

Généralement, les guides d’ondes sont utilisés de telle façon qu’on a un seul mode de propagation. Dans ces conditions, le guide d’onde peut être assimilé à une ligne de transmission avec une constante de propagation γ_c et une impédance caractéristique Z_c

I.3.2 Discontinuités dans les guides d’ondes

Les diverses discontinuités qui apparaissent très fréquemment sont les modifications apportées dans un guide tels que le changement de section droite, le changement de direction de l’axe du guide.

I.3.2.a Iris inductif symétrique

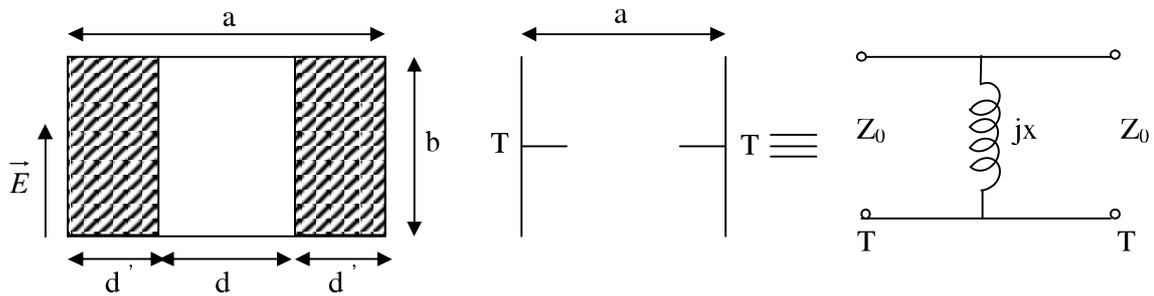


Fig. (I.3) : iris inductif symétrique et son schéma équivalent

Une expression approchée de la réactance réduite de l’iris est donnée par [1] :

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left[1 + \frac{3}{4} \left[\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2}} - 1 \right] \sin^2 \frac{\pi d}{2a} \right]^{-1} \tag{I. 3}$$

Avec les notations de la fig. (I.3).

I.3.2.b Iris capacitif symétrique

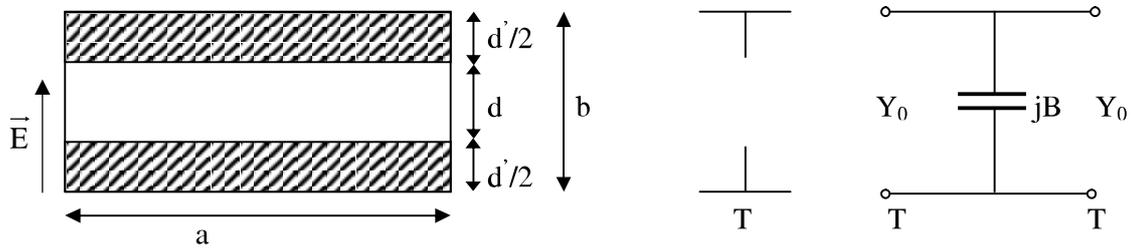


Fig. (I.4) : iris capacitif symétrique et son schéma équivalent

La susceptance réduite de l'iris est donnée par l'expression approchée suivante [1] :

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \left[\ln \left(\csc \frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{Q \cos^4 \left(\frac{\pi d}{2b} \right)}{1 + Q \sin^4 \left(\frac{\pi d}{2b} \right)} \right] \quad (I.4)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{1 - (b / \lambda_g)^2}}$$

Avec les notations de la fig. (I.4).

I.3.2.c Iris résonnant

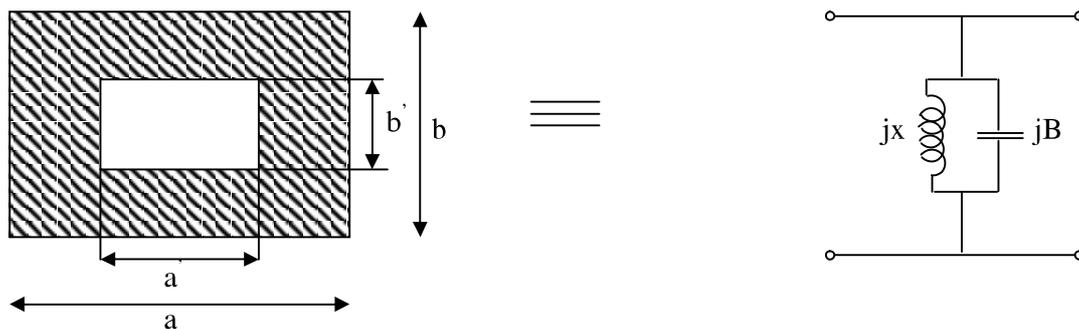


Fig. (I.5) : iris résonnant et son schéma équivalent.

II.A Etude des filtres micro-ondes

II.A.1 Introduction

Il est généralement admis que le domaine des ondes hyperfréquences, encore appelées micro-ondes, correspond à une certaine partie du spectre des ondes électromagnétiques, celle des ondes submétriques jusqu'aux ondes millimétriques, c'est-à-dire allant de la bande de fréquences de 300 MHz à 300 GHz, soit en longueurs d'onde de 1m à 1mm, étendue parfois à la bande de 100 MHz à 1 THz, soit de 3 m à 0.3mm.

Mais on peut établir une autre ligne de partage avec les autres domaines de l'électronique en considérant que les conceptions et modélisations de circuits relèvent du domaine des hyperfréquences lorsque les phénomènes de propagation et de rayonnement sont pris explicitement en compte, ce qui n'est en général pas le cas dans les autres domaines de l'électronique. Il n'y a donc pas en fait de frontière fixe entre ces domaines, l'importance de ces deux phénomènes de propagation et de rayonnement par rapport au fonctionnement du dispositif ou du système en étude servant en pratique de critère pour se placer dans le domaine des hyperfréquences ou non.

Aux fréquences plus basses, les outils d'analyse et de conception applicables au rayonnement et à la propagation sont analogues à ceux du domaine des hyperfréquences mais s'en distinguent souvent par des spécialisations d'applications, aux fréquences plus élevées, qui ressortent du domaine des infrarouges puis des ondes visibles, les outils de l'optique sont souvent bien adaptés.

II.A.2 Généralités

Les ondes électromagnétiques peuvent être émises dans l'espace libre au moyen par exemple d'une antenne. On parle alors de propagation libre des ondes, procédé qui est largement utilisé pour les systèmes radiotéléphone, les radars ou communications hertziennes. Cependant, il existe de nombreuses situations pour lesquelles il est nécessaire de transmettre cette énergie électromagnétique dans des structures appelées de façon tout à fait générale « guide ». Comme son nom l'indique, il va transmettre l'onde électromagnétique par propagation guidée par un mécanisme de réflexions successives sur les parois ou/et interfaces. A basse fréquence, on parle plus couramment de fils ou câbles qui transmettent des signaux

électriques. Cela est une vision simplificatrice qui permet un calcul simple par la théorie des lignes. Cependant, en toute rigueur le phénomène dynamique est toujours fondamentalement le guidage d'une onde électromagnétique.

Le guide constitue donc la structure reliant le générateur ou son équivalent (qui injecte la puissance) et la charge qui termine le guide. Ce dernier peut être l'entrée d'un amplificateur, mélangeur, filtre ou une antenne. Il est donc l'élément clé dans l'interconnexion de dispositifs. La connaissance de son impédance permet l'adaptation des éléments qui y sont connectés.

II.A.3 Définition du filtrage micro-ondes

Le filtrage est l'action servant à éliminer une fréquence ou une bande de fréquences, ou inversement, à favoriser une fréquence ou une bande de fréquences. Autrement dit, c'est l'action de modifier les composantes spectrales d'un signal électrique.

On distingue quatre familles de filtres, selon qu'ils favorisent ou défavorisent les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences :

- Les filtres passe-bas qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence f_c , appelée fréquence de coupure.
- Les filtres passe-haut qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure f_c .
- Les filtres passe-bande qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites f_1 et f_2 .
- Les filtres coupe-bande ou réjecteurs de bande qui sont des filtres duaux des filtres passe-bande.

Les filtres sont parmi les composants les plus utilisés dans les systèmes de télécommunication où ils trouvent leur application principalement dans le multiplexage fréquentiel des signaux.

Le problème de la conception des filtres aux hyperfréquences est compliqué, car les éléments que l'on utilise sont à paramètres distribués, il n'existe pas de procédures de synthèse totalement générales. En fait le comportement fréquentielle des éléments de circuits

micro-ondes (ligne de transmission, cavités) est complexe, ce qui rend impossible le développement d'une procédure de synthèse générale et complète.

Cependant, en dépit de ces complications additionnelles dues aux hyperfréquences, de nombreuses techniques ont été développées, permettant de concevoir des filtres micro-ondes. Le cas des filtres à bande étroite est exemplaire car beaucoup d'éléments micro-ondes ont dans une bande de fréquence étroite, des caractéristiques fréquentielles qui ressemblent à celles des réactances idéales inductive ou capacitive.

Les filtres hyperfréquences peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou dispositifs passifs, comme cela est le cas dans les multiplexeurs ou les duplexeurs souvent employés en télécommunications. Les filtres hyperfréquences sont aussi utilisés dans les circuits actifs tel qu'amplificateurs, oscillateurs, mélangeurs, etc.

Les cavités électromagnétiques, ou résonateurs micro-ondes, sont utilisés dans de très nombreuses applications parmi lesquelles on peut citer les filtres, les oscillateurs, les fréquencesmètres, les amplificateurs accordés et les capteurs micro-ondes. Le fonctionnement des résonateurs micro-ondes et à bien des égards, semblable au fonctionnement des circuits accordés à éléments localisés.

II.A.4 Notions sur les filtres

II.A.4.1 introduction

Contrairement à l'analyse qui n'est autre que l'examen des propriétés d'un réseau donné, la synthèse consiste à trouver un réseau répondant à des conditions fixées à l'avance.

Dans le cas des filtres, les principes de base de la synthèse sont :

- La transformation de fréquence.
- Les approximations, à l'aide de fonctions mathématiques.

La synthèse de n'importe quel filtre se réduit à celle d'un filtre passe bas dit « prototype », car il a tous les zéros de transmission à l'infini (atténuation importante au delà de la fréquence de coupure).

Les autres types de filtres sont alors déduits à partir du prototype par la transformation de fréquence.

La fonction de transfert pour un filtre passe bas sera de la forme :

$$\left| t(p) \right| = \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + \dots + a_n p^n} \quad (\text{II-1})$$

Où les 'a_i' sont des constantes et 'p' l'opérateur de Heaviside (p = jω)

La fonction de transfert représente le rapport : signal de sortie sur celui de l'entrée.

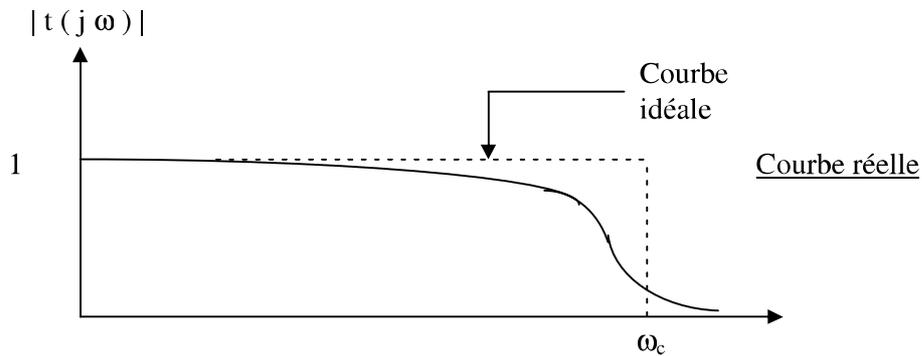


Fig. (II.1) Réponse d'un filtre passe bas.

II.A.4.2 Filtre idéal et filtre réel

La réalisation d'un filtre nécessite la connaissance du spectre des fréquences composant le signal utile. Un filtre idéal transmettrait toutes les composantes du spectre sans déformation en éliminant complètement les signaux indésirables.

Nous définissons principalement quatre types de filtres idéaux ayant les courbes de réponses représentées en Fig. (II.3).

En pratique, nous ne pouvons pas réaliser des filtres répondants aux courbes idéaux (Fig. (II.3)) à l'aide d'un nombre infini de composants des réseaux. Mais il est possible de les approcher en admettant trois imperfections :

- L'atténuation en bande passante n'est pas nulle.
- L'atténuation en bande coupée présente une valeur finie.
- La transition entre les bandes passantes et coupées ne se fait pas brusquement, mais d'une manière progressive.

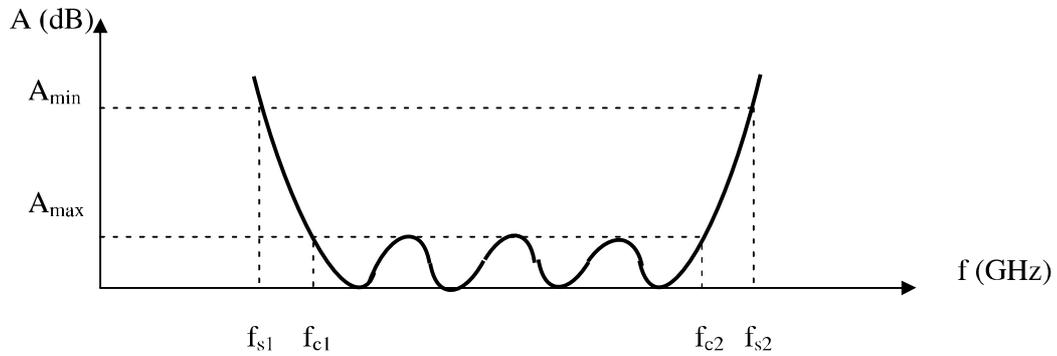


Fig. (II.2) Réponse d'un filtre passe bande réel.

II.A.4.3 Gabarit d'un filtre réel

Plus un filtre se rapproche du filtre idéal, plus les bandes de transition deviennent raides (A_{max} faible, A_{min} élevée) et plus il nécessite de composants.

Donc la réalisation d'un filtre consiste à rechercher un compromis performances-nombre de composants. Pour parvenir à ce but on définit un gabarit à l'intérieur duquel, la courbe d'affaiblissement doit se situer.

Les gabarits des différents types de filtres ont l'allure représentée en Fig. (II.3).

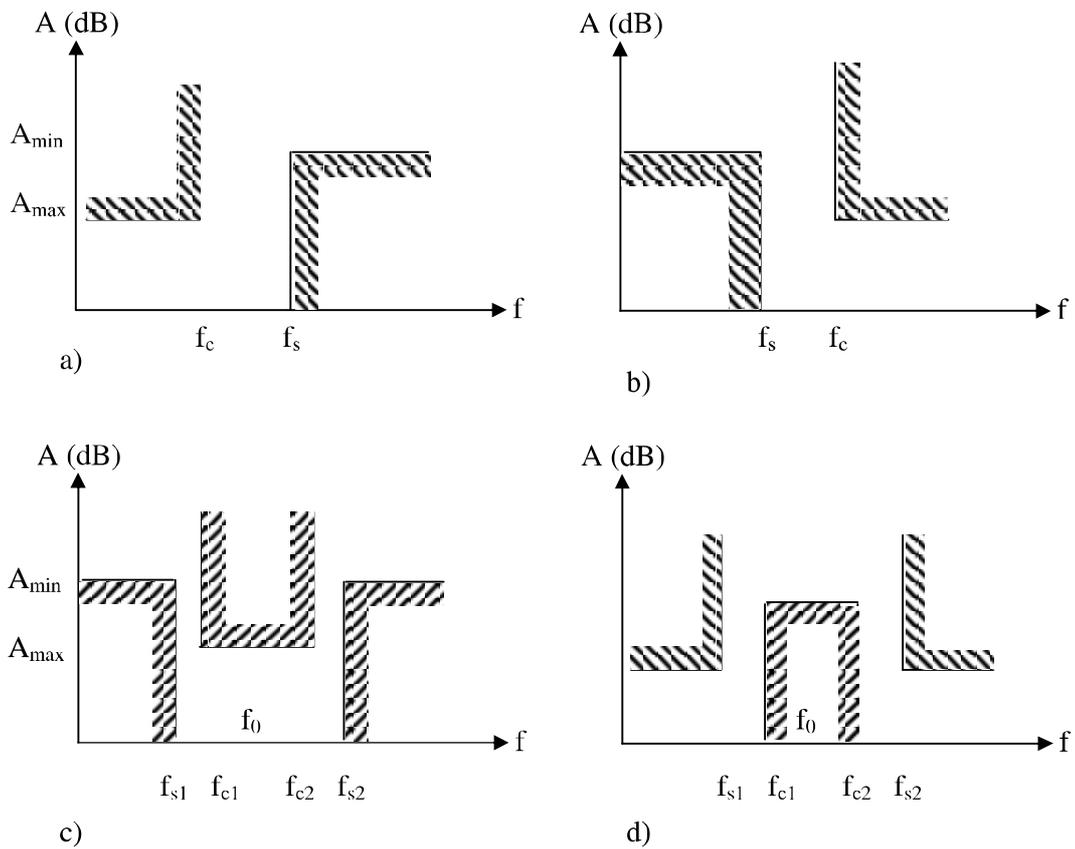


Fig. (II.3) : gabarits des filtres :

- a) passe bas.
- b) passe haut.
- c) passe bande.
- d) coupe bande.

