

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

**THESE**

**Présentée pour obtenir le diplôme de Magister en électronique**

**OPTION**

**Hyperfréquences**

**PAR**

**BOUCHACHI ISLEM**

**Thème**

**ANALYSE PAR OPTIMISATION UTILISANT LES**  
**ALGORITHMES GENETIQUES DE FILTRES**  
**MULTICELLULAIRES EN GUIDES D'ONDES CYLINDRIQUES**  
**METALLIQUES CREUX**

**Devant le jury :**

<b>Président : Benslama Malek</b>	<b>Professeur Université de Constantine</b>
<b>Rapporteur : Riabi Mohamed Lahdi</b>	<b>Professeur Université de Constantine</b>
<b>Examineurs : Chaabi Abdelhafid</b>	<b>Professeur Université de Constantine</b>
<b>Benhabiles Mohamed Taoufik</b>	<b>Docteur Université de Constantine</b>

# Sommaire

# Sommaire

Introduction générale .....	1
<b>Chapitre I : Guides d'ondes et discontinuités</b>	
1. Introduction.....	4
2. Guide d'ondes rectangulaires .....	4
3. Guides d'ondes et discontinuités .....	8
3.1. Les obstacle localisés .....	8
3.2. Les obstacles semi infinies.....	9
4. Caractérisation des structures symétriques .....	9
5. Murs électriques et magnétiques .....	10
6. Symétries électrique et magnétiques .....	10
7. Circuit équivalent des discontinuités .....	11
7.1. Changement de la largeur dans un guide rectangulaire (discontinuité plan H) .....	11
7.2. Changement de la hauteur dans un guide rectangulaire (discontinuité plan E) .....	13
7.3. Structures à obstacles d'une épaisseur infiniment petite .....	13
7.3.1. Obstacles capacitifs .....	14
7.3.2. Les Obstacles inductifs .....	14
7.3.2.1. Obstacle inductif symétrique .....	14
7.9.2.2. Obstacle inductif asymétrique .....	16
8. La méthode de bisection .....	17
9. Association de quadripôles à l'aide de matrice ABCD .....	18
Conclusion .....	19
<b>Chapitre II : Analyse et synthèse des structures en guides d'ondes</b>	
1. Introduction .....	21
2. Condition aux limites .....	22

2.1. Cas de deux milieux linéaires sans pertes .....	22
3. La méthode d'analyse modale .....	23
3.1. Principe de la méthode .....	23
3.2. Phénomène de la convergence relative .....	25
3.3. Matrice de répartition S .....	26
4. Eléments de synthèse des filtres micro-ondes .....	27
4.1. Fonction d'approximation de l'atténuation du filtre passe-bas normalisé .....	28
5. Filtres en guide d'onde .....	35
5.1 Comparaison entre les filtres à iris capacitifs et inductifs .....	40
5.2 Effets de l'épaisseur des iris .....	41
6. Les Transformateurs .....	42
6.1 Transformateur homogène .....	42
6.2 Transformateur non homogène .....	42
6.3. Transformateurs demi-onde et quart d'onde .....	42
6.4. Transformateurs quart d'onde .....	43
Conclusion .....	47
<b>Chapitre III Optimisation et correction par les algorithmes génétiques</b>	
1. Introduction .....	49
2. Application des algorithmes génétiques .....	50
3. L'organigramme d'un algorithme génétique .....	51
4. La représentation chromosomique .....	52
5. Génération de la population initiale .....	52
6. Codage des données .....	53
7. Décodage des données .....	53
8. Fonction d'évaluation .....	53
9. Les opérateurs génétiques .....	53

9.1. La sélection .....	54
9.2. Le croisement .....	54
9.3. La mutation .....	55
10. Les paramètres des algorithmes génétiques .....	56
A- La taille de la population .....	56
B- Nombre de générations .....	56
C- Taux de croisement .....	56
D- Taux de mutation .....	56
11. Concepts fondamentaux de l'évaluation .....	57
12. Fonction Minimax direct .....	57
13. Approximation du moindre $P^{me}$ .....	59
14. Approximation des spécifications discrètes .....	59
15. Approximation des spécifications continues .....	60
16. Scaling .....	61
16.1. Scaling linéaire .....	61
16.2. Scaling exponentiel .....	61
17. Sharing .....	62
18. Exemple d'optimisation par les A.G .....	63
Conclusion .....	70
Conclusion générale .....	72

# Introduction générale

## Introduction générale

Le développement important des télécommunications a suscité une demande énorme en techniques électromagnétiques d'analyse et conception. Un grand nombre de méthodes numériques conçues et perfectionnées pour des applications dans le domaine des micro-ondes notamment spatial a vu le jour.

La mise sur marché de moyens de calcul de plus en plus puissants et faciles d'emploi a été très bénéfique pour ces méthodes, cela en augmentant la précision des résultats, et en réduisant le temps de calcul. Une modélisation théorique assez précise de dispositifs de plus en plus complexe est devenue très concevable.

La réalisation de ces dispositifs est très délicate, surtout dans le domaine spatial où le poids et le volume sont des paramètres très cruciaux. Du point de vue industriel, les réduire revient à réduire le coût de fabrication. D'un autre côté, augmenter la précision évite de faire des retouches et des réglages de poste fabrication.

Dans la pratique, lorsqu'il s'agit de faire transmettre des signaux à haute puissance l'utilisation de structures en guides d'ondes devient inévitable. Ces derniers ne sont pas toujours uniformes car ils peuvent être associés à d'autres guides, à des composants ou dispositifs, ce qui présente des discontinuités pour les ondes qui s'y propagent. D'autre part l'introduction de discontinuités dans les guides permet la réalisation de certaines fonctions élémentaires importantes d'où l'intérêt d'étudier le comportement des ondes en présence des obstacles.

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 (filtres, transformateurs, déphaseurs, antennes,.....etc.)

L'objectif de notre travail est de faire la synthèse et l'optimisation de structures en guides d'ondes rectangulaires pour avoir les meilleures performances possibles, respectant un cahier de charges donné. La technique d'optimisation utilisée est l'algorithme génétique.

Dans le premier chapitre, nous avons donné un bref rappel sur les guides d'onde rectangulaires, sur le comportement des champs électrique et magnétique à l'intérieur de ces derniers, en absence d'obstacle. Nous avons donné quelques exemples de discontinuités, puis utilisé le système de matrices ABCD que nous avons trouvé le plus adéquat pour simplifier la simulation d'une structure associant une cascade d'obstacles.

Dans le deuxième chapitre, dans un premier temps, nous avons donné les caractéristiques des discontinuités dues au changement de géométrie entre guides rectangulaires uni-axiaux. Puis, dans un deuxième temps, nous avons rappelé quelques notions de synthèse de structures en guides d'onde (filtres et transformateurs), puis nous avons présenté comme exemple la synthèse de quelques structures conçues à partir de cahiers de charge.

Dans le dernier chapitre, nous avons donné un aperçu assez général sur les algorithmes génétiques, et nous avons considéré leurs utilisations dans l'optimisation de quelques structures conçues à partir de guides d'ondes métalliques.



Chapitre I :

Guides d'ondes et  
discontinuités

## 1. Introduction :

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 de télécommunication [1]. Lorsque la fréquence et/ou la puissance augmente l'emploi de lignes de transmission devient très limité par l'apparition des modes d'ordre supérieur qui se manifestent dès que les dimensions transversales des structures utilisées ne sont plus négligeables devant la longueur d'onde, et aussi par l'accroissement des pertes diélectriques dans les isolants qui provoque également des atténuations souvent importantes [2] ; Dans ce cas, il devient nécessaire d'utiliser des structures appelées de façon générale « guide d'onde » pour la transmission de cette énergie électromagnétique. Il s'agit de structures conductrices creuses dans lesquelles se propagent des ondes électromagnétiques par réflexions successives sur les parois internes.

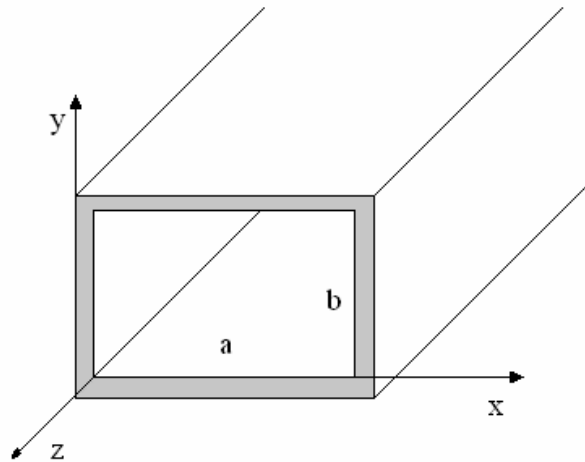
Les guides d'ondes métalliques sont aussi à la base de la conception de nombreux dispositifs micro-ondes tels que les filtres, transformateurs, adaptateurs, polariseurs....

Vu l'intérêt que présente l'emploi des guides d'ondes, nous estimons qu'il est nécessaire de caractériser précisément le comportement d'ondes électromagnétiques qui s'y propagent notamment en présence d'obstacle [3].

Dans ce chapitre nous donnons un aperçu sur les utilisations des guides d'ondes en circuits passifs (filtres et transformateurs), sur les différentes méthodes d'analyse de ces structures.

## 2. Guide d'ondes rectangulaires :

On appelle guide d'onde rectangulaire un système de guidage réalisé sous forme de tube métallique de section droite rectangulaire figure 1.1. Pour construire un modèle mathématique du guide d'onde, supposant d'abord que son enveloppe soit parfaitement conductrice, et que la constante diélectrique  $\epsilon$ , la perméabilité  $\mu$ , et la conductivité  $\sigma$  ne dépendent ni de la position considérée dans le guide, ni de l'amplitude des signaux. Dans de telles conditions les champs électromagnétiques libres ne peuvent avoir le caractère des ondes TEM et se ramènent à un ensemble d'onde E et H [4], [5].



**Figure 1.1** Guide d'ondes rectangulaire homogène

L'étude des ondes E se propageant dans un guide d'onde commence par l'énoncé d'un problème aux limites sous forme de [4]:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} + k_c^2 \bar{E}_z = 0 \quad (1.1)$$

$$k_c^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (1.2)$$

Où  $\begin{cases} 0 < x < a \\ 0 < y < b \end{cases}$  et  $\bar{E}_z = 0$  si  $\begin{cases} x = 0, x = a \\ y = 0, y = b \end{cases}$

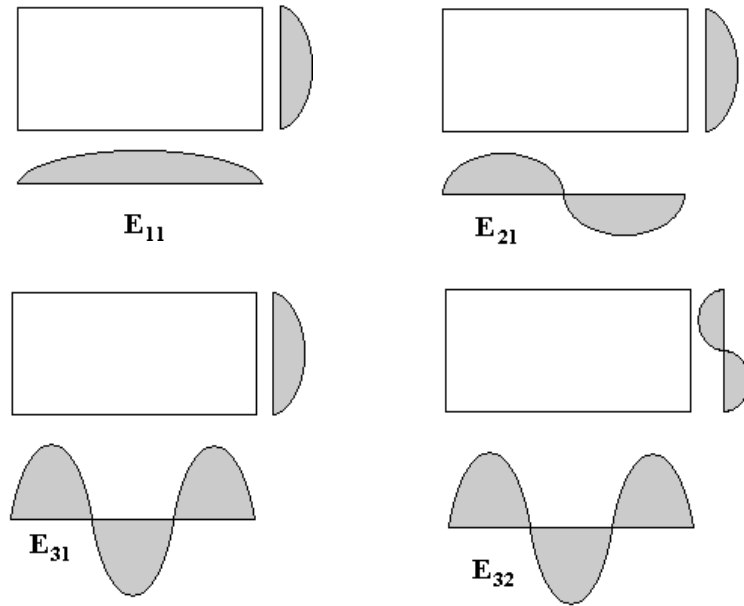
En utilisant la méthode de séparation des variables la solution de l'équation de propagation est de la forme :

$$E_z^{mn} = E_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (1.3)$$

Où  $\begin{cases} m = 1, 2, 3, \dots, \\ n = 1, 2, 3, \dots, \end{cases}$

Chaque solution  $E_z^{mn}$  du problème (1.1) défini à un coefficient complexe  $E_0$  près, donne la répartition de la composante longitudinale du vecteur E dans la section droite du guide

d'ondes, la solution correspondante des équations de Maxwell est appelée onde de type ou de mode  $E_{mn}$ , la figure 1.2 montre de telles répartitions pour les ondes  $E_{11}, E_{21}, E_{31}, E_{32}$



**Figure 1.2** Répartition des champs pour les modes  $E_{11}, E_{21}, E_{31},$  et  $E_{32}$

Pour étudier les champs des ondes H, on pose au lieu de (1.1) un problème aux limites du type (1.4), à savoir [4]:

$$\frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial y^2} + k_c^2 \bar{H}_z = 0 \quad (1.4)$$

$$\text{Ou} \quad \begin{cases} 0 < x < a \\ 0 < y < b \end{cases} \quad \frac{\partial \bar{H}_z}{\partial x} = 0 \text{ si } \begin{cases} x = 0, \\ x = a, \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{\partial \bar{H}_z}{\partial y} = 0 \text{ si } \begin{cases} y = 0, \\ y = b, \end{cases}$$

Les composantes transversales du champ sont données par [2]:

$$\bar{E}_x(x, y) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (1.5)$$

$$\bar{E}_y(x, y) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (1.6)$$

$$\bar{H}_x(x, y) = E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (1.7)$$

$$\bar{H}_y(x, y) = -E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (1.8)$$

Comme pour les ondes E la solution de l'équation (1.4) est de la forme :

$$H_z^{mn} = H_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (1.9)$$

$$\text{Où } \begin{cases} m = 0, 1, 2, \dots, \\ n = 0, 1, 2, \dots, \end{cases}$$

Les composantes transversales du champ des ondes TE sont données par :

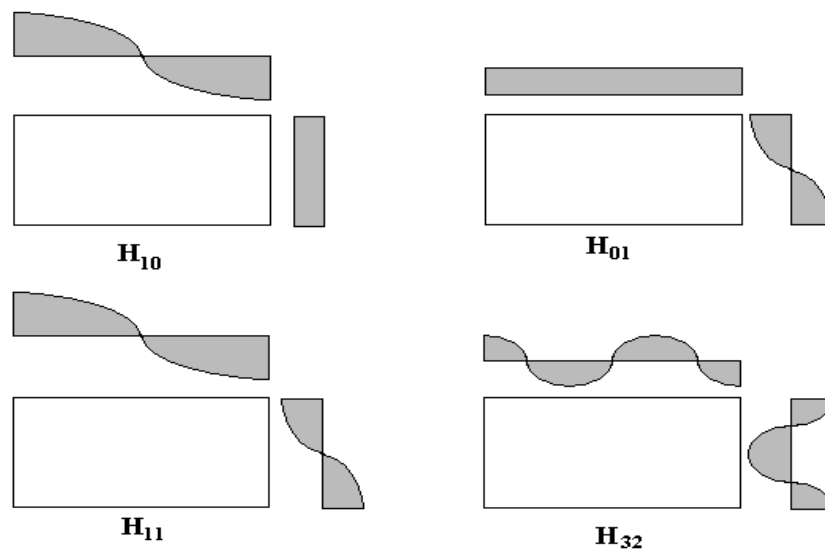
$$\bar{E}_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (1.10)$$

$$\bar{E}_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (1.11)$$

$$\bar{H}_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (1.12)$$

$$\bar{H}_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (1.13)$$

Chaque solution  $H_z^{mn}$  du problème (1.4) fournit pour l'onde du mode H dans la section droite du guide d'ondes. Quelques-unes de ces répartitions sont représentées sur la figure 1.3



**Figure 1.3** Répartition des champs pour les modes  $H_{10}$ ,  $H_{01}$ ,  $H_{11}$  et  $H_{32}$

### **3. Guides d'ondes et discontinuités :**

On désigne par discontinuité toute modification intervenant dans une structure guidante, telle que le changement de géométrie, de direction de propagation ou des paramètres physiques (permittivité, perméabilité) qui affectent la symétrie de translation de la structure de guidage et entraînent des réflexions de l'énergie, donc l'apparition d'une impédance. Notre étude est basée sur les obstacles uni-axiaux, qui sont des discontinuités dont la structure a une seule direction de propagation [6].

Nous pouvons les distinguer en discontinuités accidentelles et discontinuités volontaires. Ces dernières se produisent en général aux jonctions par au moins deux structures guidantes et incluent des courts-circuits, des circuits ouverts, des interruptions de ligne, des jonctions entre lignes de caractéristiques différents.....etc.

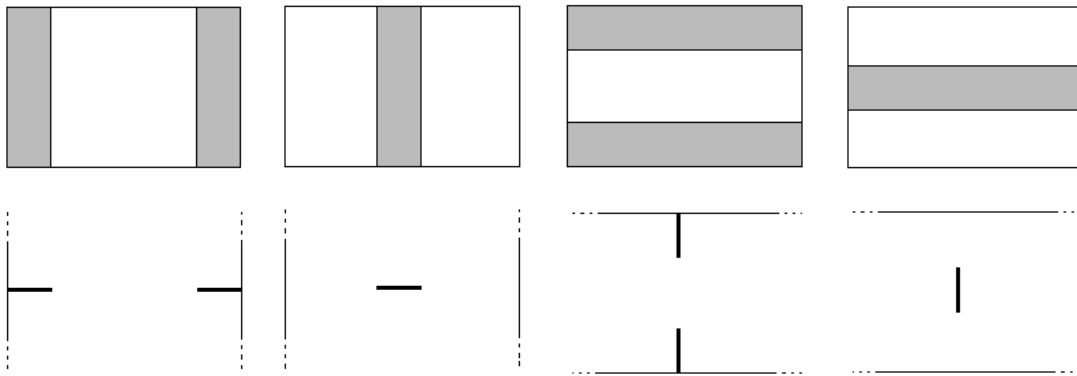
Les discontinuités accidentelles sont dues aux dimensions limitées du substrat (coude par exemple) ou à des transitions entre les structures de guidage. Dans ce qui suit on va citer quelques types de discontinuités.

#### **3.1. Les obstacles localisés**

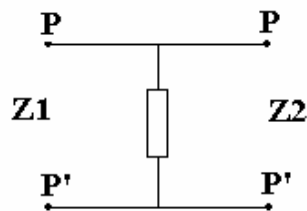
Un obstacle est dit localisé quand sa longueur dans le sens de propagation est très petit par rapport à la longueur d'onde : par exemple les pièces métalliques ou diélectriques minces placées dans le guide perpendiculairement à la direction de propagation.

Ces obstacles sont assimilables à des impédances localisées (selfs et capacités) placées en série ou en parallèle ou se trouve la discontinuité, si l'obstacle fait apparaître surtout des modes TM, il y a une accumulation de l'énergie électrique au niveau de la discontinuité due à l'apparition de modes d'ordres supérieur évanescents ; dans ce cas la nature de la discontinuité est capacitive, elle est de nature inductive dans le cas d'apparition de modes TE.

Certains obstacles font apparaître les deux types de modes. A une fréquence particulière, l'énergie magnétique totale est égale à l'énergie électrique, il s'agit d'obstacles résonnants [7].



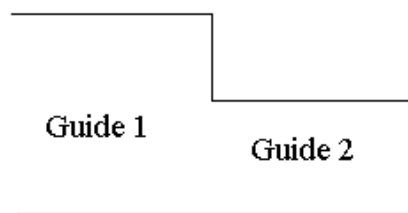
**Figure 1.4** sections sur des guides avec obstacles [8]



**Figure 1.5** Schéma équivalent d'une discontinuité

### 3.2. Les obstacles semi infinies

Un obstacle est semi infini ou long quand sa longueur dans le sens de la propagation est très grande par rapport à la longueur d'onde, par exemple : les jonctions entre deux guides d'ondes différents [9].



**Figure 1.6** Discontinuité semi-infinie

### 4. Caractérisation des structures symétriques

Dans les études des dispositifs micro-ondes, nous constatons qu'il existe du point de vue géométrique au niveau de l'obstacle une symétrie. De ce fait l'utilisation de ces plans de symétries semble être nécessaire, car elle permet de réduire sensiblement le temps de calcul (jusqu'à de moitié) [8].