II.A.4.4 Grandeurs caractéristiques du gabarit d'un filtre

Un gabarit de filtre passe-bas (passe- haut) est entièrement défini par la connaissance des grandeurs : A_{\max} , A_{\min} , f_s , f_c .

Pour les filtres passe-bande (coupe –bande), il existe quatre fréquences frontières : f_{s1} , f_{s2} , f_{c1} , f_{c2} et deux atténuations A_{\max} , A_{\min} . Du fait de leur symétrie par rapport à la fréquence centrale, ces filtres vérifient la relation :

$$F_{c1} \cdot F_{c2} = F_{s1} \cdot F_{s2} = F_0^2 \quad (\text{II-2})$$

F_0 : étant la fréquence centrale du filtre.

II.A.5 Fonctions de filtrage recherchées

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle de ce filtre. La loi mathématique qui la représente est appelée fonction de filtrage. On utilise deux lois principales [4].

a) la loi de Butterworth

Elle correspond à une courbe de réponse «à plat maximal » (Fig. II.4) et à la fonction :

$$A \text{ (dB)} = 10 \log \left| 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right| \quad (\text{II. 3})$$

Toutes les courbes répondant à cette loi passent par le point défini par $(\omega/\omega_c) = 1$ et $A=3\text{db}$.

Au-delà de ce point, leur pente est d'autant plus grande que n est plus élevé.

b) la loi Tchebychev

Elle correspond à une courbe de réponse (Fig. II.5)) qui présente des ondulations d'amplitude A_m jusqu'à $\omega/\omega_c = 1$ et à la fonction :

$$\begin{cases} A_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \left| 1 + \left(10^{A_m/10} - 1 \right) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right| & \text{pour } \omega \leq \omega_c \\ A_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \left| 1 + \left(10^{A_m/10} - 1 \right) \cos^2 \left(n \text{ch}^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right| & \text{pour } \omega \geq \omega_c \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

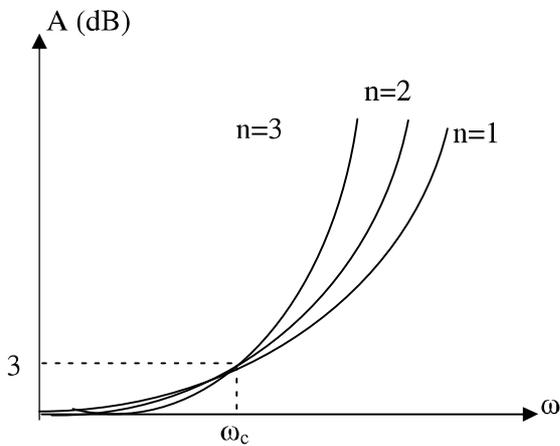


Fig. II.4 filtre passe-bas de type Butherworth

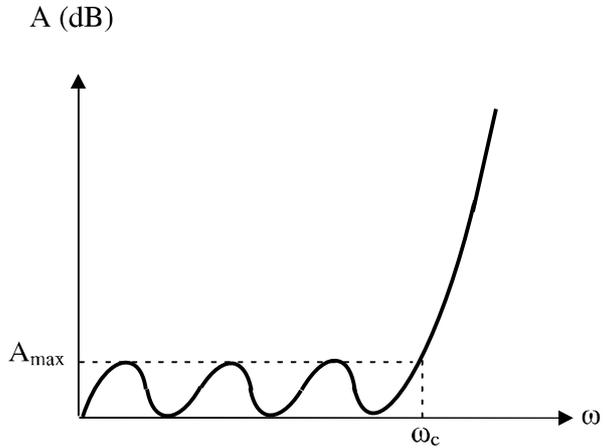


Fig. II.5 filtre passe-bas de type Tchebychev

Chacune de ces lois présente avantage et inconvénient. A ` n égal la première permet d'obtenir les niveaux les plus faibles pour $\omega < \omega_c$, tandis que la seconde offre les pentes de réjection les plus importantes pour $\omega > \omega_c$.

Le choix de n correspondant au nombre d'éléments du filtre est conditionné par la pente de réjection que l'on veut obtenir en dehors de la bande passante du filtre. Pour chacune de deux lois, des courbes permettent de trouver la valeur de n convenable [4].

Remarque : la loi de Tchebychev est souvent employée car elle permet de limiter le nombre de cellules nécessaires et d'avoir les meilleures pentes de réjection.

c) Calcul des paramètres g_k

Cas des filtres de Butherworth :

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad k=1,2,\dots,n \quad (II.5)$$

Cas des filtres de Tchebychev :

$$g_k \begin{cases} \frac{2 a_k}{\gamma} & \text{pour } k=1 \\ \frac{4 a_{k-1} a_k}{b_{k-1} g_{k-1}} & \text{pour } k=2, 3, \dots, n \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

Avec :

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad k=1, 2, \dots, n \quad (\text{II. 7})$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right)$$

$$\gamma = \text{sh} \left[\frac{\ln [\text{cog} (A_{\max} / 1,737)]}{2n} \right] \quad (\text{II. 8})$$

Où ' n ' est l'ordre du filtre.

Les paramètres g_k existent dans des tables en fonction du nombre de cellules et du niveau A_{\max} de l'ondulation dans le filtre prototype [5].

II.B Synthèse des filtres micro-ondes

II.B.1 Introduction

L'étude dans cette thèse est faite pour deux structures des filtres à N pôles en guides d'ondes rectangulaires. Les iris inter cavités sont, soit des obstacles inductifs, soit des iris rectangulaires centrés. De tels filtres sont parfois utilisés dans l'industrie civile. Les structures sont également couramment utilisées dans les satellites de communication. Leur conception nécessite une grande précision et doit donc être basée sur une modélisation rigoureuse.

II.B.2 Filtres à cavités résonantes à couplage direct

Le schéma de principe d'un filtre à cavités résonantes à couplage direct est montré sur la figure (Fig. II.6) et son circuit électrique équivalent sur la figure (Fig. II.7). Ces filtres sont constitués de résonateurs de type série, séparés par des iris inductifs ou capacitifs fonctionnant en inverseurs d'impédance [2]. Les résonateurs utilisés sont en général des résonateurs demi onde, c'est à dire que leurs longueurs électriques θ_i sont égales à π .

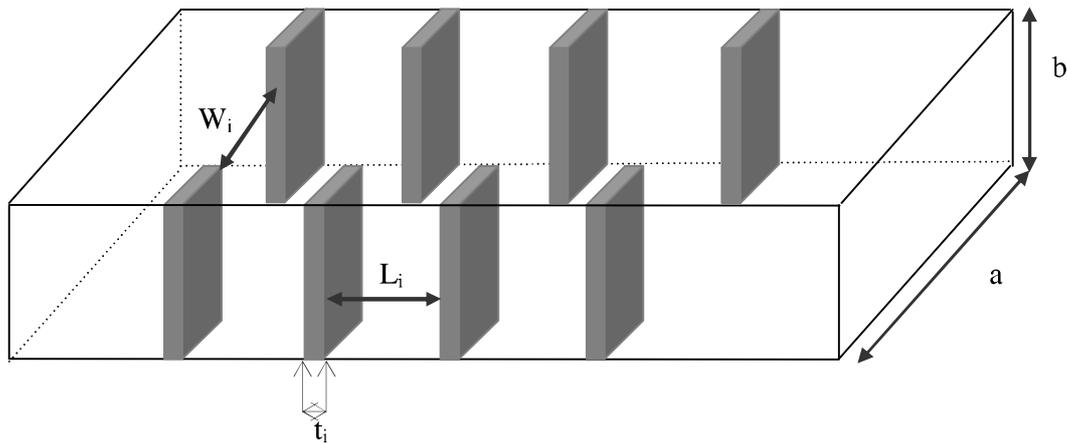
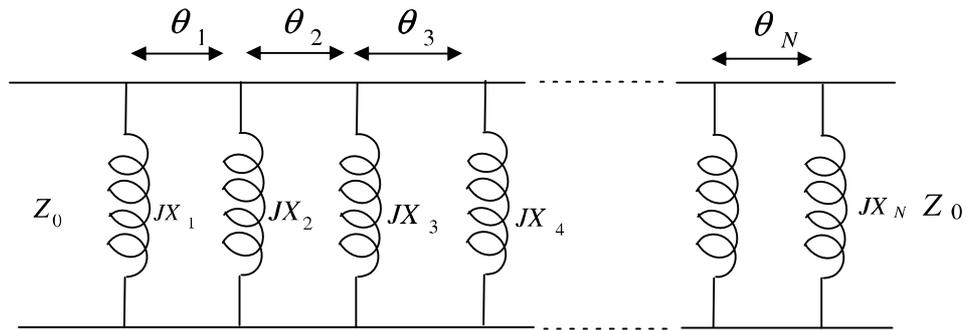
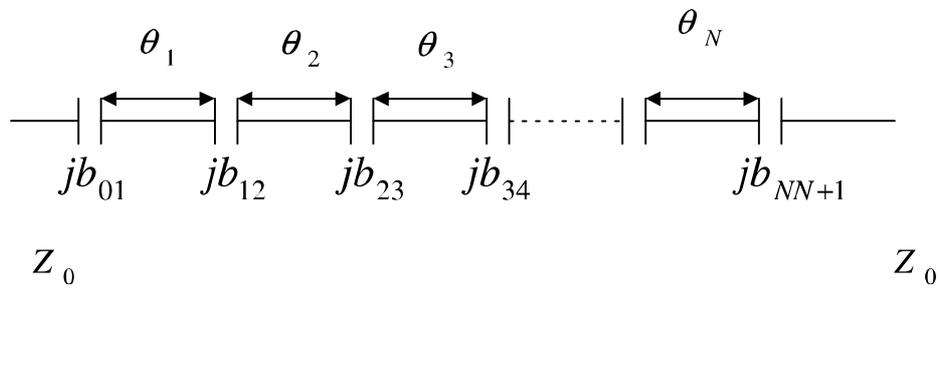


Fig. II.6 Filtre à iris inductifs à 3 résonateurs.



(a)



(b)

Fig. II.7 : Schéma équivalent d'un filtre à cavités résonantes à couplage direct :

- (a) couplage inductif.
- (b) couplage capacitif.

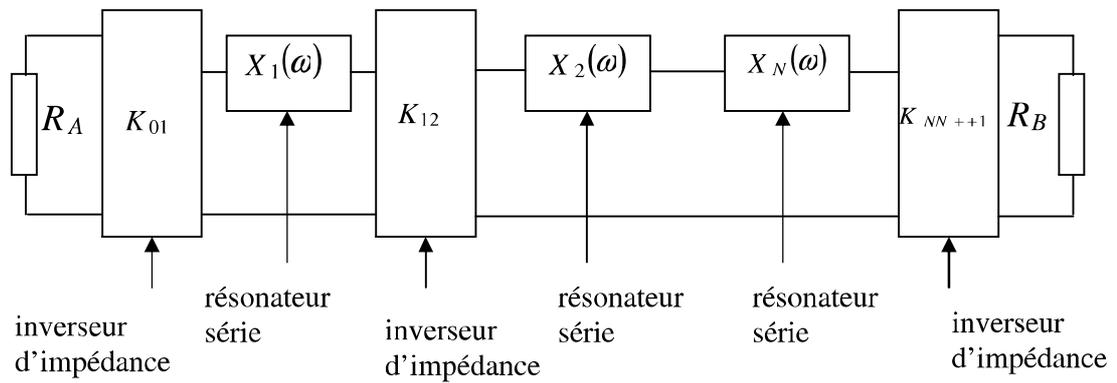
La première étude importante sur ces filtres a été menée par Young [8]. Son modèle basé sur l'utilisation d'un prototype en transformateurs quart d'onde a permis d'atteindre des bandes passantes relatives allant jusqu'à 85%. Cependant les résultats de ce modèle à la fréquence centrale du filtre diffèrent de ceux du prototype obtenu à partir des éléments réactifs des discontinuités du filtre, d'où un ajustement des distances entre éléments réactifs pour réaliser la synchronisation.

En 1967 R.Levy [9] propose un modèle de synthèse utilisant les transformateurs quart d'onde ou les prototypes passe-bas à éléments distribués. Dans ce modèle, la dépendance fréquentielle des inverseurs est calculée pour assurer l'équivalence entre les réactances du filtre et du prototype. Les paramètres caractéristiques du filtre tels que le nombre de résonateurs, la largeur relative de la bande passante et le taux d'onde stationnaire sont déduits d'une seule formule. Les valeurs des réactances du filtre sont déterminées de la même manière que dans le modèle de Young.

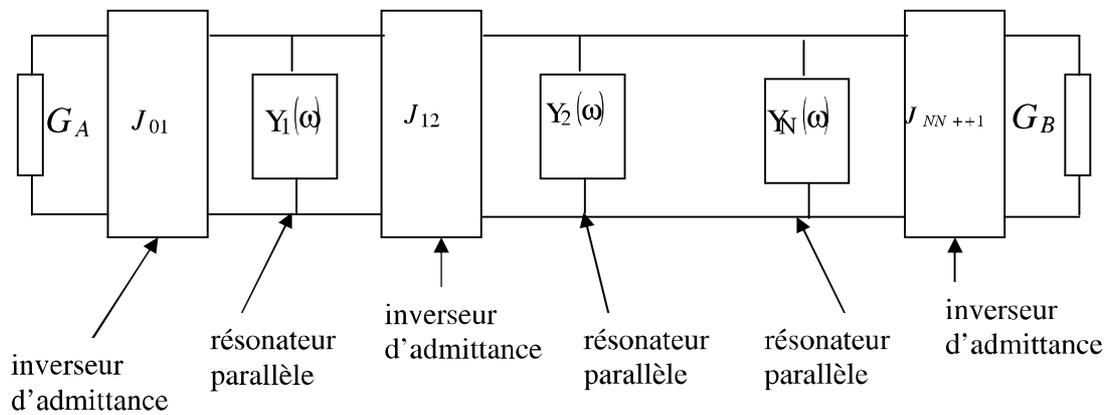
II.B.2.1 Rappels des notions de synthèse des filtres à éléments distribués

Les filtres micro-ondes sont réalisés avec des résonateurs en éléments distribués reliés entre eux par des inverseurs d'impédances ou d'admittances. La figure (Fig. II.8) montre le schéma de principe d'un filtre passe-bande d'un tel type.

Connaissant les valeurs des éléments g_i du prototype normalisé passe-bas, le processus de synthèse consiste à déterminer les valeurs des paramètres de couplage $K_{i,i+1}$ entre résonateurs et, les longueurs des résonateurs à partir des longueurs électriques $\Phi_{i,i+1}$ correspondant aux longueurs de ligne qui peuvent être ajoutées ou soustraites aux longueurs des résonateurs qui sont en général des lignes demi onde ou quart d'onde.



a /



b /

Fig. II.8 : Filtres avec inverseurs : a/ d'impédance b/ d'admittance.