## 5. Murs électriques et magnétiques

Le mur électrique est un conducteur parfait. Sa conductivité  $\sigma$  est infinie. La composante tangentielle du champ électrique et de la composante normale du champ magnétique sont nulles, soit [1]:

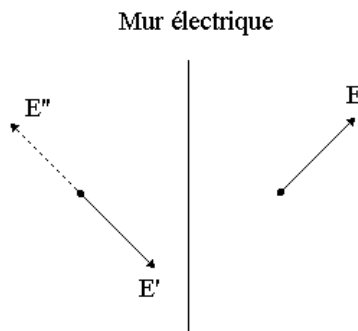
$$\vec{E}_T = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial H_T}{\partial n} = 0 \quad (1.14)$$

Le mur magnétique est un intermédiaire de calcul sans existence physique, il est le dual du mur électrique. Il est donc caractérisé par la relation :

$$\vec{H}_T = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial E_T}{\partial n} = 0 \quad (1.15)$$

## 6. Symétries électrique et magnétique

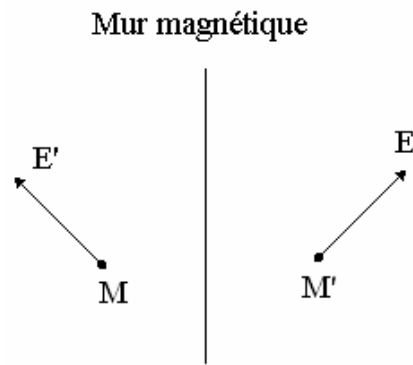
Dans une symétrie électrique, le plan de symétrie est un mur électrique, le champ électrique  $E$  se transforme en un champ électrique  $E'$  opposé du vecteur symétrique  $E''$  [1].



**Figure 1.7** Symétrie électrique

Dans une symétrie magnétique le champ électrique  $E$  se transforme en champ électrique  $E'$  sur la (figure 1.8) si les points  $M$  et  $M'$  se confondent sur le plan  $z$  symétrie  $E$  doit être confondu avec  $E'$ . On peut dire que le plan de symétrie est un mur magnétique.





**Figure 1.8** Symétrie magnétique

## 7. Circuit équivalent des discontinuités

Une fois le champ électromagnétique connu, il reste à élaborer un modèle de circuit équivalent qui prend en compte l'effet de discontinuité sur la propagation.

Les amplitudes des ondes réfléchies et transmises sont liées aux amplitudes des modes d'ordres supérieurs excités au voisinage de la discontinuité, mais la plus grande partie de l'énergie transportée par ces modes a été transférée au mode fondamental à une distance de l'ordre de la fraction de la longueur d'onde [3] [8].

Il est donc possible de donner un schéma équivalent valable pour la propagation du mode fondamental à partir d'une distance minimale de la discontinuité. Ce schéma repose sur la donnée d'une matrice de répartition exprimant les amplitudes complexes des ondes réfléchies et transmises en fonction de l'amplitude de l'onde incidente. En général, pour rendre plus facile les calculs, nous préférons à cette matrice de répartition  $S$  soit une matrice d'impédance soit une matrice ABCD déduite des formules de passage usuelles et qui permet de plus l'emploi d'éléments à constantes localisées dans les schémas équivalents. Il faut noter que ce schéma n'est valable qu'au voisinage de la discontinuité et que les valeurs des ces éléments sont en fonction de la géométrie de la structure et de la fréquence [1].

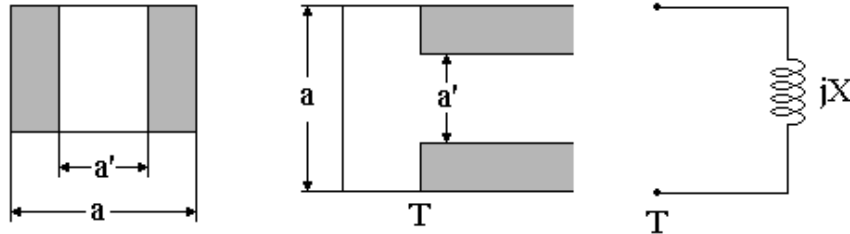
Dans ce qui suit nous présenterons quelques exemples de discontinuités et leurs schémas équivalents.

### 7.1. Changement de la largeur dans un guide rectangulaire (discontinuité plan H)

Soit la discontinuité plan H (figure 1.9) dans un guide rectangulaire réalisée en réunissant deux guides de même hauteur et de largeur différente. Pour l'étude de cette

discontinuité nous supposons que seul le mode dominant  $TE_{01}$  est propagatif dans le guide 1, et est incident sur la jonction.

Dans le premier cas nous supposons que la structure est symétrique. Les relations ci-dessous sont déduites après de nombreuses approximations [3].



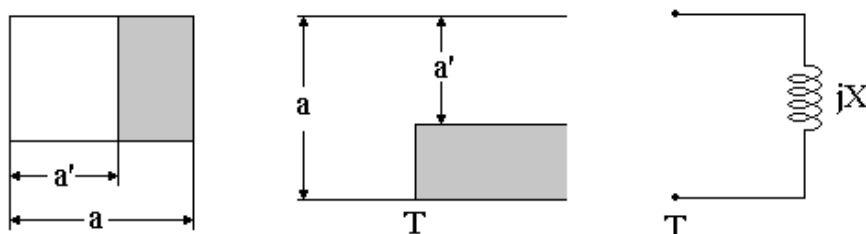
**Figure 1.9** Circuit équivalent discontinuité plan-H symétrique

$$\frac{X}{z_0} \approx \frac{2a}{\lambda_g} \frac{\alpha^2}{0.429(1-1.56\alpha^2)(1-6.75\alpha^2 Q) + 0.571(1-0.58\alpha^2) \sqrt{1 - \left(\frac{2a'}{\lambda}\right)^2}} \quad (1.16)$$

Où  $Q = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2}$      $\alpha = \frac{a'}{a}$     et     $\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$

Le circuit équivalent n'est applicable que pour  $0.5 < \frac{a}{\lambda} < 1.5$  et  $\lambda < 2a'$ , l'erreur de l'équation (1.16) est estimée à 10%.

Pour le cas d'une jonction asymétrique, le circuit équivalent est le suivant [3]:



**Figure 1.10** Circuit équivalent discontinuité plan-H asymétrique

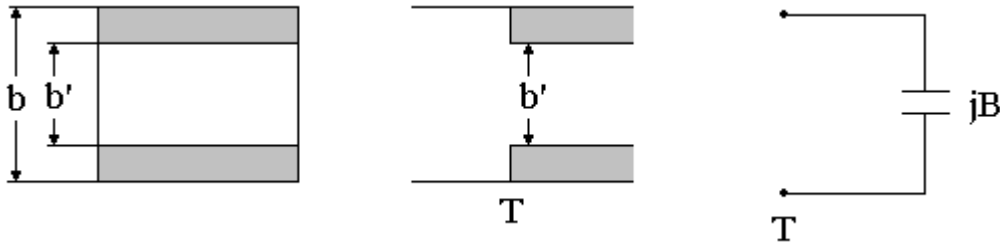
$$\frac{X}{z_0} \approx \frac{2a}{\lambda_g} \frac{\alpha^4}{0.198(1-1.44\alpha^2) + 0.173(1+1.33\alpha^2)(1+41.3\alpha^4 Q)} \quad (1.17)$$

$$\text{Où} \quad Q = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2} \quad \alpha = \frac{a'}{a} \quad \text{et} \quad \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$$

Le circuit équivalent n'est applicable que pour  $0.5 < \frac{a}{\lambda} < 1$  et  $\lambda < 2a'$ , l'erreur de l'équation (1.17) est estimée à 10%.

## 7.2. Changement de la hauteur dans un guide rectangulaire (discontinuité plan E)

Soit la discontinuité plan-E (figure 1.11) dans un guide rectangulaire réalisée en réunissant deux guides de même largeur et de hauteur différente. Dans le premier cas nous supposons que la structure est symétrique, les relations ci-dessous sont également déduites après de nombreuses approximations [3].



**Figure 1.11** Circuit équivalent discontinuité plan-E symétrique

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \left[ \ln \left( \frac{1-\alpha^2}{1\alpha} \right) \left( \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{\frac{1}{2} \left( \alpha + \frac{1}{\alpha} \right)} + \frac{2}{A} \right] \quad (1.18)$$

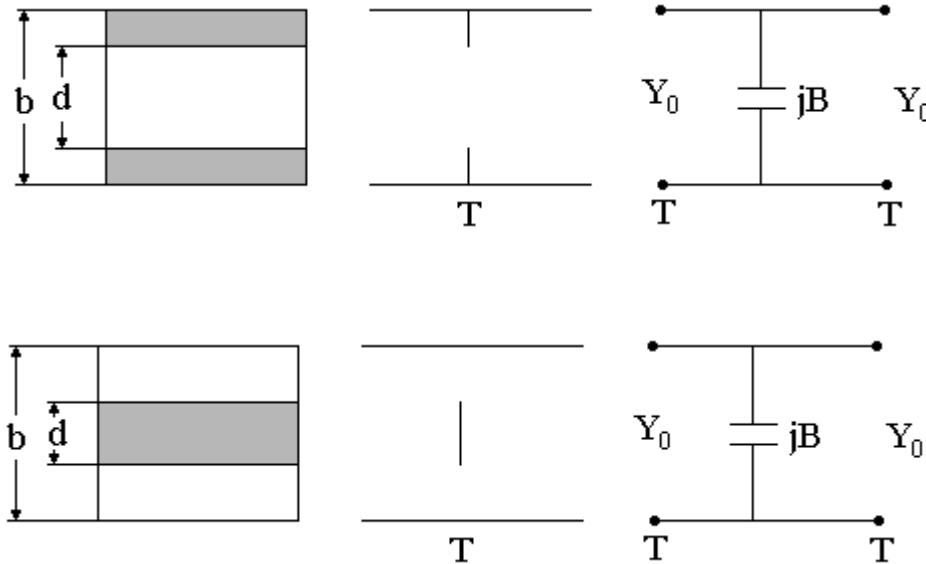
$$\text{Où} \quad A = \left( \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{2\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2}} - \frac{1+3\alpha^2}{1-\alpha^2} \quad (1.19)$$

### 7.3. Structures à obstacles d'une épaisseur infiniment petite :

Dans cette partie, pour simplifier l'étude, l'obstacle est supposé d'épaisseur nulle. Nous verrons plus tard, que l'hypothèse de l'épaisseur nulle de l'obstacle influencera sur la réponse du filtre étudié et ne peut être acceptée dans la pratique.

#### 7.3.1. Obstacles capacitifs :

Il s'agit d'insérer une ou de deux plaques métalliques symétriques, perpendiculaires au champ électrique dans le guide d'onde. Le schéma équivalent est donné sur la figure suivante, pour le calcul de l'impédance B l'équation (1.20) est valable pour les deux cas d'obstacles capacitifs suivants [3]:



**Figure 1.12** Obstacle capacitif d'épaisseur infiniment petite

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \left[ \ln \left( \csc \frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{Q_2 \cos^4 \frac{\pi d}{2b}}{1 + Q_2 \sin^4 \frac{\pi d}{2b}} + \frac{1}{16} \left( \frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left( 1 - 3 \sin^2 \frac{\pi d}{2b} \right)^2 \cos^4 \frac{\pi d}{2b} \right] \quad (1.20)$$

$$\text{Où } Q_n = \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{2b}{n\lambda_g} \right)^2}} - 1$$

### 7.3.2. Les Obstacles inductifs :

#### 7.3.2.1. Obstacle inductif symétrique :

Il s'agit d'insérer une ou deux plaques métalliques symétriques, parallèles au champ électrique dans le guide d'onde. Le schéma équivalent est donné sur la figure suivante [3]:

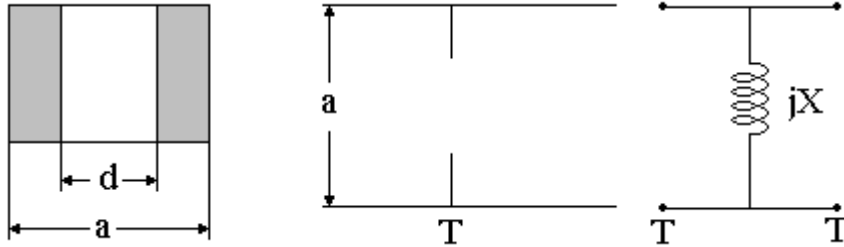


Figure 1.13 Obstacle inductif symétrique

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left[ 1 + \frac{3}{4} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2}} - 1 \right] \sin^2 \frac{\pi d}{a} + 2 \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \left[ 1 - \frac{4}{\pi} \frac{E(\alpha) - \beta^2 F(\alpha)}{\beta^2} \cdot \frac{E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)}{\alpha^2} - \frac{1}{12} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right] \right] \quad (1.21)$$

Où  $\alpha = \sin \frac{\pi d}{2a}$  et  $\beta = \cos \frac{\pi d}{2a}$

$E$  et  $F$  sont respectivement les intégrales elliptiques du premier et second ordre.

Cette équation n'est valable que pour des longueurs d'ondes comprises entre  $\frac{2}{3}a < \lambda < 2a$

Pour le cas d'une seule plaque métallique, elle est insérée au centre du guide, comme le montre la figure 1.14:

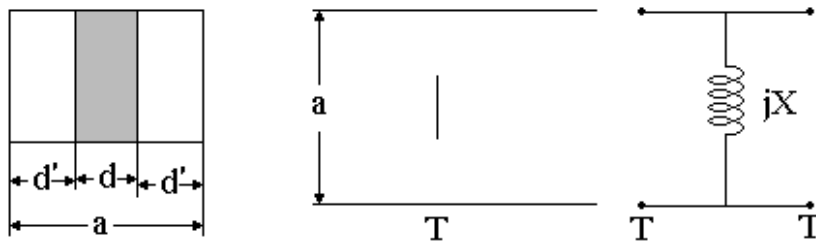


Figure 1.14 Obstacle inductif symétrique

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \left[ \frac{(1+\alpha^2)F(\beta) - 2E(\beta)}{2E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)} + \frac{2}{27} \left( \frac{a}{\lambda} \right)^2 \left[ \frac{2(2\alpha^2 - 1)E(\beta) - \alpha^2(3\alpha^2 - 1)F(\beta)}{2E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)} \right]^2 \right] \quad (1.22)$$

Où  $\alpha = \sin \frac{\pi d'}{2a}$  et  $\beta = \cos \frac{\pi d'}{2a}$

Cette équation n'est valable que pour des longueurs d'ondes comprises entre  $\frac{2}{3}a < \lambda < 2a$

### 7.3.2.2. Obstacle inductif asymétrique

Il s'agit d'insérer une seule plaque métallique, parallèle au champ électrique dans le guide d'onde. Le schéma équivalent est donné sur la figure suivante [3]:

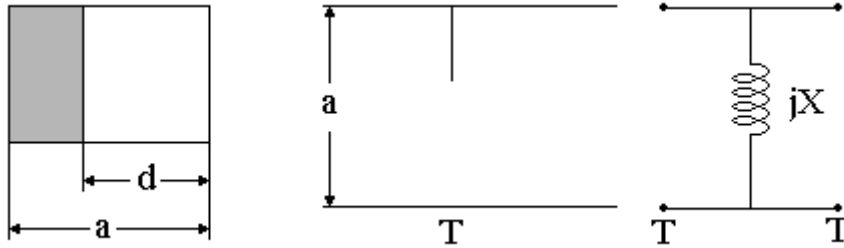


Figure 1.15 Obstacle inductif asymétrique

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \frac{\tan^2 \frac{\pi d}{2a}}{1 + \csc^2 \frac{\pi d}{2a}} \left[ 1 + \frac{8\alpha^4 \beta^2 Q}{1 + \alpha^2 + \beta^5 (\beta^4 + 6\alpha^2) Q} + 2 \left( \frac{a}{\lambda} \right)^2 \left[ 1 - 2 \frac{\alpha^2 + 2\beta^2 \ln \beta}{\alpha^4 (1 + \alpha^2)} - \frac{2\alpha^4 \beta^2}{1 + \alpha^2} \right] \right] \quad (1.23)$$

Où  $\alpha = \sin \frac{\pi d}{2a}$  ;  $\beta = \cos \frac{\pi d}{2a}$  et  $Q_n = \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{a}{\lambda} \right)^2}} - 1$

Cette équation n'est valable que pour des longueurs d'ondes comprises entre  $a < \lambda < 2a$

**Remarque :** Vue la complexité des équations, et pour plus de précision des résultats, nous avons préféré les résoudre en utilisant une méthode numérique, qui est la bisection. Le choix de la méthode a été fait, pour sa simplicité, sa facilité de programmation, sa rapidité (résultats

obtenus après 30 itérations), sa précision, mais aussi l'allure des courbes qui fait que cette technique soit adéquate pour résoudre l'équation  $X=f(d,d',b')$ . Sachant que les inconnus à trouver sont les dimensions des obstacles  $d$ ,  $d'$  et  $b'$ , les  $X$  désignent les valeurs des éléments localisés calculées analytiquement.

### 8. La méthode de bisection :

La méthode de la bisection repose sur une idée toute simple ; une fonction continue  $f(x)$  change de signe et passe du positif au négatif autour d'une racine  $\alpha$ . Soit  $x_0$  le milieu de l'intervalle  $[a, b]$ , la solution se trouve dans l'un des deux intervalles  $[a, x_0]$  ou  $[x_0, b]$  [10] [11].

- Si  $f(a) \cdot f(b) < 0$ , alors  $f(x)$  a au moins une racine dans  $[a, b]$ .
- Si  $f(x) = 0$  pour tout  $x$  de  $[a, b]$ , la racine est unique.
- Si  $f(a) \cdot f(b) > 0$ , alors  $f(x)$  n'a pas de racine dans  $[a, b]$  ou  $f(x)$  a un nombre pair de racines dans  $[a, b]$ .
- Si  $\alpha \in [a, x_0]$  on pose :  $a_1=a, b_1=x_0$
- Si  $\alpha \in [x_0, b]$  on pose :  $a_1=x_0, b_1=b$

En itérant ce procédé, on obtient une suite de valeurs :

$$x_0 = \frac{a+b}{2} ; x_1 = \frac{a_1+b_1}{2} ; \dots x_n = \frac{a_n+b_n}{2}$$

Qui vérifiant l'inégalité :

$$\alpha - x_0 < \frac{b-a}{2^{n+1}} \quad (1.24)$$

Cette inégalité permet d'estimer à l'avance le nombre d'itérations nécessaires pour approcher  $\alpha$  avec une précision donnée

Ce n'est pas toujours le cas puisque la fonction  $f(x)$  peut aussi être tangente à l'axe de  $X$  voir (figure 1.16).

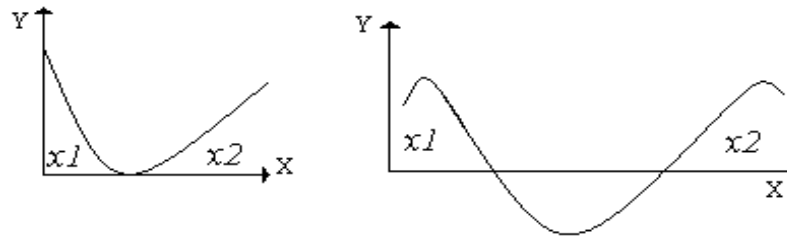


Figure 1.16 Cas spécifique de la méthode de bisection

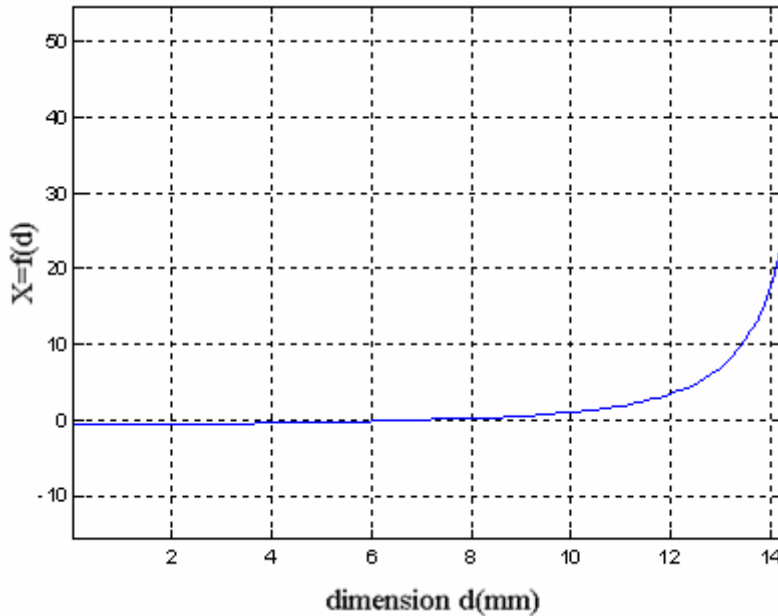


Figure 1.17 Notre cas de figure  $X=f(d)$ .