Pour des bandes passantes relatives ne dépassant pas 20% dans le cas des résonateurs demi onde et de l'ordre de 40% pour les résonateurs quart d'onde, une bonne précision peut être obtenue avec des approximations données dans la référence [2].

II.B.2.2 Réalisation pratique des inverseurs

Une ligne de transmission quart d'onde sans pertes se comporte comme un inverseur d'impédance ou d'admittance. En effet, la matrice de chaîne d'un tronçon de ligne sans pertes d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur électrique θ s'écrit [7] :

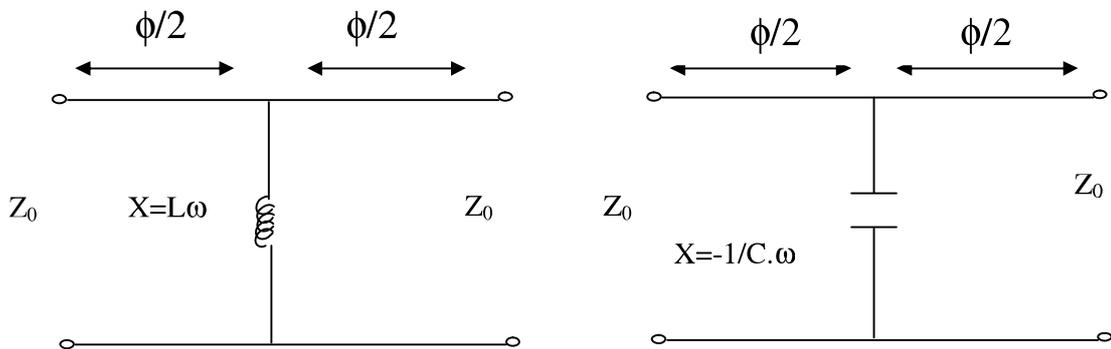
$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & jz_0 \sin(\theta) \\ j\sin(\theta)/z_0 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Pour une ligne quart d'onde : $\theta = \pi / 2$, la matrice [ABCD] devient alors :

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} 0 & jz_0 \\ j/z_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Rappelons qu'en raison de la variation de θ en fonction de la fréquence, les lignes quart d'onde sont des inverseurs à bande étroite.

Comparés aux inverseurs quart d'onde, les inverseurs en réseaux hydrides sont des circuits large bande. Sur les figures (Fig. II.9) et (Fig. II.10) sont représentés leur schéma de principe et les relations d'équivalence avec les inverseurs K et J.



$$K = Z_0 \cdot \tan \left| \frac{\phi}{2} \right|$$

$$\phi = -A \tan (2.X / Z_0)$$

$$\left| \frac{X}{Z_0} \right| = \frac{\frac{K}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K}{Z_0}\right)^2} = \frac{K}{1 - K^2}$$

Fig. II.9 : Inverseurs d'impédance large bande.

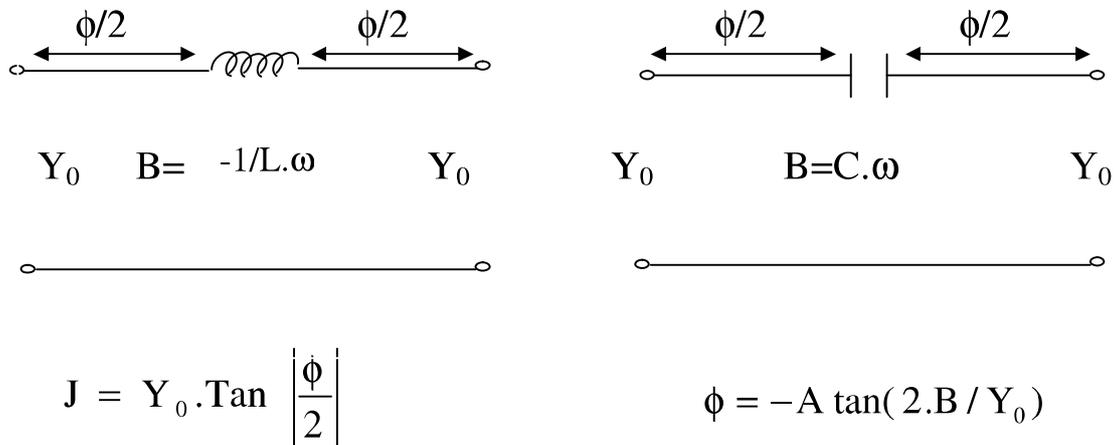


Fig. II.10 : Inverseurs d'admittance large bande.

II.B.2.3 Processus de synthèse d'un filtre de Tchebychev avec les formules de L . Young

Ce processus est basé sur la théorie de L.Young ayant les étapes suivantes :

- Définition d'un cahier de charge :
 - F_0 : fréquence centrale.
 - F_{c1}, F_{c2} : fréquences de coupure.
 - F_{s1}, F_{s2} : fréquences de la bande d'atténuation.
 - A_{max} : atténuation maximale.
 - A_{min} : atténuation minimale.

- Détermination du nombre d'ondulation (ordre de filtre):

Le nombre d'ondulation est le nombre de cellules, ce nombre est donné par une approximation de Tchebychev [4] :

$$N \geq \frac{\log_{10}(10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1) - \log_{10}(10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1) + 0.6}{0.6 + 2 * \log\left(\frac{F_{c2} - F_{c1}}{F_{s2} - F_{s1}}\right)} \quad (\text{II.11})$$

- Calcul des paramètres g_k

La procédure est donnée par les formules : (II.6), (II.7), (II.8).

- On définit la bande passante relative par :

$$B_p = \frac{F_{c2} - F_{c1}}{F_0} \quad (\text{II.12})$$

- On calcule les réactances réduites μ_i :

Suivant le schéma (II.7.a) $\mu_i = \frac{X_i}{Z_0}$ (II.13)

Et

$$\mu_i = \sqrt{V_i} - \frac{1}{\sqrt{V_i}} ; \quad \text{pour } 1 \leq i \leq N+1 \quad (\text{II.14})$$

Où V_i sont données par [8],[9] :

$$V(1) = V(N+1) = \frac{2 \cdot g(1)}{\pi \cdot B_p}$$

$$V_i = \frac{4 \cdot g(i-1) \cdot g(i)}{\pi^2 \cdot B_p^2} ; \quad \text{pour } 2 \leq i \leq N \quad (\text{II.15})$$

Et les longueurs électriques θ_i par [8], [9]:

$$\theta_i = \pi - \frac{1}{2} \cdot \left(a \tan \left(\frac{2}{\mu_i} \right) + a \tan \left(\frac{2}{\mu_{i+1}} \right) \right) \quad ; \text{ pour } \quad 1 \leq i \leq N \quad (\text{II.16})$$

Les longueurs des résonateurs (sections de guide) demi onde ou quart d'onde sont déduites à partir de

la relation suivante [8],[9] :

$$L_{Ri} = \frac{\lambda_{g0}}{2 \cdot \pi} [\theta_i] \quad (\text{II.17})$$

La détermination des épaisseurs des iris inductifs W_i (Fig. (II.6)) est obtenue par le calcul de

La réactance réduite μ_i , qui va être remplacée dans la formule approximative (I.3) donnée dans le chapitre précédent :

$$\mu_i = \frac{X_i}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_{g0}} \tan^2 \frac{\Pi \cdot W_i}{2 \cdot a} \quad (\text{II.18})$$

II.B.3 Filtre prototype passe bas

La réalisation de n'importe quel filtre se ramène à celle du filtre passe bas appelé « prototype ». Pour faciliter la synthèse, on fait intervenir deux simplifications :

- La normalisation des unités de fréquences et d'impédances.
- La transposition de fréquence.

II.B.3.1 Normalisation des unités

a. normalisation de l'unité de fréquence

La fréquence normalisée est :

$$f = \frac{F}{F_U}$$

Pour les filtre passe bas et passe haut, F_u sera la dernière fréquence passante : $F_u = F_c$

Fig. (II.3) et pour les filtres passe bande ou coupe bande, la fréquence centrale est telle que :

$$F_U = F_0 = \sqrt{F_{c1} F_{c2}} \quad (\text{II } 19)$$

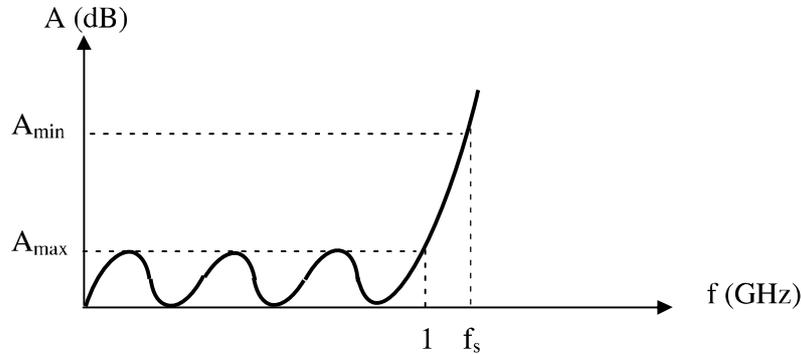


Fig. (II.11): réponse d'un filtre passe bas exprimée en fonction de la fréquence normalisée.

b. normalisation de l'unité d'impédance

Nous prenons comme unité d'impédance une valeur particulière R_0 .

La normalisation se fait en général par rapport à l'impédance de charge R_L .

II.B.3.2 La transposition de fréquence

La transposition de fréquence est une transposition permettant d'étudier n'importe quel filtre à partir du prototype.

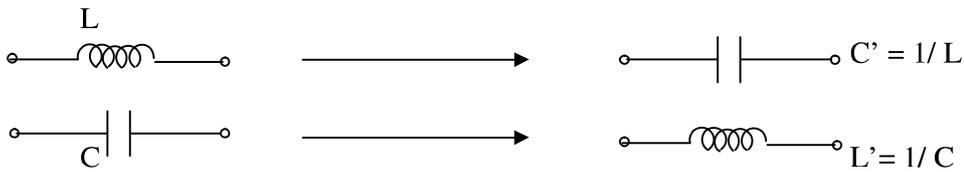
Ces transpositions s'appliquent à la fois aux gabarits, aux fonctions de transfert et à l'élément constitutif du filtre.

Si le filtre « prototype » considéré est constitué d'éléments passifs, nous obtiendrons les filtres transposés en appliquant la transformation aux éléments dépendants de la fréquence.

La normalisation des grandeurs se fait par rapport à l'impédance de charge R_L , supposée identique pour le filtre et par rapport à la pulsation de coupure ω_c pour le passe haut et (ω_{c1} , ω_{c2}) pour le passe bande et le coupe bande.

a. Transposition passe bas - passe haut

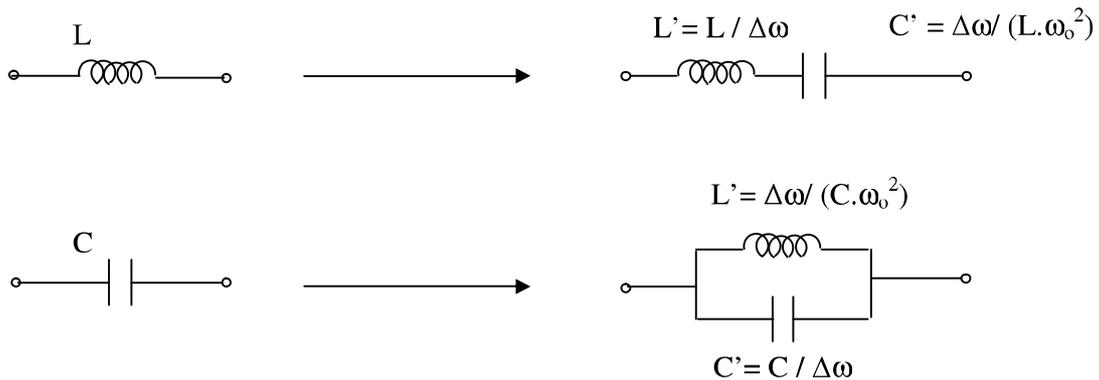
Elle transforme les inductances en capacités et vice-versa.



b. Transposition passe bas - passe bande

Le filtre souhaité n'a qu'une bande passante et il est défini par deux fréquences de coupures : ω_{c1} et ω_{c2} .

A chaque fréquence du « prototype » correspond deux fréquences du passe bande :



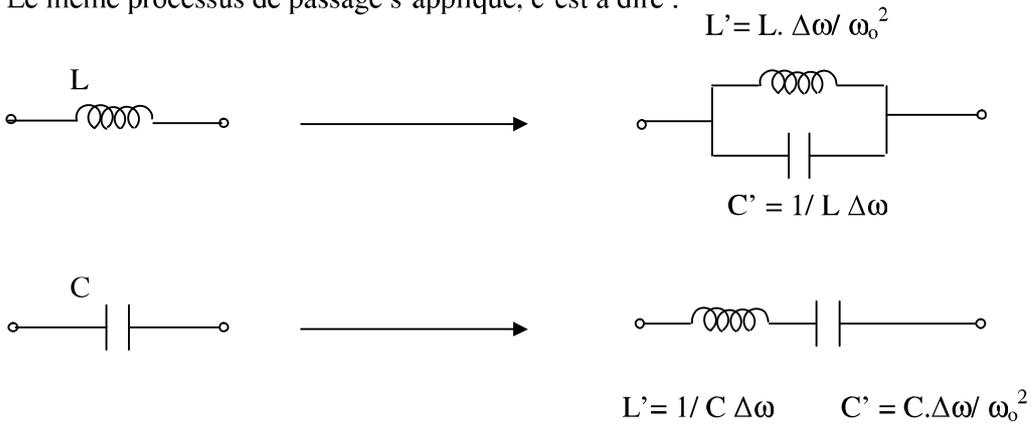
La transposition passe bas – passe bande transforme une inductance en un circuit résonnant et une capacité en un circuit résonnant parallèle.

Où : $\Delta\omega = \omega_{c2} - \omega_{c1}$
 et $\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \cdot \omega_{c2}}$ (II.20)

c. Transposition passe bas - coupe bande

Cette transposition est analogue à la précédente. Le filtre souhaité a une bande infinie à l'exception d'une bande limitée par deux fréquences de coupures ω_{c1} et ω_{c2} .

Le même processus de passage s'applique, c'est à dire :



A l'inverse de la précédente, cette transposition transforme une inductance en un circuit résonnant parallèle et une capacité en un circuit résonnant série.

II.B.3.3 Valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bas

La structure du filtre passe bas est donnée par la fig. (II.12), [4] :

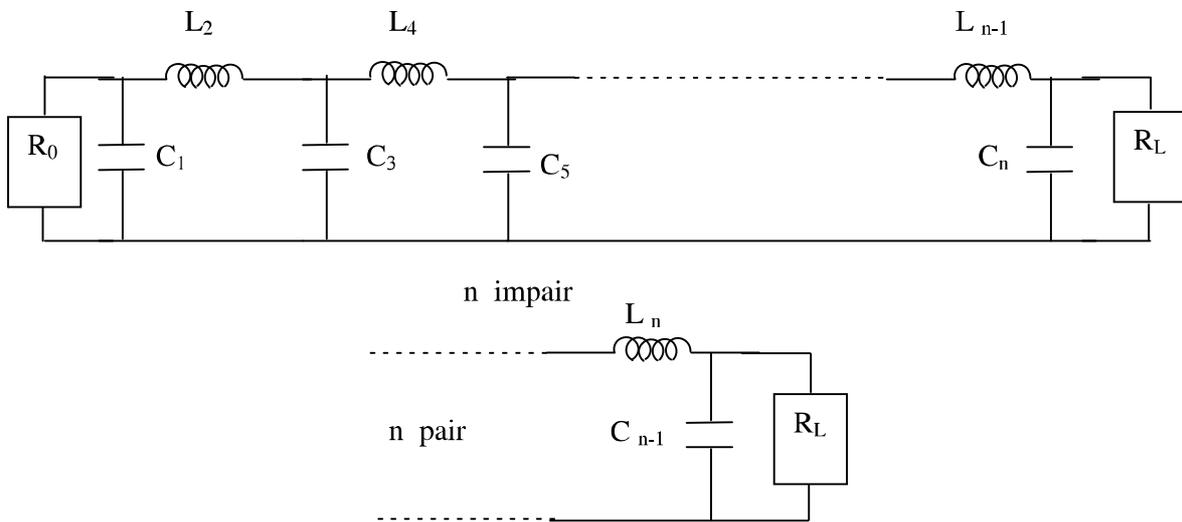


Fig. (II.12) : filtre prototype passe bas.