### 9. Association de quadripôles à l'aide de matrice ABCD

La modélisation de dispositifs micro-ondes est ramenée à la mise en cascade des discontinuités. La méthode la plus utilisée pour déterminer la matrice S totale est basée sur le chaînage des matrices S de chaque discontinuité. Cette approche nécessite un nombre important d'opérations sur des matrices de taille importante et un grand nombre d'opérations d'inversion de matrices. Du fait que la matrice ABCD lie les courants et tensions des entrées en fonction des courants et tensions des sorties, elle est mieux adaptée au système en cascade [12].

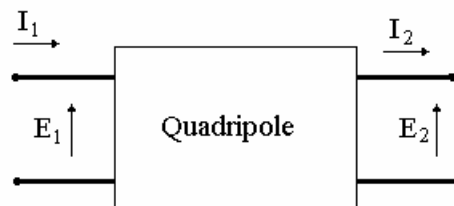


Figure 1.17 Quadripôle ABCD

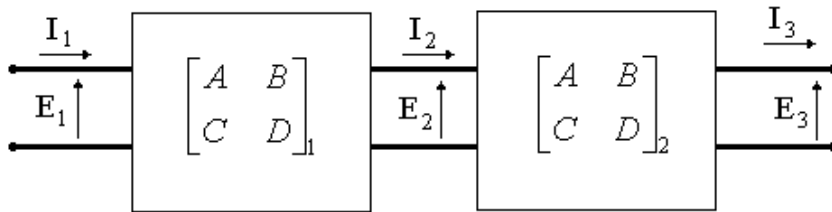


$$\begin{aligned} \text{Où } V_1 &= A \cdot V_2 + B \cdot I_2 \\ I_1 &= C \cdot V_2 + D \cdot I_2 \end{aligned} \quad (1.25)$$

$$\text{et } \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Les coefficients A, B, C et D peuvent être calculés par substitution :

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad \text{et} \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (1.27)$$



**Figure 1.19** Quadripôles en cascade

La matrice totale est le produit de toutes les matrices en cascade.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \Rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un bref rappel sur les guides d'onde rectangulaire, sur le comportement des champs électrique et magnétique à l'intérieur, en absence d'obstacle ; on a démontré l'importance de l'utilisation des circuits équivalents d'une discontinuité ; donné quelques exemples de discontinuités, puis proposé un système de matrices ABCD qu'on a trouvé le plus adéquat pour simplifier la simulation d'une structure associant une cascade d'obstacles.

## Chapitre II :

# Analyse et synthèse des structures en guides d'ondes

## 1. Introduction

L'étude des discontinuités en guides d'ondes est un problème classique. En effet, plusieurs contributions peuvent être trouvées dans la littérature. L'intérêt de ces discontinuités vient du fait que plusieurs dispositifs micro-ondes, récemment conçus et réalisés, utilisent les transitions rectangulaires comme des cellules de base dans leurs conceptions. Du point de vue conception de composants micro-ondes, il est intéressant de disposer de méthodes précises et rapides pour la synthèse et analyse de ce type de structures [7].

Les méthodes d'analyse de ces discontinuités peuvent être classées en deux catégories : les techniques numériques et les méthodes analytiques. Ces dernières, déjà anciennes et historiquement les premières, ont permis de résoudre les problèmes qui correspondent à des structures de guidage dont les limites coïncident avec des axes de coordonnées curvilignes [6]. Quant aux méthodes numériques telles que la méthode des éléments finis (Finite Element Method FEM), la méthode des éléments aux frontières (Boundary Element Method) et certaines méthodes hybrides généralement développées pour l'analyse de structures complexes [1], malgré leur avantage d'avoir un champ d'application plus vaste, elles présentent cependant l'inconvénient de donner des résultats dont la précision est souvent tributaire de la capacité des ordinateurs utilisés, et par conséquent le temps de calcul est excessivement long.

Nous avons basé nos travaux sur une technique générale basée sur l'analyse modale. Dans cette méthode le champ total dans chaque région est exprimé par la somme de combinaison linéaire du mode fondamental et des modes d'ordre supérieur [13]. Cette procédure en liaison avec l'application des conditions de continuité des champs et avec la propriété d'orthogonalité des modes, conduit à la matrice  $S$  généralisée [14]. Comme application, nous avons choisi deux types de structures, les filtres à base d'obstacles insérés dans des guides d'ondes, et les transformateurs assurant la continuité entre deux ou plusieurs guides de dimensions différentes. Ces dispositifs sont souvent utilisés dans les satellites de communication [15].

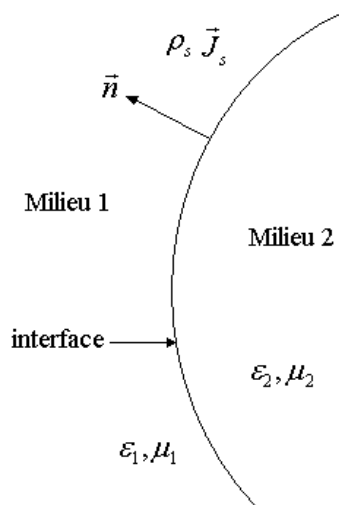
La cellule de base des structures à étudier est représentée sur la figure 2.2. Il s'agit d'une jonction entre deux guides rectangulaires uni-axiales, où seuls les modes  $TE_{1n}$  (type H) et  $TM_{1n}$  (type E) sont excités.

## 2. Condition aux limites

Dans le traitement des ondes guidées, on se trouve souvent devant des situations où les propriétés physiques du milieu changent brusquement à travers une ou plusieurs interfaces. Le comportement des champs électromagnétiques en présence de telles discontinuités est gouverné par certaines conditions aux limites qui doivent être satisfaites aux surfaces des discontinuités. Ces conditions peuvent être dérivées par application des équations de Maxwell à des régions infiniment petites contenant ces surfaces [7].

En ce référant à la (figure 2.1) Les conditions aux limites sont représentées par:

$$\begin{aligned}
 \vec{n} \cdot (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) &= \rho_s \\
 \vec{n} \cdot (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) &= 0 \\
 \vec{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) &= \vec{J}_s \\
 \vec{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) &= \vec{0}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$



**Figure 2.1** Surface de séparation milieu 1 et 2

Où  $\vec{n}$  est le vecteur normal à la surface de séparation vue de la région 1.

$\rho_s, \vec{J}_s$  sont respectivement les densités surfaciques de charge et de courant.

### 2.1. Cas de deux milieux linéaires sans pertes

Si les régions 1 et 2 sont des milieux diélectriques linéaires sans pertes, en absence de charge et de courant, les équations 2.1 s'écrivent :

$$\begin{aligned}\vec{n} \times \vec{E}_1 &= \vec{0} \varepsilon_1, \mu_1 \varepsilon_2, \mu_2 \\ \vec{n} \times \vec{H}_1 &= \vec{J}_s \\ \vec{n} \cdot \vec{D}_1 &= \rho_s \\ \vec{n} \cdot \vec{H}_1 &= 0\end{aligned}\quad (2.2)$$

Si le milieu 1 est diélectrique et le milieu 2 est conducteur parfait, les équations 2.1 se réduisent aux expressions suivantes :

$$\begin{aligned}\vec{n} \times \vec{E}_1 &= \vec{0} \\ \vec{n} \times \vec{H}_1 &= \vec{J}_s \\ \vec{n} \cdot \vec{D}_1 &= \rho_s \\ \vec{n} \cdot \vec{H}_1 &= 0\end{aligned}\quad (2.3)$$

### 3. La méthode d'analyse modale :

La méthode de raccordement modale est l'une des techniques les plus fréquemment utilisées dans la formulation des problèmes aux limites. En général cette méthode est appliquée quand la géométrie de la structure peut être identifiée à une jonction de deux ou plusieurs régions ou chaque une appartient à un système de coordonnées séparé. Cette méthode a été introduite par J. Schinger, durant les années 40. Elle offre l'avantage de tenir compte de l'épaisseur non nulle des rubans conducteurs, et elle est très bien adaptée pour l'analyse des structures non homogènes à plusieurs couches diélectriques [15].

La méthode de raccordement modale a été appliquée pour la résolution de problème de dispersion due aux diverses discontinuités en guide d'ondes. Elle a été également utilisée pour analyser des structures complexes tel que les filtres, transformateur en guide d'onde [7], et diviseur de puissance [14].

#### 3.1. Principe de la méthode :

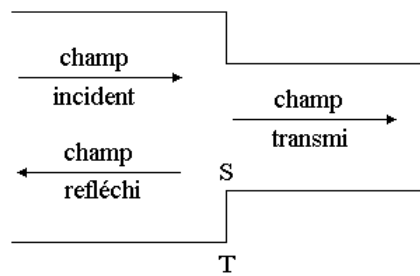
Il s'agit de développer le champ électromagnétique de part et d'autre de la discontinuité sous forme d'une somme de combinaison linéaire du mode fondamentale et des modes d'ordre supérieur. Si la forme fonctionnelle des modes supérieurs est connue le problème se réduit alors à la détermination des amplitudes des modes normaux associés aux expressions des champs électrique et magnétique dans les différentes régions. La représentation modale est suivie par l'application des conditions de continuité des champs électrique et magnétique au niveau de la jonction des régions. Cette procédure, en liaison avec

la propriété d'orthogonalité conduit à un système d'équations linéaires à coefficients inconnus (système infini) [16].

En général comme il est impossible d'extraire une solution de ce système d'équations infini nous sommes alors obligé d'utiliser des techniques d'approximation (troncature, ou l'itération) pour résoudre au mieux ce problème.

D'une façon générale nous pouvons résumer le principe de cette méthode par les étapes suivantes :

Soit la discontinuité uni-axiale représentée sur la (figure 2.2) [21]:



**Figure 2.2** section longitudinale d'une discontinuité

On suppose que seul le mode fondamental est propagatif.

- le champ incident (à gauche plan de raccordement T) est assuré par le mode fondamental.
- Les champs réfléchis et transmis sont représentés par le mode fondamental et les modes d'ordres supérieurs.

En appliquant les conditions de continuités des champs dans le plan de raccordement T ( $z=0$ ) :

- champs à gauche = champ à droite dans la région S.
- champ électrique tangentiel = 0 sur le métal [7].

$$\vec{e}_1^I + \sum_{n=2}^{\infty} R_n \vec{e}_n^I = T_1 \vec{e}_1^{II} + \sum_{n=2}^{\infty} T_n \vec{e}_n^{II} \quad (2.4)$$

$$\vec{h}_1^I + \sum_{n=2}^{\infty} R_n \vec{h}_n^I = T_1 \vec{h}_1^{II} + \sum_{n=2}^{\infty} T_n \vec{h}_n^{II} \quad (2.5)$$

$\vec{e}_n^{I,II}$ ,  $\vec{h}_n^{I,II}$  désignent les champs électrique et magnétique dans la région I (respectivement II) représentant les modes d'ordres n.

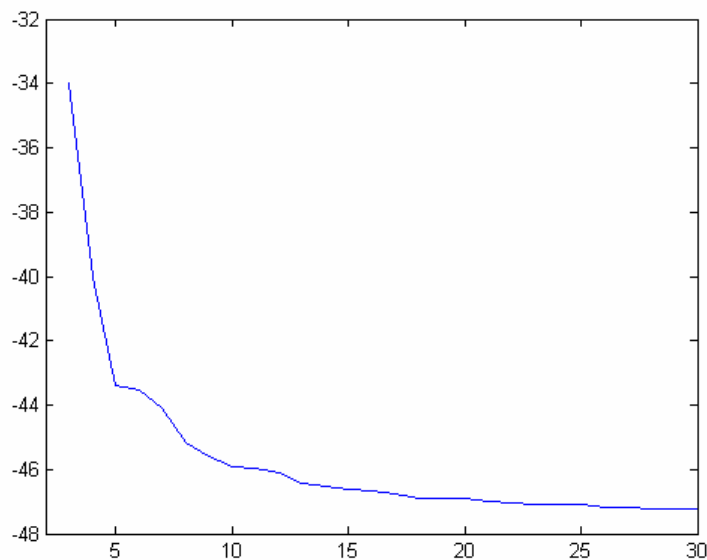
$T_n$ ,  $R_n$  sont respectivement les coefficients de transmission et de réflexion.

L'application des relations d'orthogonalité donne un système linéaires de type  $[Q][R]=[P]$  dont la résolution nous permet de déterminer les différents coefficients.

Quand on place un obstacle (discontinuité) dans un guide on détruit l'uniformité de celui-ci dans la direction de propagation. Au niveau de la discontinuité on doit tenir compte des conditions aux limites additionnelles qui doivent être satisfaites par les champs électromagnétiques. On devra considérer dans ce cas non pas un seul mode (comme le cas d'un guide uniforme), mais l'ensemble des modes du guide pour faire face aux nouvelles conditions aux limites imposées par la présence de la discontinuité. Cependant comme les conditions de fonctionnement en été choisies pour permettre la propagation d'un seul mode, les modes supérieurs ainsi générés sont évanescents : il n'existe qu'aux voisinage immédiat de l'obstacle. Ils accumulent localement de l'énergie magnétique ou électrique et que selon la nature des modes excités l'une des deux énergies est dominante [7].

### 3.2. Phénomène de la convergence relative

Le phénomène de dépendance des résultats envers l'ordre de troncature des sommes infinies est appelé phénomène de convergence relative. Le principe de base de la méthode de raccordement modale est le développement des champs en termes de séries infinies des modes du guide. Comme la capacité des micro-ordinateurs est limitée, on est alors obligé de faire une troncature d'un nombre  $n$ . Une étude de la convergence de la réponse vers une solution unique en fonction du nombre des modes, a été faite pour déterminer ce dernier. Cette approche très utiliser est plus régulariser que les approximations analytiques [1].

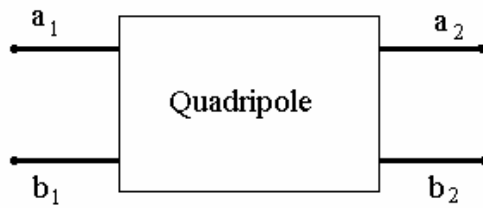


**Figure 2.3** Convergence de la réponse fréquentielle en fonction du nombre de mode

### 3.3. Matrice de répartition S

Les discontinuités peuvent être simples et sans couplage avec d'autres discontinuités, on les désignera par discontinuités élémentaires. Plusieurs d'entre elles mise en cascade constituent une discontinuité multiple ou composée. La caractérisation d'une discontinuité multiple est déduite à partir de la caractérisation des discontinuités élémentaires la composant.

Aux fréquences élevées et pour les discontinuités multiples on utilise de préférence le formalisme de la matrice de répartition pour les décrire. La matrice S de la discontinuité multiple est obtenue en considérant les matrices élémentaires des discontinuités en cascade.



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S11] & [S12] \\ [S21] & [S22] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Après quelque manipulation algébrique on obtient la matrice de répartition S [14] :

$$[S11] = ([YL] + [Y1])^{-1} ([Y1] - [YL]) \quad (2.7)$$

$$[S12] = 2([YL] + [Y1])^{-1} [M]^T [Y2] \quad (2.8)$$

$$[S21] = [Y2][M][Y1]^{-1} ([I] + [S11]) \quad (2.9)$$

$$[S22] = [Y2][M][Y1]^{-1} [S12] - [I] \quad (2.10)$$

$$\text{Où } YL = [M]^T [Y2][Y2][M][Y1]^{-1} \quad (2.11)$$

$I$  : est la matrice unité

$$M = \begin{bmatrix} [H] & [0] \\ [EH] & [HE] \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\text{et } Y_i = \begin{bmatrix} [Y_i^h] & [0] \\ [0] & [Y_i^e] \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

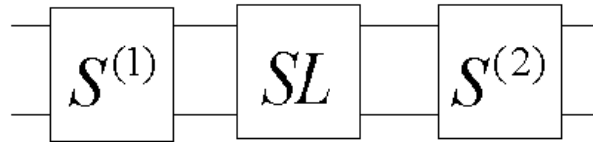


Les  $Y_i^{h,e}$  sont des matrices diagonales dont les éléments diagonaux sont les racines carrées des admittances des modes  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$ . Les éléments des matrices H, EH et E sont les produits scalaires des champs transverses TE-TE, TM-TE et TM-TM respectivement au niveau de la discontinuité [17] [19].

Si le petit guide est à gauche et grand à droite on a [20]:

$$S'_{11} = S_{22}, S'_{12} = S_{21}, S'_{21} = S_{12} \text{ et } S'_{22} = S_{11}$$

S'il y a plusieurs transitions (transitions multiples), on associe les différentes matrices S de chaque transition en tenant compte de la longueur entre chacune d'elles. En supposant que la matrice de répartition du tronçon de guide intermédiaire entre le guide 1 et 2 est  $[SL]$  la matrice de la structure est donnée par [22] :



**Figure 2.4** transitions multiples

$$[S_{11}^d] = [S_{11}^{(1)}][SL][U_2][S_{11}^{(2)}][SL][S_{21}^{(1)}] \quad (2.14)$$

$$[S_{12}^d] = [S_{12}^{(1)}][SL][U_2][S_{12}^{(2)}] \quad (2.15)$$

$$[S_{21}^d] = [S_{21}^{(2)}][SL][U_1][S_{21}^{(1)}] \quad (2.16)$$

$$[S_{22}^d] = [S_{22}^{(2)}][SL][U_1][S_{22}^{(1)}][SL][S_{12}^{(2)}] \quad (2.17)$$

$$\text{Où } [U_1] = ([I] - [S_{22}^{(1)}][SL][S_{11}^{(2)}][SL])^{-1} \quad (2.18)$$

$$\text{et } [U_2] = ([I] - [S_{11}^{(2)}][SL][S_{22}^{(1)}][SL])^{-1} \quad (2.19)$$

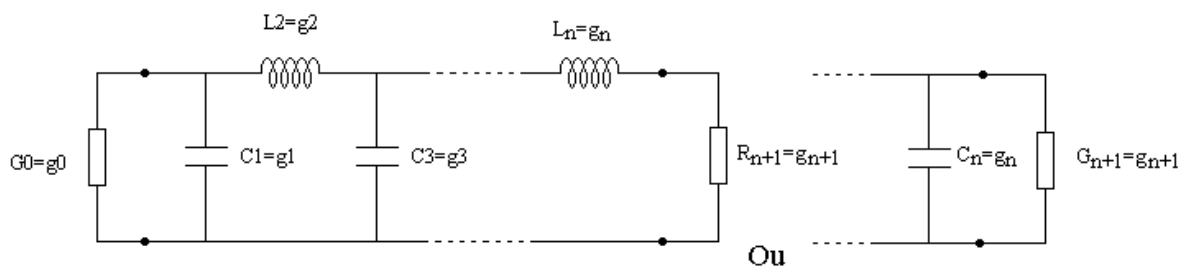
#### 4. Éléments de synthèse des filtres micro-ondes :

Dans cette partie, sont rappelées quelques notions théoriques essentielles de synthèse des filtres micro-ondes à l'aide des éléments répartis constitués de ligne de transmission ou de guides d'ondes métalliques. La synthèse des filtres fait appel à deux méthodes [8]:

- la méthode de l'impédance image qui a été développée dans les années 1930. C'est une méthode simple qui a été utilisée avec succès en radiocommunications. Son inconvénient est de ne pas être applicable à toutes les fonctions de réponse [8].

- la méthode des pertes d'insertion, largement employée de nos jours, présente l'avantage de prendre en compte le gabarit du filtre normalisé passe-bas. Elle est à la base de plusieurs logiciels de conception assistée des filtres (CAD).