En général, R_0 est une donnée du problème puisque c'est l'impédance caractéristique de la ligne sur laquelle est insérée le filtre et on aura intérêt à se placer dans le cas où R_0 égale à R_L ; cela simplifie le calcul et permet d'avoir les mêmes impédances en entrée et en sortie.

Les selfs L_k et les capacités C_k du prototype passe bas s'expriment en fonction de R_0 , ω_c et du paramètre g_k :

$$L_k = \frac{R_0}{\omega_c} g_k \quad \text{et} \quad C_k = \frac{1}{R_0 \omega_c} g_k$$

II.B.3.4 Dé normalisation et changement de variables ou de fréquence

A partir de la synthèse du filtre passe bas normalisé, caractérisé par les valeurs de selfs L_n et des capacités C_n , on peut obtenir la synthèse de n'importe quel filtre pour une fréquence centrale ω_0 quelconque, une bande de fréquence de référence $(\omega_{c2} - \omega_{c1})$ quelconque, et adapté à une charge R_L .

On peut donc tracer le tableau (II. 1) des schémas de transformation permettant la synthèse des filtres dont les courbes d'amplitudes et de temps de transition sont déduites des courbes de même nature des filtres passe bas normalisées par les changement de variables.

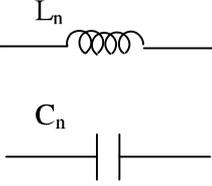
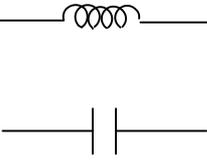
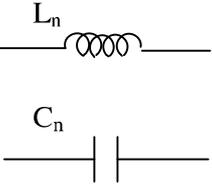
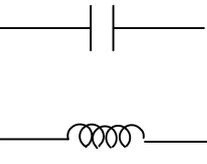
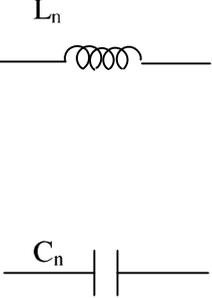
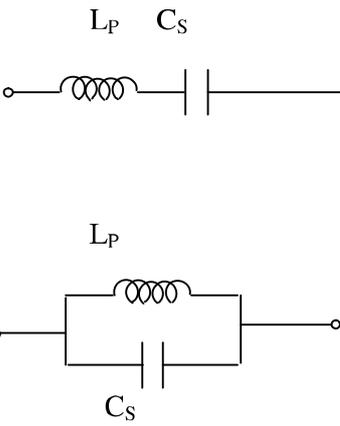
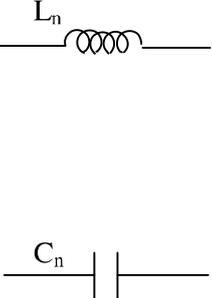
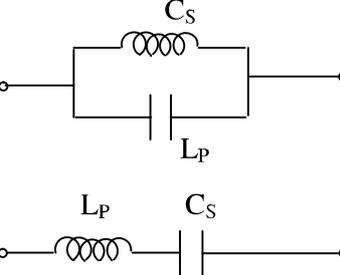
Elément de synthèse d'un filtre passe bas normalisé	Eléments équivalents d'un filtre quelconque ayant une même fonction de base	
	 $L = L_n \frac{R_L}{\omega_c}$ $C = C_n \frac{1}{R_L \omega_c}$	<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content;"> Passe bas R_L et ω_c </div>
	 $C = \frac{1}{L_n R_L \omega_c}$ $L = \frac{R_L}{C_n \omega_c}$	<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content;"> Passe haut R_L et ω_c </div>
	 $\begin{cases} L_P = L_n \frac{R_L}{2 \Delta \omega} \\ L_P C_S \omega_0^2 = 1 \end{cases}$ $\begin{cases} C_S = C_n \frac{1}{2 \Delta \omega R_L} \\ L_P C_S \omega_0^2 = 1 \end{cases}$	<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content;"> Passe bande R_L, ω_0 et $\Delta \omega$ $\Delta \omega = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{2}$ </div>
	 $\begin{cases} C_S = \frac{1}{2 L_n \Delta \omega R_L} \\ L_P C_S \omega_0^2 = 1 \end{cases}$ $\begin{cases} C_S = \frac{1}{2 C_n \Delta \omega} \\ L_P C_S \omega_0^2 = 1 \end{cases}$	<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content;"> Coupe bande R_L, ω_0 et $\Delta \omega$ </div>

Tableau (II.1) : dénormalisation et changement de variables.

II.B.3.5 Valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bande

Le filtre passe – bande à constantes localisées correspondant à la fig. (II.13) est déterminé à partir des relations résumées dans le tableau (II.1) permettant la transposition du prototype passe – bas au passe – bande et le schéma sera [4] :

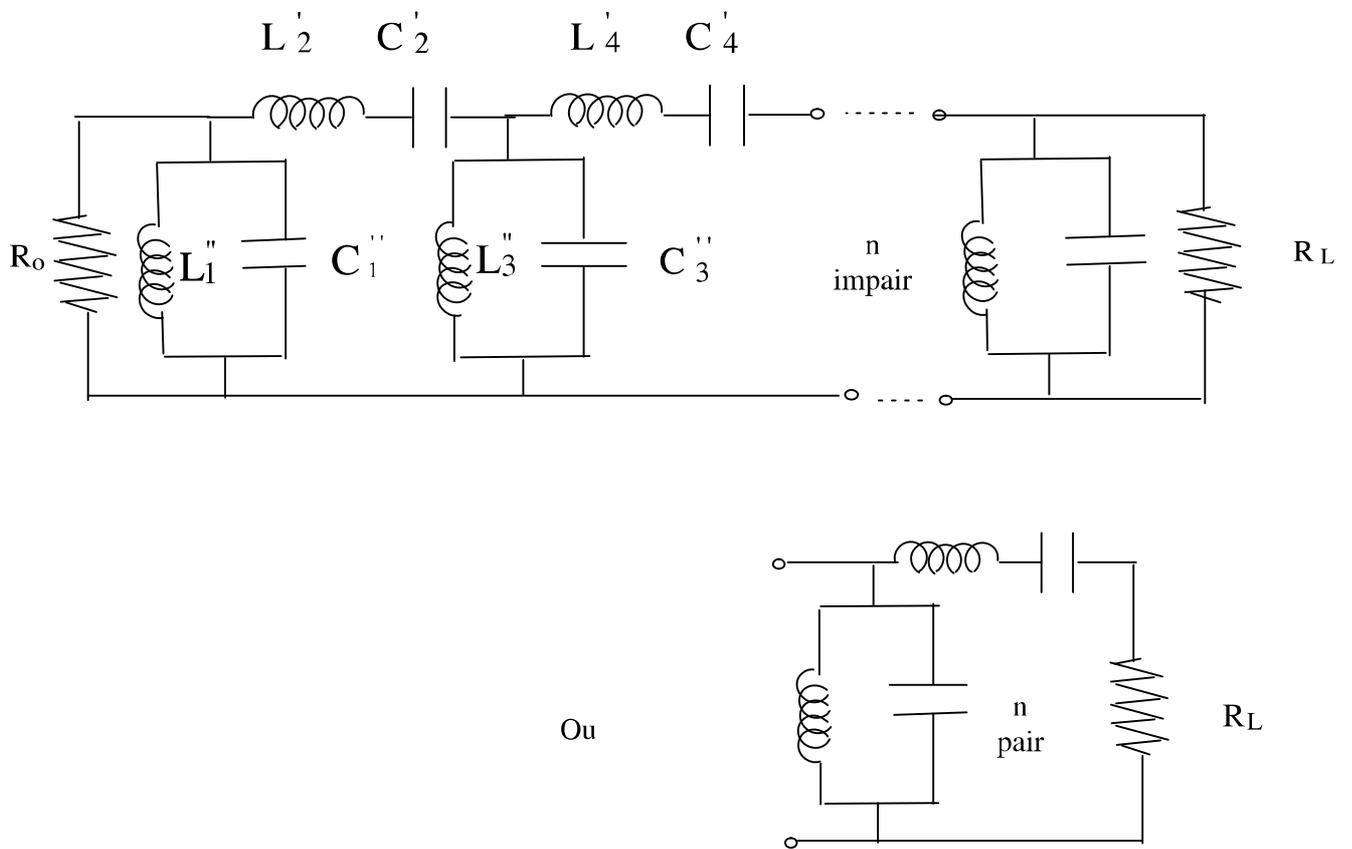


Fig. (II.13) : filtre passe bande.

II.C Exemple de synthèse

Dans cette partie on va faire une synthèse d'un filtre passe bande à éléments constitutifs, puis on trace les réponses fréquentielles en fonction des valeurs des éléments L-C trouvés.

a. Cahier de charge

Le cahier de charge est déjà défini par les grandeurs suivantes :

$$F_0, F_{c1}, F_{c2}, F_{s1}, F_{s2}, A_{\max}, A_{\min}$$

b. Détermination du nombre d'ondulation (ordre de filtre)

Le nombre d'ondulation est le nombre de cellules, ce nombre est donné par la formule (II.11). (approximation de Tchebychev).

c. Calcul des éléments constitutifs

On arrive par l'approximation de Tchebychev à un schéma électrique construit par des éléments constitutifs pour un filtre passe bande (Fig.II.13).

Pour tracer la courbe d'atténuation de ce schéma en fonction de la fréquence, il faut diviser ce dernier en blocs (Fig.II.14).

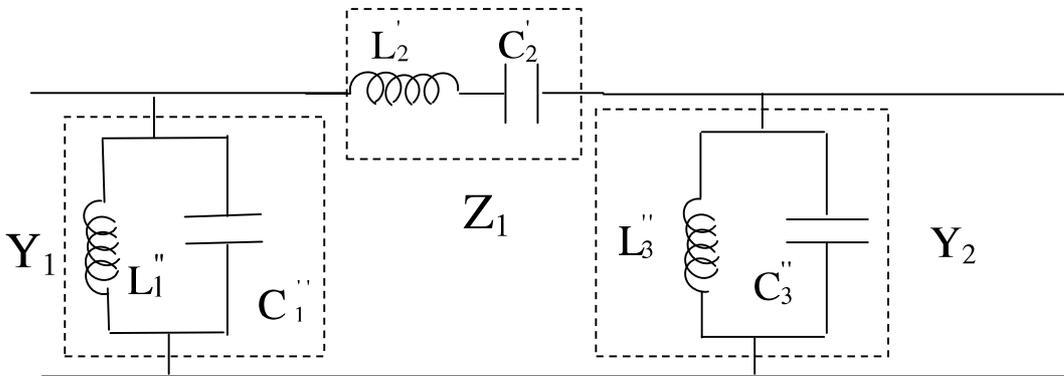


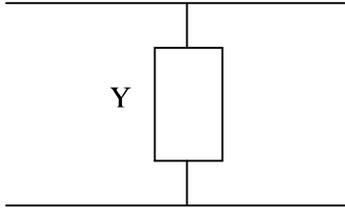
Fig. (II.14) : filtre passe bande en blocs.

Ou:

$$\begin{cases} Y = j \left[C \omega - \frac{1}{L \omega} \right] \\ Z = j \left[L \omega - \frac{1}{C \omega} \right] \end{cases}$$

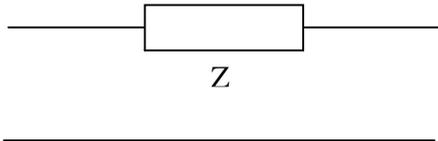
d. Matrice ABCD et paramètres S_{11} , S_{21} :

- La matrice ABCD d'une admittance shunt est donnée par :



$$[ABCD] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$$

- Pour une impédance serie la matrice ABCD est :



$$[ABCD] = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- Les valeurs des éléments constituant le filtre étant connues, sa réponse fréquentielle peut-être simulée en cascade des matrices de chaîne [ABCD].
- La matrice [ABCD] peut être chaînée entre plusieurs quadripôles en cascade. La matrice [ABCD] totale est le produit des matrices de chaque bloc.

Les paramètres S_{11} , S_{21} seront donnés par les formules [6]:

$$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} \quad (II.21)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D} \quad (II.22)$$

Et les réponses de réflexion et de transmission calculées en fonction de la fréquence:

$$REF = 20 \log_{10}(abs(S_{11})) \quad (II.23)$$

$$TRAN = 20 \log_{10}(abs(S_{21})) \quad (II.24)$$

e. Exemples

Exemple 1 $N=2$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=40$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
Ku	15	14.95	15.05	14	16	2

N° Bloc	Eléments constitutifs	
	1	2
L (nH)	0.01583970	8.95532540
C (pF)	7.1073999	0.0125711

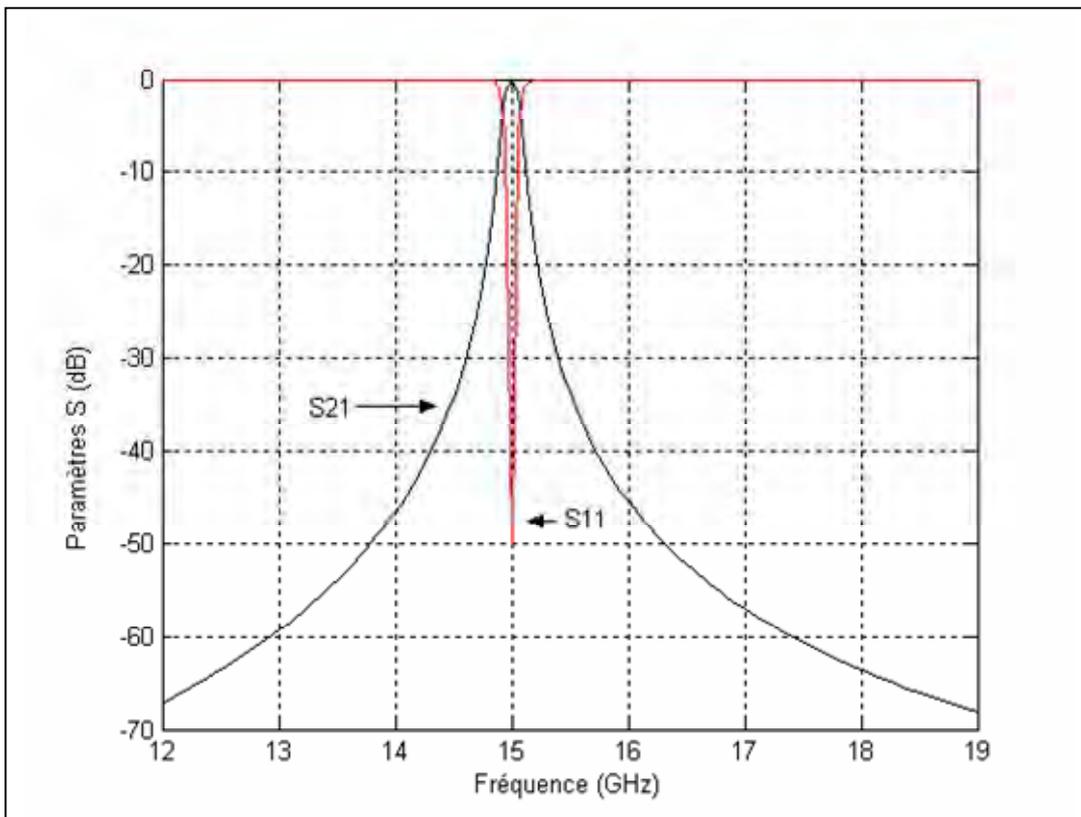


Fig. (II.15) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 2, (bande Ku).