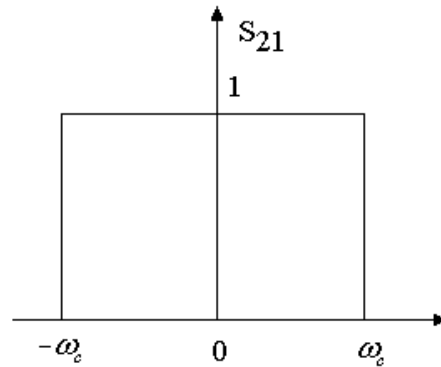
La méthode classique de synthèse consiste à déterminer, à partir des spécifications du filtre à concevoir, dans une première phase le prototype passe-bas constitué d'un réseau en échelle d'inductances séries et capacités parallèles figure 2.5 ou son réseau dual, puis dans une deuxième phase, à transformer le prototype passe-bas pour obtenir la réponse du filtre désirée [12]. Notons en outre que pour la conception des filtres passe-bande très sélectifs, on peut utiliser un seul type d'éléments réactifs (inductances ou capacités) et des inverseurs d'impédances ou d'admittances. L'ordre du filtre est égal au nombre d'éléments réactifs [3].



**Figure 2.5** Schéma électrique du prototype passe-bas de degré impair et pair

#### 4.1. Fonction d'approximation de l'atténuation du filtre passe-bas normalisé

La caractéristique d'un filtre passe-bas idéal est qu'il possède un affaiblissement nul dans la bande passant  $[-\omega_c, \omega_c]$  et infini dans la bande atténuée, un temps de propagation identique pour toutes les composantes spectrales. Un tel filtre dont la réponse en fréquence est présentée sur la figure 2.6 est pratiquement irréalisable [6].



**Figure 2.6** Réponse fréquentiel d'un filtre passe-bas idéal

Les spécifications d'un filtre réel sont données en terme de gabarit d'atténuation. Contrairement au filtre idéal, un filtre réel possède une bande de transition entre les bandes passante et atténuée. Aussi, suivant les spécifications, plusieurs approximations mathématiques ont été développées pour approcher au mieux le module ou la phase de la fonction de transfert du filtre prototype passe-bas de fréquence de coupure unité ( $\omega_c = 1$ ).

Les approximations les plus courantes qui donnent lieu à des réponses électriques assez proches du gabarit sont:

- l'approximation de Chebyshev (equal ripple) ;
- l'approximation de Butterworth (maximally flat) ;
- l'approximation de CAUER ou elliptique ;
- l'approximation de Bessel ou à phase linéaire.

Dans notre travail on ne s'intéressera qu'à l'approximation Chebyshev, où les éléments constitutifs d'un filtre normalisé passe-bas de la figure 2.5 se calculent aisément à partir des formules classiques de récurrence suivantes [8]:

$$\beta = \ln \left( \coth \frac{A_{\max}}{17.37} \right) \quad (2.20)$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2n} \right) \quad (2.21)$$

$$a_k = \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad k=1, 2, 3, \dots, n \quad (2.22)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left( \frac{k\pi}{n} \right) \quad (2.23)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (2.24)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \quad k= 2, 3, 4, \dots, n \quad (2.25)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{si } n \text{ est impaire} \quad (2.26)$$

$$g_{n+1} = \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \quad \text{si } n \text{ est paire} \quad (2.27)$$

La réalisation d'un petit programme nous a permis de calculer avec grande précision les paramètres du filtre prototype Tchebychev, voici deux exemples des paramètres  $g_k$  :

Pour  $A_{\max}=0.01$  dB et  $n=5$

n=1	0.0960	1.0000				
n=2	0.4489	0.4078	1.1008			
n=3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0000		
n=4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008	
n=5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0000

Pour  $A_{\max}=0.1$ dB et  $n=5$

n=1	0.3053	1.0000				
n=2	0.8431	0.6220	1.3554			
n=3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0000		
n=4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554	
n=5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000

Sachant que les filtres passe bande sont réalisés à partir des prototypes de filtre passe bas, les relations qui suivent donnent la relation entre les deux filtres [8]:

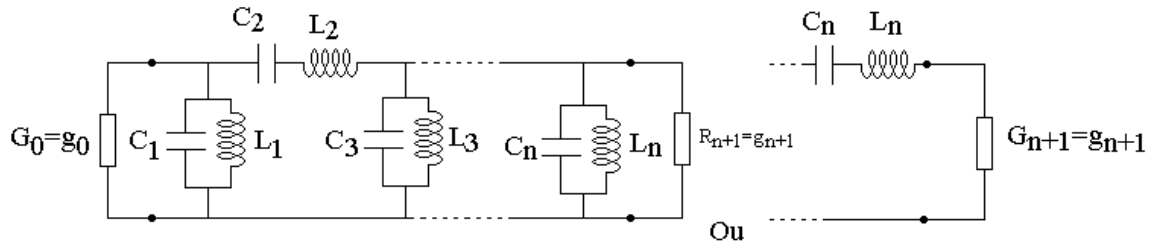
$$\omega_0 C_j = \frac{1}{\omega_0 L_j} = \frac{\omega'_1 g_j}{\Delta \omega} \quad \text{pour les résonateurs parallèles} \quad (2.28)$$

$$\omega_0 L_k = \frac{1}{\omega_0 C_k} = \frac{\omega'_1 g_k}{\Delta \omega} \quad \text{pour les résonateurs séries} \quad (2.29)$$

$$\text{Où } \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (2.30)$$

$$\text{et } \Delta \omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.31)$$

$\omega'_1$  est la fréquence de coupure de filtre passe bas normalisée.



**Figure 2.7** Filtre passe bande a éléments localisés

Les valeurs des éléments constituant le filtre étant connues, sa réponse fréquentielle peut-être simulée en cascasant les matrices ABCD, les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  seront donnés par les formules [12]:

$$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} \quad (2.32)$$

et 
$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D} \quad (2.33)$$

Les coefficients de réflexion et de transmission sont calculés en fonction  $S_{11}$  et  $S_{21}$  :

$$REF = 20 \log(|S_{11}|) \quad (2.34)$$

$$TRAN = 20 \log(|S_{21}|) \quad (2.35)$$

Dans ce qui suit la synthèse et la réponse fréquentielle de quelques filtres, sont représentées ci-dessous:

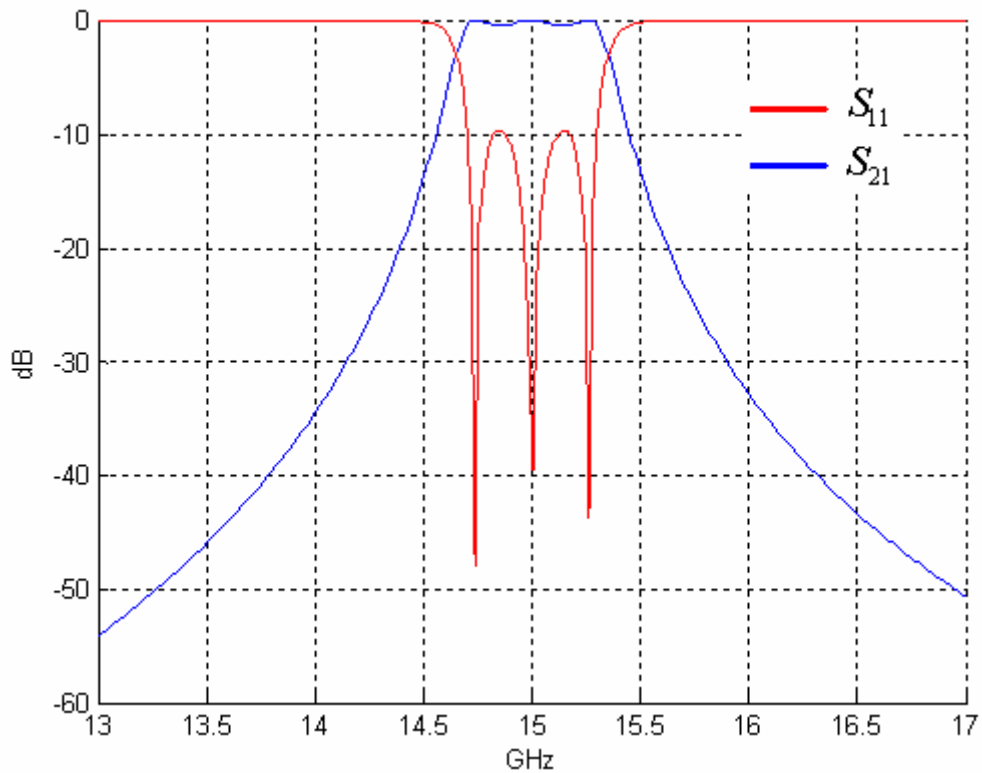
**Exemple 1 :**  $A_{max}=0.5\text{dB}$   $A_{min}=40\text{dB}$   $n=3$

**Tableau 1 :** cahier des charges

bande	Fc1	Fc2	Fs1	Fs2
fréquence (GHz)	14.7	15.3	13.5	16.5

**Tableau 2:** Valeurs des éléments localisés du filtre

	1	2	3
L(nH)	0.00024563277	0.33943171770	0.00024563277
C(nF)	0.45850617548	0.00033180205	0.45850617548