Exemple 2 $N=3$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=30$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
Ku	15	14.6	15.4	13.5	16.5	3

N ^o Bloc Eléments constitutifs	1	2	3
	L (nH)	0.11136646	1.736202
C (pF)	1.010888	0.0648421	1.010888

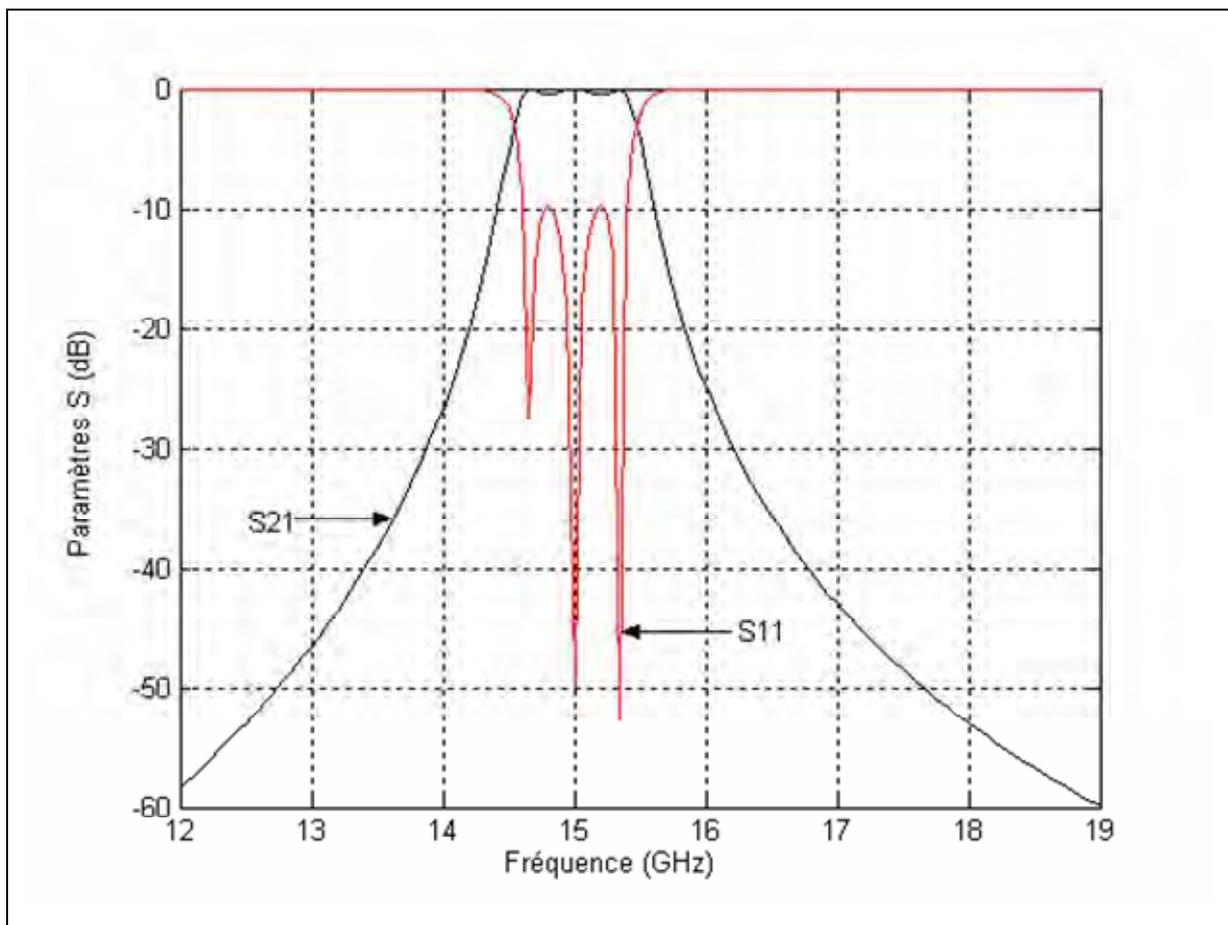


Fig. (II.16) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 3, (bande Ku).

Exemple 3 $N=5$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=45$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
Ku	15	14.6	15.4	13.5	16.5	5

N° Bloc Eléments constitutifs	1	2	3	4	5
	L (nH)	0.156327	1.297766	0.104950	1.297766
C (pF)	0.7201493	0.086748	1.072687	0.086748	0.7201493

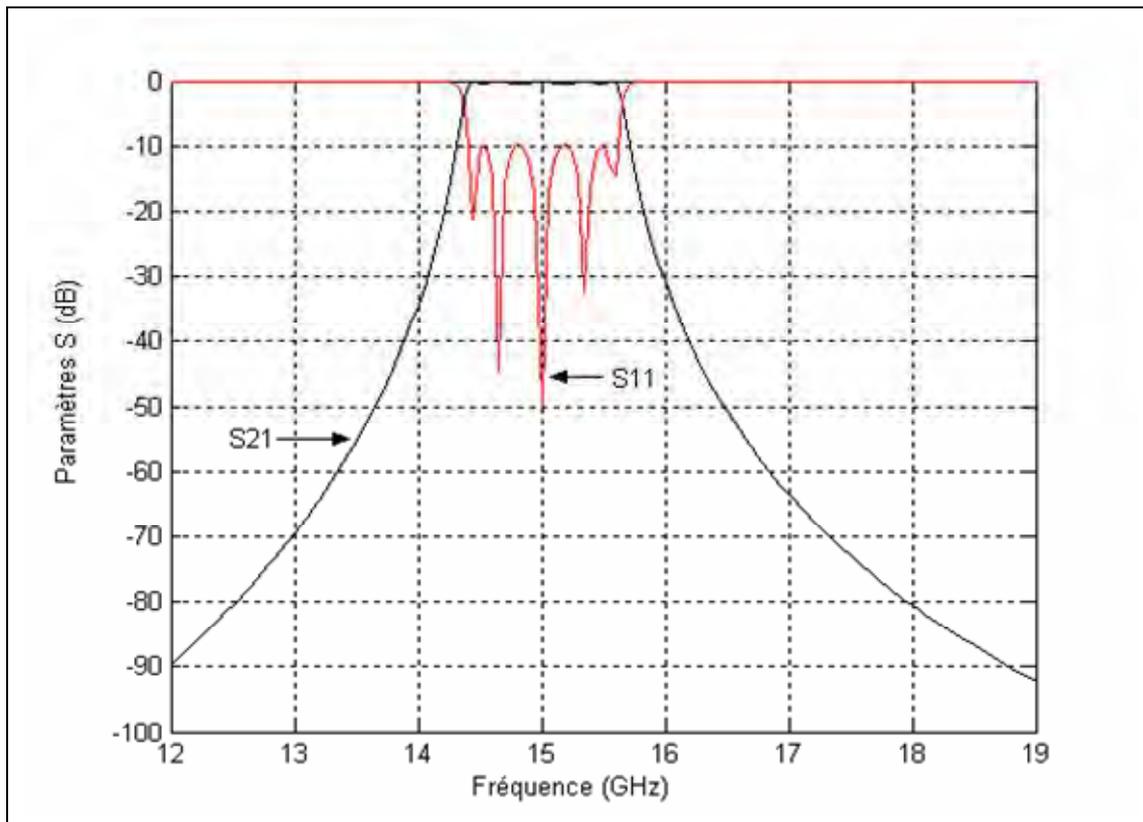


Fig. (II.17) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 5, (bande Ku).

Exemple 4 $N=2$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=40$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
Ka	38	37.95	38.05	37	39	2

N° Bloc	Eléments constitutifs	
	1	2
L (nH)	0.002468097	8.955325
C (pF)	7.107399	0.001958807

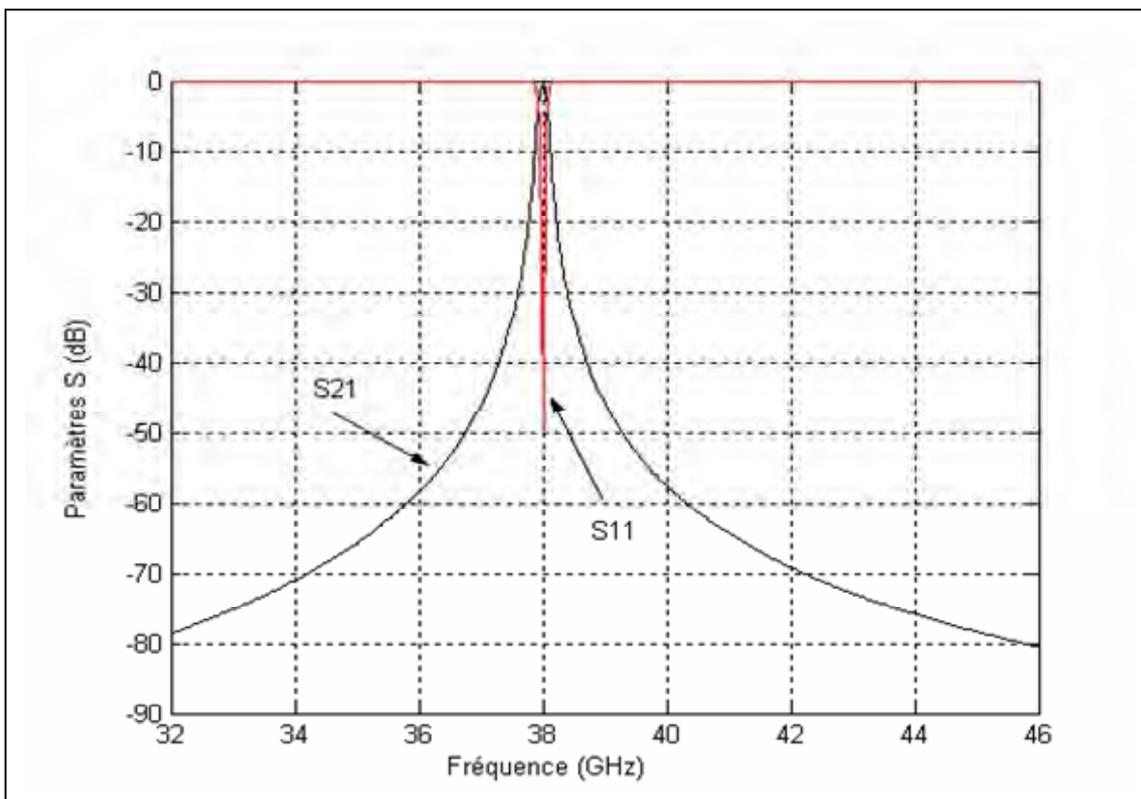


Fig. (II.18) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 2, (bande Ka).

Exemple 5 $N=3$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=30$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
Ka	38	37.6	38.4	36.5	39.5	3

N° Bloc Eléments constitutifs	1	2	3
	L (nH)	0.0173528	1.7362029
C (pF)	1.010888	0.01010357	1.010888

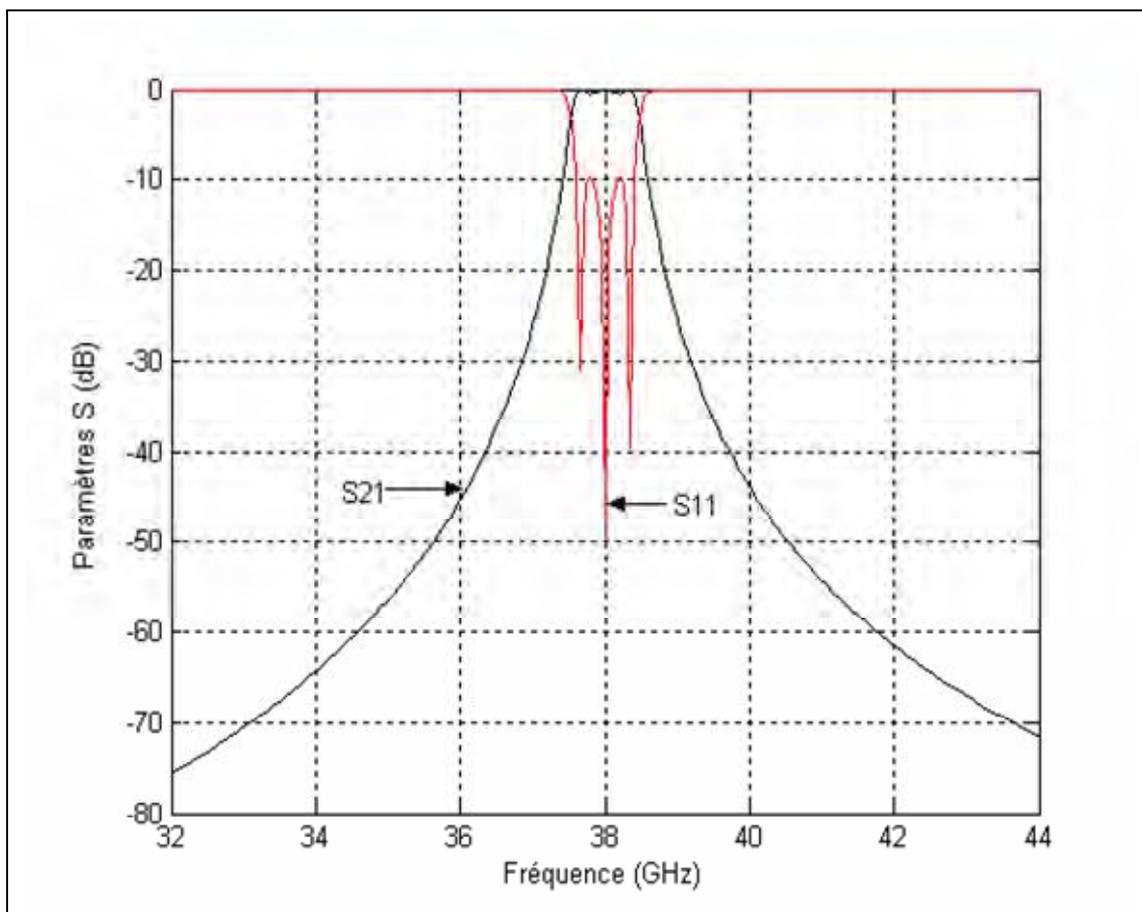


Fig. (II.19) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 3, (bande Ka).

Exemple 6 $N=5$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=45$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
Ka	38	37.4	38.6	36.5	39.5	5

N° Bloc	Eléments constitutifs				
	1	2	3	4	5
L (nH)	0.0243584	1.297766	0.016353	1.297766	0.0243584
C (pF)	0.720149	0.0135168	1.072687	0.0135168	0.720149

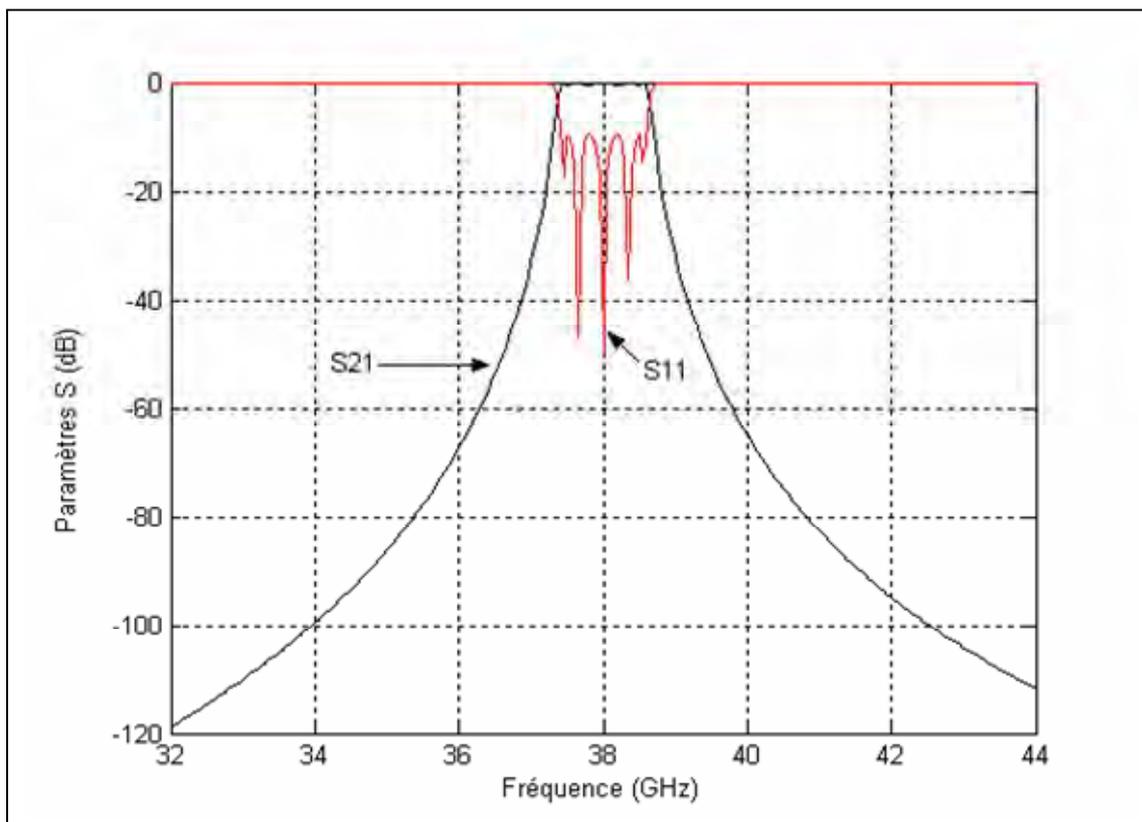


Fig. (II.20) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 5, (bande Ka).

Exemple 7 $N=2$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=40$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
W	90	89.95	90.05	89	91	2

N° Bloc	Eléments constitutifs	
	1	2
L (nH)	0.00043999	8.95532540
C (pF)	7.1073999	0.00034919

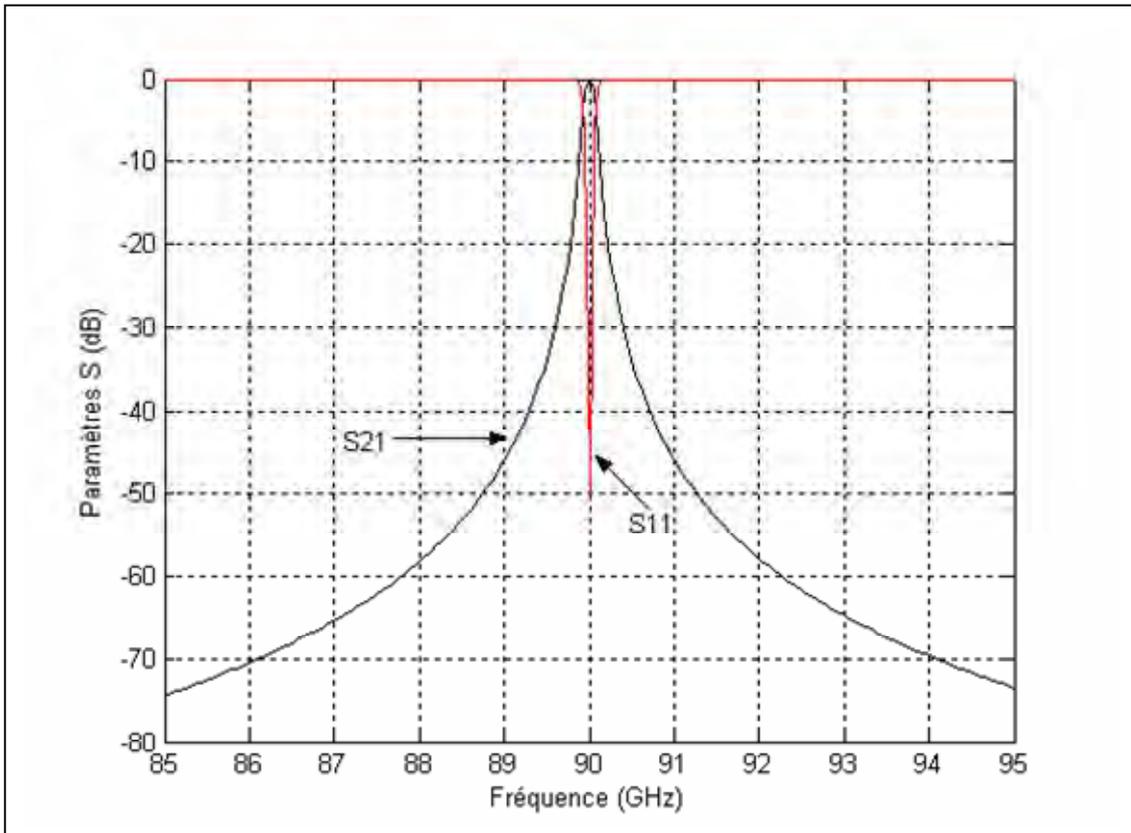


Fig. (II.21) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 2, (bande W).

Exemple 8 $N=3$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=30$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
W	85	84.6	85.4	83.5	86.5	3

N° Bloc Eléments constitutifs	1	2	3
	L (nH)	0.00346815	1.7362029
C (pF)	1.01088864	0.0020193	1.01088864

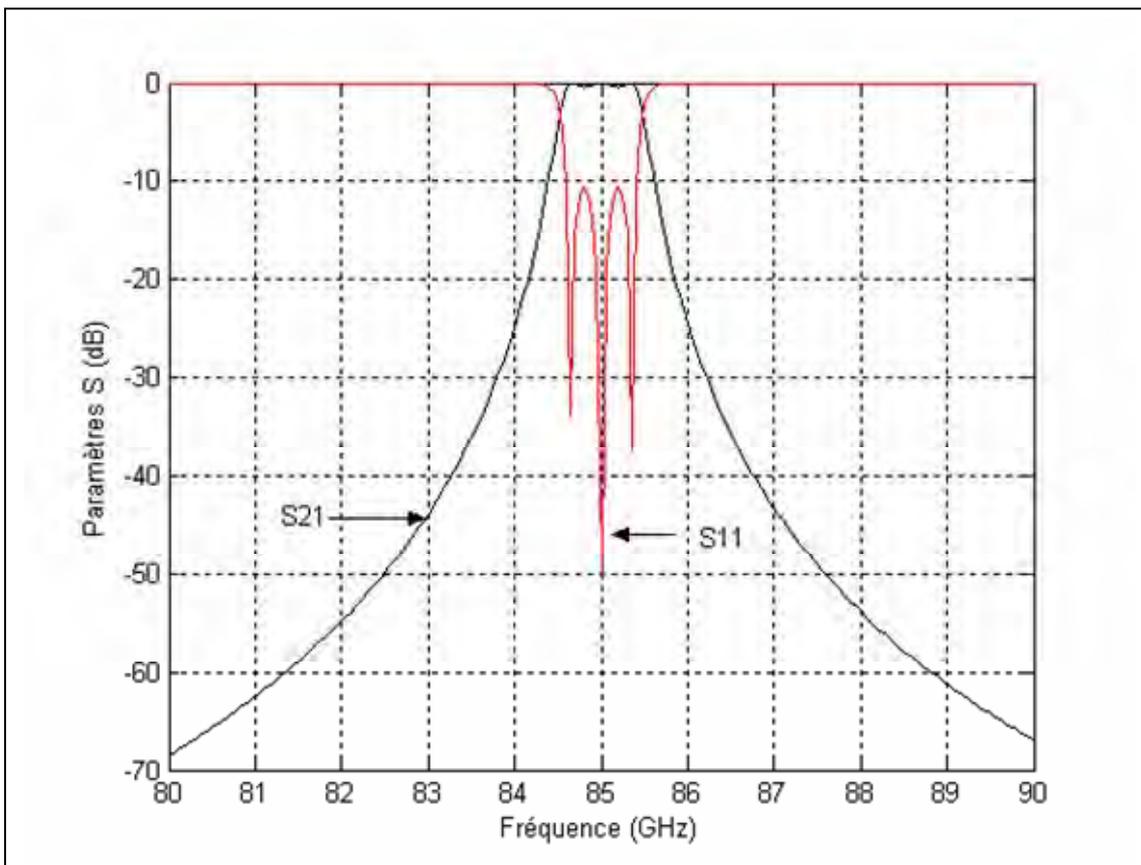


Fig. (II.22) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 3, (bande W).

Exemple 9 $N=5$, $A_{max}=0.5$ dB, $A_{min}=45$ dB.

bande	F_0 (GHz)	F_{c1} (GHz)	F_{c2} (GHz)	F_{s1} (GHz)	F_{s2} (GHz)	Ordre: N
W	85	84.4	85.6	83.5	86.5	5

N° Bloc Eléments constitutifs	N° Bloc				
	1	2	3	4	5
L (nH)	0.0048683	1.297766	0.0032683	1.297766	0.0048683
C (pF)	0.720149	0.0027015	1.072687	0.0027015	0.720149

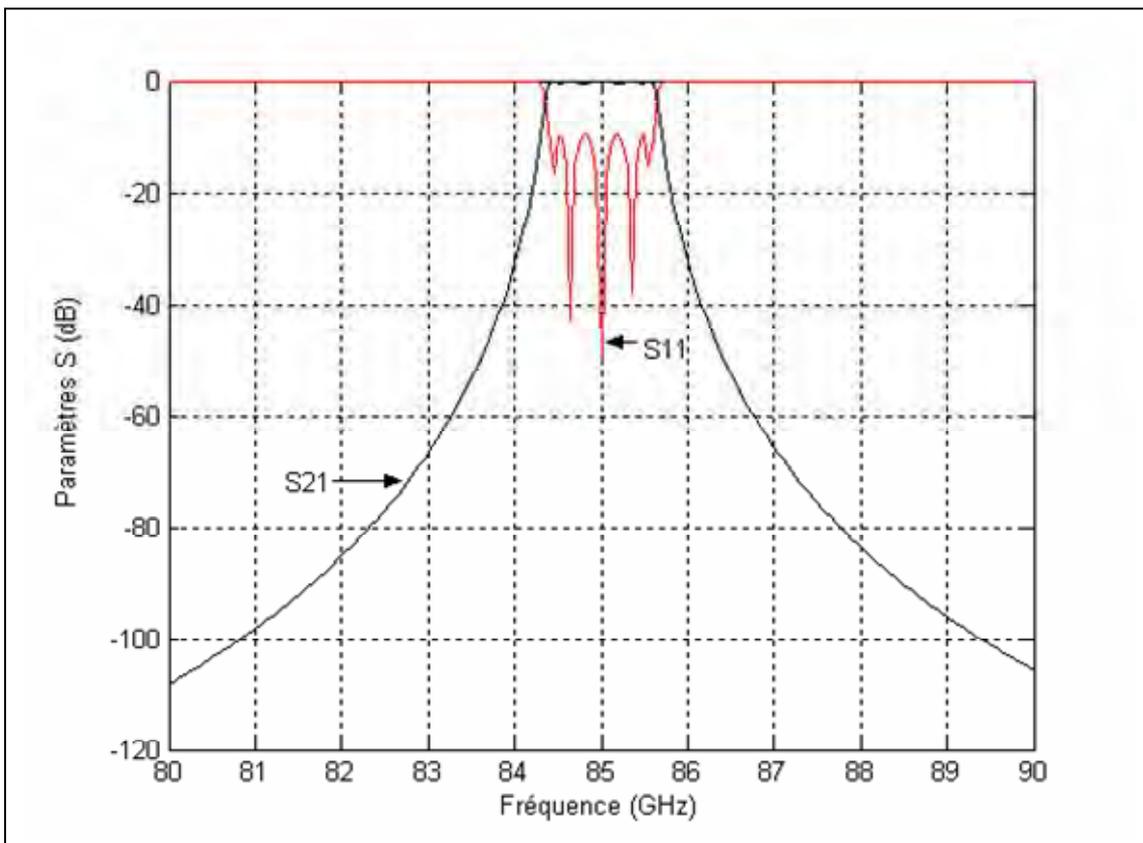


Fig. (II.23) Filtre passe-bande à éléments localisés L-C d'ordre 5, (bande W).

A) Techniques de modélisation des discontinuités en guides d'ondes

A) 1. Introduction

Par discontinuité, nous désignerons toute modification intervenant dans une structure guidante, telle que le changement de géométrie, de direction de propagation ou des paramètres physiques (permittivité, perméabilité) qui affecte la symétrie de translation de la structure de guidage. Les discontinuités uni-axiales sont des discontinuités rencontrées dans les guides ayant une direction de propagation commune.

Dans la conception des composants micro-ondes ou en ondes millimétriques, les discontinuités entre les guides d'ondes jouent un rôle particulièrement important. Ces discontinuités sont utilisées pour réaliser divers types de fonctions (filtrage, déphasage, adaptation de puissance, etc...). C'est le cas dans les filtres à modes évanescents où elles sont créées par des obstacles constitués d'iris rectangulaires ou d'inserts métalliques placés dans un guide d'ondes rectangulaire sous coupure [11].

De nombreuses méthodes ont été utilisées pour modéliser les discontinuités dans les guides d'ondes. Ces méthodes peuvent être classées en deux types :

- les méthodes analytiques : Elles sont les plus anciennes et remontent aux années 50-60.

Parmi ces méthodes, on peut citer les méthodes de transformations conformes qui ont permis de caractériser les structures planaires dans les cas statique et quasi-statique [7] et les techniques variationnelles de Collin [13].

- les méthodes numériques qui peuvent être réparties en deux familles :

- ❖ les méthodes différentielles, basées sur la discrétisation dans l'espace de l'équation d'Helmholtz. Plus précises et plus générales, elles conduisent à la résolution d'un système d'équations linéaires. C'est le cas de la méthode des éléments finis, de la méthode des différences finies [14], de la TLM (transmission line matrix method) [15]. Leur inconvénient majeur est l'utilisation d'un nombre élevé d'éléments de maillage ;

- ❖ les méthodes intégrales [16, 17] qui permettent de déterminer la distribution des courants ou des champs électriques sur les surfaces de discontinuité de la structure. Toutes les conditions aux limites et de bord sont intégrées dans la formulation. Les calculs sont en général conduits d'abord analytiquement avant de faire l'objet d'un traitement numérique, ce qui réduit

considérablement le temps de calcul par rapport aux méthodes différentielles. Les équations intégrales sont généralement résolues par la méthode des moments.

La validité de ces méthodes dépend du domaine de fréquences, de la précision recherchée et de l'approche adoptée. Deux approches ont été souvent utilisées pour modéliser les discontinuités :

- l'approche du modèle du circuit équivalent, basée sur une approximation quasi-statique du champ et l'utilisation du principe variationnel [1]. Cette approche ne permet pas d'analyser avec précision les grandes discontinuités. De plus dans ce modèle, seul, le mode fondamental est pris en compte.

- l'approche de la technique de raccordement modal (TRM) [18] : C'est une approche plus précise qui tient compte de l'ensemble des modes à l'intérieur de la structure guidantes. Dans cette représentation, les champs électromagnétiques de part et d'autre de la discontinuité sont développés sur la base des modes propres des guides et l'application des conditions de continuité des composantes tangentielles des champs électriques et magnétiques, combinée à la méthode des moments conduit à un système matriciel qui permet de déterminer les amplitudes des champs tangentiels au niveau de la jonction. Naturellement la connaissance des champs électromagnétiques à l'intérieur des guides découle sur la caractérisation de la discontinuité en terme de coefficient de réflexion et de transmission.

Il existe plusieurs variantes de la TRM :

- la méthode de la matrice S généralisée [20] qui emprunte la notion de circuit électrique équivalent. Dans cette représentation en effet, chaque structure étudiée est divisée en plusieurs blocs interdépendants dont chacun est assimilé à un multipôle faisant l'objet d'une étude séparée. La matrice S de l'ensemble de la structure est obtenue par le chaînage des matrices individuelles de diffraction des multipôles.

A) 2. La méthode de raccordement modal

Le principe de base de la méthode de l'analyse modale est le développement du champ en termes de séries infinies de mode fondamental et des modes d'ordre supérieurs du guide au

niveau de la discontinuité. Cette dernière impose des conditions de continuité aux quelles doivent satisfaire les champs électromagnétiques, ces conditions en liaison avec la propriété d'orthogonalité des modes conduisent à un système d'équation linéaire infini à coefficients inconnus. Pour résoudre ce problème il faut tronquer ce système infini [33].

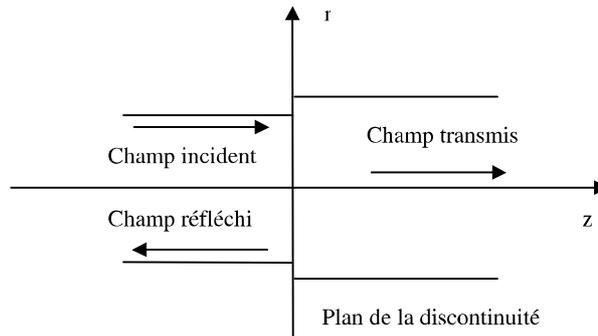


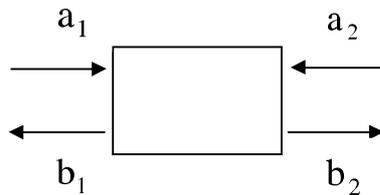
Fig. (III-A-1). Section longitudinale d'une discontinuité

Nous supposons que seul le mode fondamental est propagatif.

- A gauche du plan de la discontinuité l'onde incidente est le mode fondamentale.
- Les champs réfléchis et transmis sont représentés par le mode fondamental et les modes d'ordre supérieurs.

A) 3. La matrice de répartition S

Elle exprime aux différents accès d'un composant les relations liant les ondes réfléchies aux ondes incidentes.



$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{S} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \end{bmatrix}$$

Enfin, l'application des conditions d'orthogonalité des modes au niveau de la discontinuité et après quelques manipulations algébriques nous obtenons la matrice de répartition S.

Où:

$$\begin{aligned} S_{11} &= (YL + Y_1)^{-1}(Y_1 - YL) \\ S_{12} &= 2(YL + Y_1)^{-1}M^T Y_2 \\ S_{21} &= Y_2 M Y_1^{-1}(I + S_{11}) \\ S_{22} &= Y_2 M Y_1^{-1} S_{12} - I \end{aligned} \quad (\text{III-A-1})$$

et

$$YL = M^T Y_2 Y_1 M Y_1^{-1} \quad (\text{III-A-2})$$

I: matrice unité.

$$M = \begin{bmatrix} H & 0 \\ EH & E \end{bmatrix} \quad Y_i = \begin{bmatrix} Y_i^{(h)} & 0 \\ 0 & Y_i^{(e)} \end{bmatrix} \quad (\text{III-A-3})$$

$Y_i^{(h,e)}$ Sont des matrices diagonales dont les éléments diagonaux sont les racines carrées des admittances des modes TE_{m_n} et TM_{m_n} . Les éléments des matrices H, EH et E sont les produits scalaires des champs transverses TE-TE, TM-TE, et TM-TM respectivement au niveau de la discontinuité.

S'il y a plusieurs transitions (transitions multiples), nous associons les différentes matrices S de chaque transition en tenant compte de la longueur entre chacune d'elles [20].

B) Optimisation à l'aide de l'algorithme génétique

B) 1 Les algorithmes génétiques

B) 1-1 Introduction

Au début des années soixante, John Holland s'intéressait à ce qui allait devenir les algorithmes génétiques. Il poursuivait un double objectif: Améliorer la compréhension des processus naturels d'adaptation et concevoir des systèmes artificiels possédant des propriétés similaires aux systèmes naturels.

Les algorithmes génétiques sont des techniques de recherche stochastiques (pseudo-aléatoires) [21]. Ils sont basés sur un processus naturel biologique : l'évolution des espèces vivantes. Celles-ci évoluent grâce à trois mécanismes : la sélection naturelle, le croisement et la mutation [22]. La combinaison de ces trois mécanismes conduit, génération après génération, à des populations d'êtres vivants, de mieux en mieux adaptés au milieu dans lequel ils vivent.

L'objectif de notre travail est l'optimisation des dimensions des iris dans un guide d'onde rectangulaire par l'application de la technique de l'algorithme génétique pour atteindre le gabarit désiré.

IV-1-2 Formulation du problème d'optimisation

En raison de l'analogie avec la théorie de l'évolution, l'algorithme génétique (AG) est naturellement formulé en termes de maximisation. Il sert donc à déterminer le maximum d'une fonction F réelle à une ou plusieurs variables.

Si le problème à résoudre est la minimisation d'une fonction j ,

$$\min j(x), x \in E. \quad (E : \text{espace de recherche}).$$

Le passage d'un problème de minimisation de $j(x)$ est équivalent au problème de maximisation d'une fonction $F(x)$, si on définit $F(x)$ comme suit:

$$F(x) = \frac{1}{1 + j(x)}. \quad (\text{III-B-1})$$

Le choix de $F(x)$ n'est pas unique, mais cette transformation est la plus utilisée dans la littérature.

Un AG recherche l'extrema global d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer des cinq éléments suivants :

- Un principe de codage de chaque élément de la population.
- Un mécanisme de génération de la population initiale.
- Une fonction à optimiser.
- Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours de la génération (croisement et mutation).
- Des paramètres de dimensionnement du problème tel que la taille de la population, le nombre total de générations ou critère d'arrêt de l'AG.

B) 2 Etapes d'optimisation

B) 2-1 Le codage des variables

La première étape est de définir et de coder convenablement le problème à optimiser. A chaque variable d'optimisation x_i (chaque paramètre du dispositif), nous faisons correspondre un gène, le nombre de gènes dans un chromosome correspond au nombre de variables à optimiser.

Il existe trois principaux types de codage : binaire, réel et Gray.

Pour notre cas le codage utilisé est le codage binaire. Il s'agit de construire des gènes représentés sous forme d'une chaîne binaire (0 et 1) à partir des différentes variables à optimiser et qui correspondent à certaines dimensions de la structure étudiée. Pour chaque paramètre, on considère un espace de recherche fini :

$$x_{i\min} \leq x_i \leq x_{i\max} \quad i \in [1, n]$$

'n' est le nombre de paramètres à optimiser.

Le codage binaire sur une longueur L_g , implique une discrétisation des intervalles en g_{\max} valeurs discrètes. Avec :

$$g_{\max} = 2^{L_g} - 1 \quad \text{(III-B-2)}$$

A chaque variable x_i , on associe un entier g_i tel que :

$$0 \leq g_i \leq g_{\max} \quad i \in [1, n]$$

$$\text{Sachant que : } g_i = \sum_{j=0}^{Lg_i - 1} b_{ij} 2^j \quad (\text{III-B-3})$$

b_{ij} : La valeur du bit de position j du gène i .

Lg_i : La longueur du gène (le nombre de bits sur lesquels il va être codé).

Un des avantages du codage binaire est que l'on peut ainsi facilement coder toute sorte d'objets : des réels, des entiers, des valeurs booléennes, des chaînes de caractères. Cela nécessite simplement l'usage de fonctions de codage et de décodage pour passer d'une représentation à l'autre.

La formule du codage est donnée comme suit [26] :

$$g_i = \left(\frac{X_{i \max} - X_{i \min}}{X_{i \max} - X_{i \min}} \right) g_{\max} \quad (\text{III-B-4})$$

B) 2-2 Décodage des variables

Chaque individu (chromosome) de la population est décodé pour qu'il soit possible de calculer la fonction d'adaptation.

La formule du décodage est la suivante [26] :

$$X_i = X_{i \min} + (X_{i \max} - X_{i \min}) \frac{g_i}{g_{\max}} \quad (\text{III-B-5})$$

B) 2-3 La génération de la population initiale

La création de la population initiale est une étape intéressante de l'AG. On pourrait prendre des individus régulièrement répartis dans l'espace de recherche. Néanmoins, une initialisation aléatoire est plus simple à réaliser. On peut, si nécessaire, introduire des individus déjà calculés. On peut aussi construire une population entière à partir d'un unique chromosome initial par mutation successive de ce dernier [25].

Le choix de l'espace de recherche conditionne fortement la rapidité et l'efficacité de l'AG.

B) 2-4 La sélection

La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. On trouve un nombre important de principes de sélection plus ou moins adaptés aux problèmes qu'ils traitent. Parmi les principes utilisés, on a choisi l'échantillonnage déterministe.

B) 2-4-1 L'échantillonnage déterministe

Sur une population de P individus, on introduit les probabilités de sélection $f_i / \sum_{j=1}^p f_j$. On calcul ensuite le nombre prévu de copies pour chaque chaîne :

$$r(I) = P \frac{f_i}{\sum_{j=1}^p f_j} \tag{III-B-6}$$

Chaque chaîne se voit attribuée un nombre de copies égal à la partie entière de r(I), sachant que le nombre total de copies doit être égal à la taille de la population. Les chaînes restantes pour le remplissage de la nouvelle génération seront triées sur la base des valeurs décroissantes des parties décimales de r(I).

Pour plus de clarification, prenons l'exemple suivant où la population est composée de 4 individus. Les différentes valeurs de r(I) sont données comme suit :

- r(1) = 2.1 —————> 2 copies
- r(2) = 0.5 —————> 0 copie
- r(3) = 1.6 —————> 1 copie
- r(4) = 0.2 —————> 0 copie

Pour remplir la nouvelle population, qui doit avoir la même taille que celle de départ, la quatrième copie sera prise comme étant l'individu dont la partie décimale de son r(I) est la plus grande et qui correspond dans notre cas à l'individu 3. Finalement, on a deux copies de l'individu 1 et deux copies de l'individu 3.

B) 2- 4 -2 Ajustement de la fonction d'adaptation

La diversité des individus est une propriété importante pour que l'algorithme génétique fonctionne correctement. Pour cela il faut donc éviter deux grands types de problèmes :

- 1- Un « super- individu » étant trop souvent sélectionné, la population tend à converger vers cet individu. (Cet individu peut ne pas être le meilleur).
- 2- Au fur et à mesure que l'AG avance, les différences de niveau d'adaptation entre les individus tendent à s'estomper. Les meilleurs ont alors sensiblement la même probabilité de sélection que les autres et l'AG ne progresse plus.

Pour palier à ce problème, il est possible d'effectuer l'ajustement de la fonction d'adaptation. Ce dernier modifie les aptitudes afin de réduire ou d'amplifier les écarts entre les individus. Le processus de sélection n'opère plus sur la fonction d'adaptation réelle f mais sur son image f' après ajustement. Différents types de transformation aux valeurs d'adaptation sont utilisés dans la littérature.

a. La transformation linéaire

On applique une transformation linéaire à chaque valeur de la fonction d'adaptation.

Soit :
$$f' = af + b \quad (\text{III-B-7})$$

Ceci permet de réduire la valeur des individus les plus forts.

Les constantes a et b déterminées de telle manière à :

- Conduire l'adaptation transformée maximale à être un multiple déterminé de l'adaptation moyenne (généralement le double).
- Maintenir l'égalité des moyennes d'adaptation brute et transformée.

Ces deux conditions permettent de s'assurer que les individus de valeur moyenne sont copiés une fois, et les meilleurs sont copiés deux fois (un nombre de fois égales au multiple choisi).

Pour la transformation linéaire, il faut éviter les valeurs transformées négatives.

b. La troncature en sigma

C'est une solution au problème du risque de valeurs d'adaptation négatives. Elle supprime les individus de faibles performances avant d'éventuelles mises à la transformation linéaire.

$$f_{scal} = \begin{cases} f' = f - (f_{moy} - c \times \sigma) & \text{si } f' \geq 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad \text{(III-B-8)}$$

c : coefficient de l'écart- type

$$(1 \leq c \leq 3)$$

σ : L'écart type de l'adaptation calculée sur la population.

c. La transformation en puissance

$$f' = f^k \quad \text{(III-B-9)}$$

k : est une constante choisie par l'utilisateur.

B) 2-5 Le croisement

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité de la population en manipulant la structure des chromosomes. Classiquement, les croisements sont envisagés avec deux parents et génèrent deux enfants. Plusieurs techniques de croisement sont utilisées.

- **Croisement en un point :**

On choisit au hasard un point de croisement pour chaque couple d'individus (fig. III-B-1).

Le croisement s'effectue directement au niveau binaire, et non pas au niveau des gènes.

Un chromosome peut donc être coupé au milieu d'un gène.

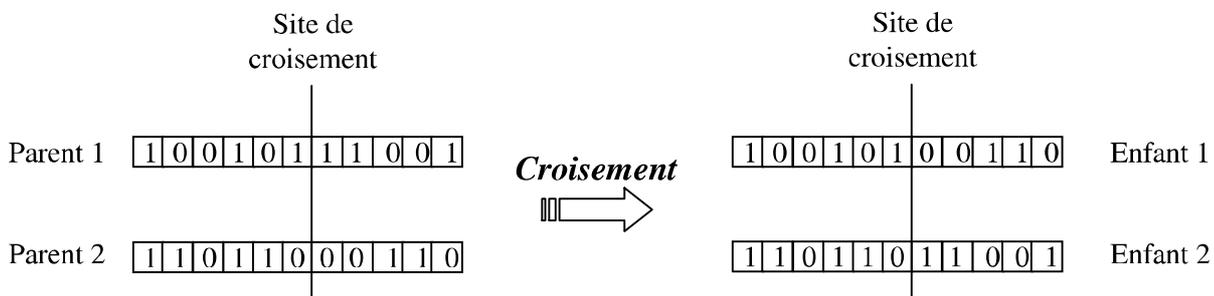


Fig. (III-B-1) Représentation schématique du croisement en un point.

• **Croisement en deux points :**

On choisit au hasard deux points de croisement. Généralement cet opérateur est considéré comme plus efficace que le précédent.

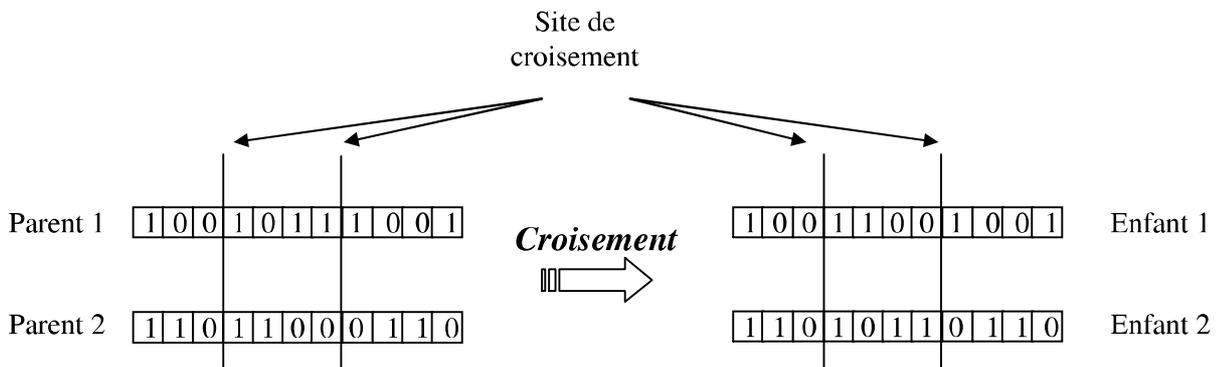


Fig. (III-B-2) Représentation schématique du croisement en deux points.

B) 2-6 La mutation

Une mutation est un changement aléatoire d'un ou plusieurs bits de la chaîne codant l'individu. L'opérateur de croisement devient moins efficace avec le temps, car les individus deviennent similaires. C'est à ce moment que le phénomène de mutation prend toute son importance : ces mutations ne créent généralement pas de meilleures solutions au problème mais elles évitent l'établissement de populations uniformes incapable d'évoluer. Donc l'opérateur de mutation apporte aux AGs la propriété d'ergodicité de parcours de l'espace de recherche, et elle permet l'émergence de nouvelle configuration génétique, (fig. III-B-3).

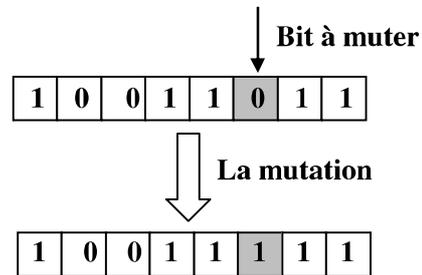


Fig. (III-B-3) Opérateur de mutation.

B) 3- Le critère d'arrêt

- Il peut être lié à la qualité de l'optimum obtenu :

- La procédure est arrêtée quand il n'y a plus d'amélioration de la solution après un certain nombre d'itération.
- Une erreur inférieure ou égale à un certain seuil prédéfini entre la sortie réelle et celle désirée.

- Il peut être lié à des coûts de calcul : la procédure s'arrête après :

- Un nombre maximum de génération fixé à l'avance.
- Un certain temps de calcul fixé.

B) 4- Organigramme d'un algorithme génétique

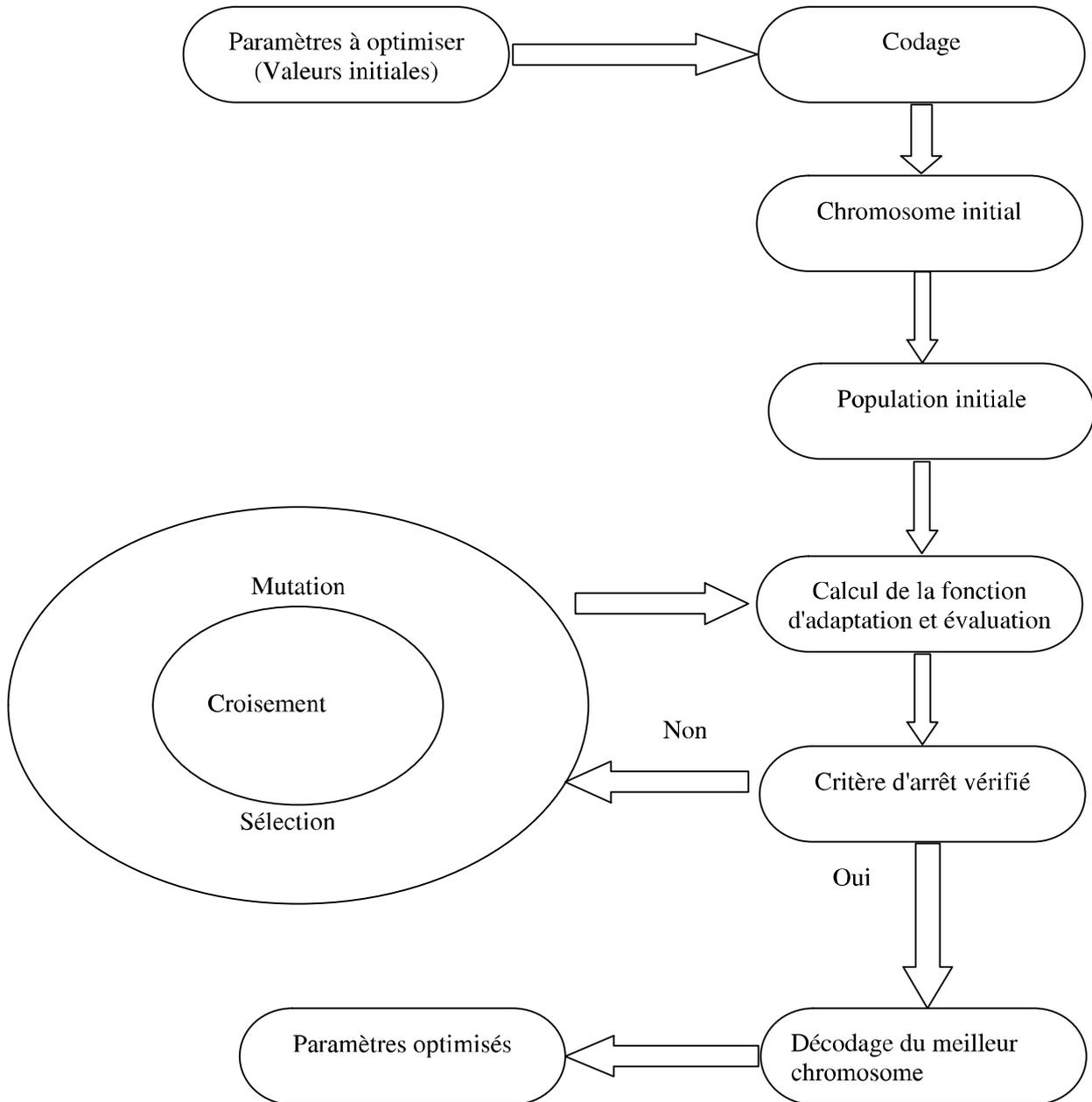


Fig. (III-B-4) Organigramme de base d'un algorithme génétique.

B) 5- Quelques applications de l'AG

Grâce à la facilité de programmation, la généralité et la fiabilité des algorithmes génétiques, leurs applications sont multiples : optimisation des fonctions numériques difficiles, traitement d'image, apprentissage des réseaux de Neurones [22].

Les AGs sont également utilisés pour optimiser des réseaux de communication [23], des circuits micro-ondes [24], et ils peuvent être appliqués au domaine des affaires et en économie.

Les AGs sont utilisés dans tous les domaines : recherche, développement et production. Ils sont fiables c.a.d ils sont capables de découvrir l'optimum global grâce à leur excellente propriété d'exploration de l'espace de recherche. En plus l'AG est considéré comme la méthode d'optimisation la plus robuste.

D'un autre côté, il est important de comprendre que puisque nous sommes en présence d'un système stochastique, il n'y a pas de garantie quant à l'obtention de la solution optimale au problème posé en un temps fini. L'utilisation de ces algorithmes est souvent coûteuse en temps de calcul.

Conclusion générale

Nous avons présenté dans ce manuscrit une étude sur les filtres en guides d'ondes rectangulaires. Le travail est organisé en trois étapes : synthèse, modélisation et optimisation.

Nous avons traité deux grands types de filtres à iris :

- Obstacles inductifs.
- iris rectangulaires résonnants centrés.

Pour cela, nous avons élaboré un logiciel de conception pour ces deux types. Ce dernier permet à partir d'un cahier de charge dans lequel sont consignés les paramètres fondamentaux du filtre, d'optimiser les dimensions des cavités en respectant le gabarit du filtre imposé.

Pour l'étude des filtres à obstacles inductifs, les résultats obtenus sont satisfaisants.

Pour l'étude des filtres à iris rectangulaires résonnants centrés, nous avons eu une difficulté concernant le passage de prototype passe bande vers les dimensions des iris où les études traitées dans la littérature sont limitées.

Nous avons représenté dans le chapitre II les variations du module des paramètres S en fonction de la fréquence du filtre passe-bande à éléments localisés L-C dans des différentes bandes.

Pour la plupart des structures étudiées dans ce manuscrit, nos résultats sont comparés à ceux de la littérature et l'accord est convenable.

Comme perspectives, nous espérons que nos futurs travaux seront élargis aux cas des filtres à iris circulaires.

RESUME

L'objectif de ce travail est d'étudier des filtres passe-bande à iris en technologie guide d'onde rectangulaire. En partant d'un cahier de charge donné, la synthèse du filtre désiré est entreprise puis par application de la méthode de raccordement modal nous analysons sa réponse fréquentielle en optimisant par la suite les dimensions des iris pour avoir les meilleures performances possibles.

Mots clés: *filtre, synthèse, modélisation, optimisation, algorithme génétique.*

ABSTRACT

The objective of this work is to study some band pass filters to iris in technology rectangular wave guides. While leaving from a notebook of load given, the synthesis of the filter wanted is undertaken then by application of the modal adjusting method we analyze its fréquentielle answer while optimizing the measurements of the irises thereafter to have the best possible performances.

Key words: *Filter, synthesis, modeling, optimization, genetic algorithm.*

ملخص

الهدف من هذا العمل هو إجراء دراسة كاملة حول المرشحات ذات القزحيات. حيث نبدأ بدراسة شاملة ثم الطريقة التحليلية و أخيرا الاختيار الامثل لأبعاد القزحيات من اجل الوصول الى افضل النتائج .
بعد تحديد كراس الحمولة نطبق الدراسة الشاملة من اجل تصميم المرشح الابتدائي الذى بدوره يحلل بطريقة الوصل النمطية. الجواب الترددى للمرشح يحسن باستعمال الخوارزمي الجينى الذى يسمح باعطاء أبعاد جد ملائمة من اجل تصميم المرشح المفروض أنفا.

الكلمات المفتاحية المرشح دراسة شاملة الخوارزمي الجينى

Références bibliographiques

- [1] N. Marcuvitz, « **Microwave Handbook** » New York: McGraw- Hill, 1951.
- [2] Matthaei (G.),Yong (L.),Jones(E.M.T), « **Microwave filters, impédance matching networks and coupling structures**» Artech house,Dedham USA (1980).
- [3] Cohn (S.B) « **Direct coupled resonator filters** » Proc of I.R.E, USA p.187-196, February 1957.
- [4] Paul F.Combes,« **Micro-ondes, 2.Circuits passifs, propagation, antennes** » Dunod 1997.
- [5] J.Helszajn « **Microwave planar passive circuits and filters** » Heriot-watt university.UK.
- [6] D. Pozar, « **Microwave engineering** » 1^{ère} Edition, Toronto, Jhon Wiley and Sons, 1990.
- [7] L. Boyenga, « **Contribution à la nouvelle formulation variationnelle:Application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes métalliques** » Thèse de doctorat G.E.E.T Toulouse, France, 2005.
- [8] L. Young, « **Direct-coupled cavity filter for wide and narrow widths** », IEEE Transactions On-MTT, Vol.11, pp 162 – 178, May 1963.
- [9] R. Levy, « **Theory of direct-coupled-cavity filters** », IEEE Transactions on-MTT Vol.15, pp 340 - 348, June1967.
- [10] M. Philippe Guillot, « **Contribution à l'étude des discontinuités en guides métalliques. Application aux transitions et aux filtres** » Thèse de doctorat INTP, Toulouse, France, 1994.
- [11] G. Graven and K. Mok, « **The design of evanescent mode waveguide bandpass filters for prescribed insertion loss characteristic** », IEEE Transactions on MTT, vol. 19, pp 295 – 308, March. 1971.
- [12] G. Ghione and C. Naldi, « **Coplanar waveguide for MMIC applications: effect of upper shielding conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling**», IEEE Transactions on MTT, vol. 25, pp 260 – 267, March. 1987.
- [13] R. Collin, « **Field theory of guided waves**» second edition, IEEE Press, New-York, McGraw-Hill 1991.
- [14] K.Ise , K.Inoue and M.Koshiba « **Three dimensional finite element method with edge element of electromagnetic waveguide discontinuities** », IEEE Transactions on MTT, vol.39, pp 1289 – 1295, August. 1991.

Références bibliographiques

- [15] W.J.R.Hoefler, «**The transmission-line matrix method-theory and applications** », IEEE Transactions on MTT, vol. 33, pp 882 – 893, Oct. 1985.
- [16] H. Baudrand, « **Méthodes numériques en propagation** », ENSEEIHT, 1985.
- [17] M. Helier, N. Ney, C. Pichot, « **Structures de guidage HF** », E 1 171-1:15, Techniques de l'ingénieur, traité électronique.
- [18] A. Wexler, « **Solution of waveguide discontinuities by modal analysis** », IEEE Transactions on MTT, vol. 15, pp 508 – 517, Sept. 1967.
- [19] F. Arndt, J. Bornemann, and al., « **Modal S-matrix method for optimum design of inductively direct-coupled cavity filters** »,IEEE Proceeding, vol.133, N° 10, Oct. 1986.
- [20] F. Arndt, J. Bornemann, and al., « **Modal S-matrix method for optimum design of inductively direct-coupled cavity filters** »,IEEE Proceeding, vol.133, N° 5, Oct. 1986.
- [21] D.E.Goldberg,«**Algorithmes Génétiques :Exploration, Optimisation etApprentissage Automatique**» Editions Addison Wesley, France, S.A., Juin 1994.
- [22] J.M. Renders, «**Algorithmes Génétiques et Réseaux de Neurones** » Edition HERMES, 1995.
- [23] Hsinghua Chou, G.Premkumar,and Chao-Hsien Chu, «**Genetic algorithms for communication Network Design- An empirical study of the factors that influence performance** » IEEE transaction on evolutionary computation, vol.5, N°3pp.236-249, June 2001.
- [24] Yasser A.Hussein and Samir M. El Ghazaly «**Modeling and Optimization of Microwave Devices and Circuits Using Genetic Algorithms**» IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 52, N°1, Janury 2004.
- [25] Nicolas Boutheiller, « **Analyse et synthèse par optimisation basée sur l'algorithme génétique des filtres en guides d'ondes rectangulaires**» Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1, 2002.
- [26] Vincent Magnin. « **Algorithmes génétiques** », Université de Lille 1. France.
- [27] Ji-Fuh Liang, Hsin-Chin Chang and Kawthar A.Zaki « **Design and Tolerance Analysis of Thick Iris Waveguide Bandpass Filters** », IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 29, N°2, March 1993.

Références bibliographiques

- [28] M. Guglielmi, A. Alvarez and G. Gheri, «**Multimode Synthesis Procedure For Microwave Filters Based On Thick Inductive Windows** », IEEE Microwave Theory Tech. Symposium, Atlanta, June 14-18, 1993.
- [29] J. Machac, «**Analysis of discontinuities in waveguiding structures by MAB method** », IEE Proceeding-H, vol.139, N 3, pp. 351-357, August, 1992.
- [30] A. Klaassen, H. Barth and W. Menzel, «**Effektiver Entwurf und Aufbau von mm-Wellen-Hohlleiter Bandpassfiltern** », Conference on Microwaves and optronics MIOP, April 1990.
- [31] r. Yang and A. S. Omar, «**Investigation of Multiple Rectangular Waveguides Using TE_{mn}^x -Modes** », IEEE Trans Microwave Theory Tech., Vol. MTT-41, N.8, pp.1369-1374, August. 1993.
- [32] R. Ihmels and Arndt, «**Rigorous Modal S-Matrix Analysis of the cross-iris in Rectangular Waveguides** », IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.2, N.10, pp.400-402, Oct. 1992.
- [33] Mohamed Belmeguenai, «**Etude des discontinuités uniaxiales en guides d'ondes rectangulaires métalliques. Application à la modélisation des filtres multicellulaires micro-ondes** », Thèse de Magister obtenue au département d'Electronique, Constantine, 1999.

ANNEXE

Dans le tableau suivant, nous présentons la correspondance entre la norme utilisée dans notre travail et les dimensions réelles des guides rectangulaires. Nous donnons également la bande de fréquence utile pour le mode fondamental.

Type	a (mm)	b (mm)	F _{min} (GHz)	F _{max} (GHz)
WR340	86.36	43.18	2.17	3.3
WR284	72.14	34.04	2.6	3.95
WR229	58.17	29.083	3.22	4.9
WR187	47.55	22.149	3.94	5.99
WR159	40.39	20.193	4.64	7.05
WR137	34.85	15.799	5.38	8.17
WR112	28.499	12.624	6.57	9.99
WR90	22.860	10.16	8.2	12.5
WR75	19.05	9.525	9.84	15
WR62	15.799	7.898	11.9	18
WR51	12.954	6.477	14.5	22
WR42	10.668	4.318	17.6	26.7
WR34	8.636	4.318	21.7	33
WR28	7.112	3.556	26.4	40
WR22	5.69	2.845	32.9	50.1
WR19	4.775	2.388	39.2	59.6
WR15	3.759	1.88	49.8	75.8
WR12	3.099	1.549	60.5	91.9
WR10	2.54	1.27	73.8	112
WR8	2.032	1.016	92.2	140