**Figure 2.8** réponse fréquentielle d'un filtre passe bande à éléments localisés d'ordre  $n=3$ .

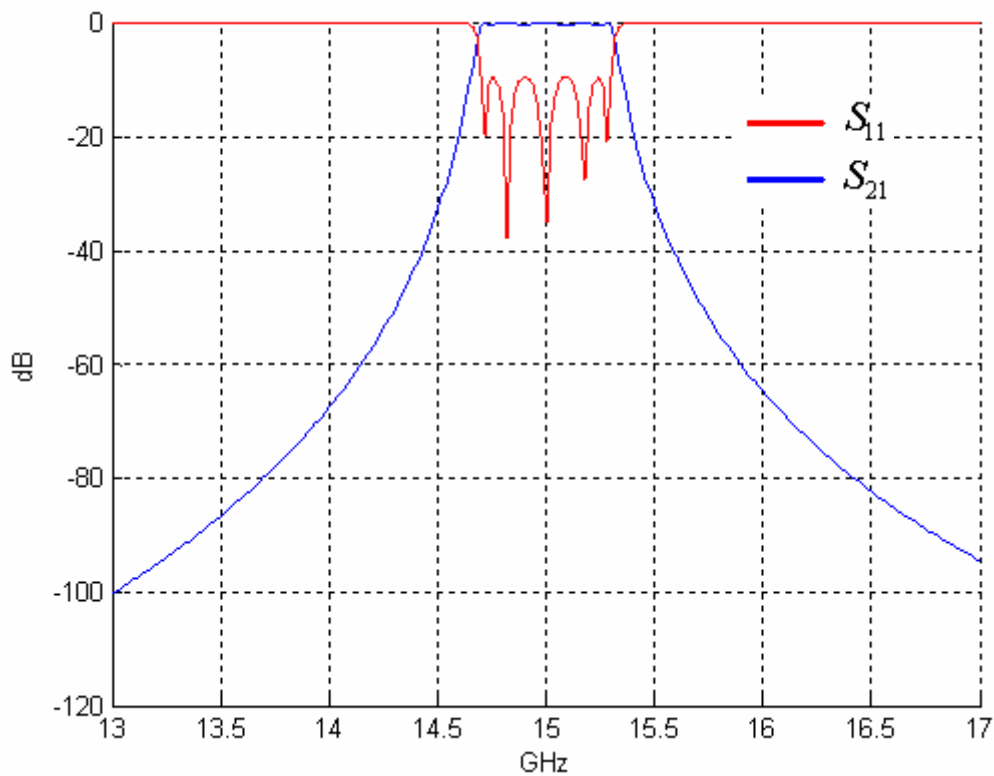
Exemple 2 :  $A_{max}=0.5\text{dB}$   $A_{min}=40\text{dB}$   $n=5$

**Tableau 3** : cahier des charges

bande	Fc1	Fc2	Fs1	Fs2
fréquence (GHz)	14.7	15.3	13.5	16.5

**Tableau 4** : Valeurs des éléments localisés du filtre

	1	2	3	4	5
L (nH)	0.000269	0.376117	0.000147	0.376117	0.000269
C (nF)	0.417132	0.000299	0.762450	0.000299	0.417132



**Figure 2.9** réponse fréquentielle d'un filtre passe bande à éléments localisés d'ordre  $n=5$ .

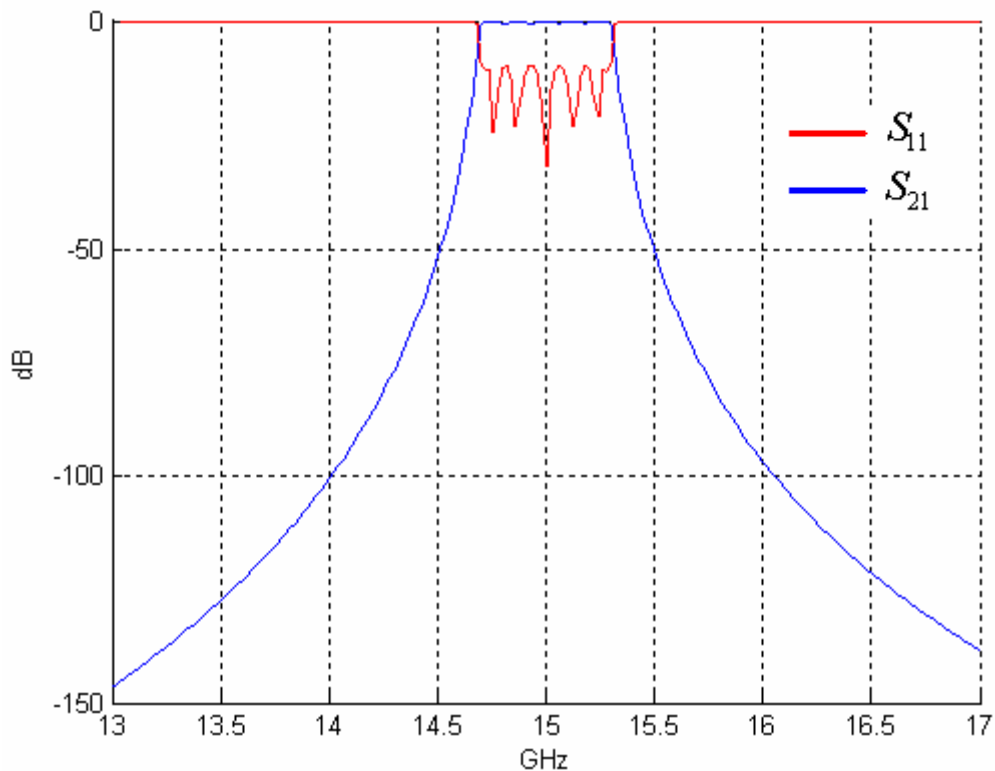
Exemple 3 :  $A_{max}=0.5\text{dB}$   $A_{min}=40\text{dB}$   $n=7$

**Tableau 5** : cahier des charges

bande	Fc1	Fc2	Fs1	Fs2
Fréquence (GHz)	14.7	15.3	13.5	16.5

**Tableau 6** : Valeurs des éléments localisés du filtre

	1	2	3	4	5	6	7
L (nH)	0.000246	0.345913	0.000157	0.403211	0.000157	0.345913	0.000246
C (nF)	0.457243	0.000325	0.713511	0.000279	0.713511	0.000325	0.457243

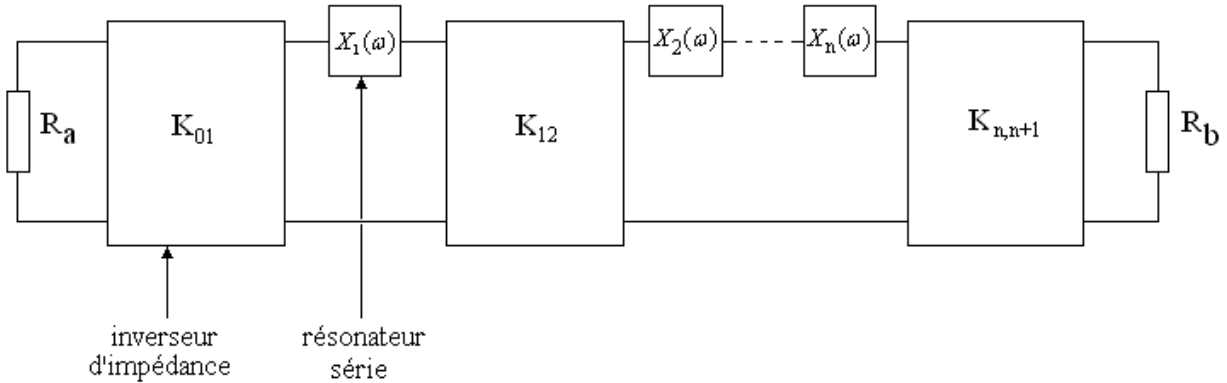


**Figure 2.10** réponse fréquentielle d'un filtre passe bande à éléments localisés d'ordre  $n=7$ .



## 5. Filtres en guide d'onde

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 2.11 montre le schéma de principe d'un filtre passe-bande d'un tel type [8].



**Figure 2.11** filtre à inverseur d'impédance

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-onde.

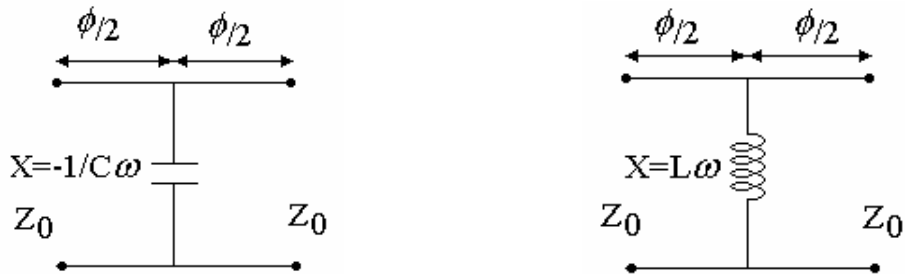
Une ligne de transmission quart d'onde sans pertes se comporte comme un inverseur d'impédance ou d'admittance ; la matrice de chaîne d'un tronçon de ligne sans pertes d'impédance caractéristique  $Z_c$  et de longueur électrique  $\theta$  s'écrit [17]

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & jZ_0 \sin(\theta) \\ j \sin(\theta) / Z_0 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Pour une ligne quart d'onde :  $\theta = \frac{\pi}{2}$  la matrice T devient alors :

$$T = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j / Z_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

En réseaux d'éléments hybrides associant les éléments localisés ; comparés aux inverseurs quart d'onde, les inverseurs en réseaux hybrides sont des circuits large bande. Sur la figure 2.12 sont représentés leurs schémas de principe et les relations d'équivalence avec les inverseurs  $K$  [8].



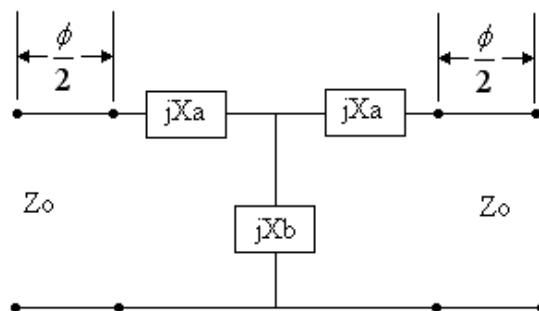
**Figure 2.12** Inverseurs capacitif et inductif en éléments localisés

$$K = Z_0 \tan \left| \frac{\phi}{2} \right| \quad (2.38)$$

$$\phi = -\tan^{-1} \frac{2X}{Z_0} \quad (2.39)$$

$$\left| \frac{X}{Z_0} \right| = \frac{\frac{K}{Z_0}}{1 - \left( \frac{K}{Z_0} \right)^2} \quad (2.40)$$

Les discontinuités dans les structures micro-ondes passives sont souvent modélisées par des quadripôles symétriques sans pertes en T ou en  $\pi$  représentés à la figure 2.13. Ces quadripôles servent en général d'éléments de couplage entre résonateurs dont la bonne évaluation constitue la clé essentielle de la synthèse [8].



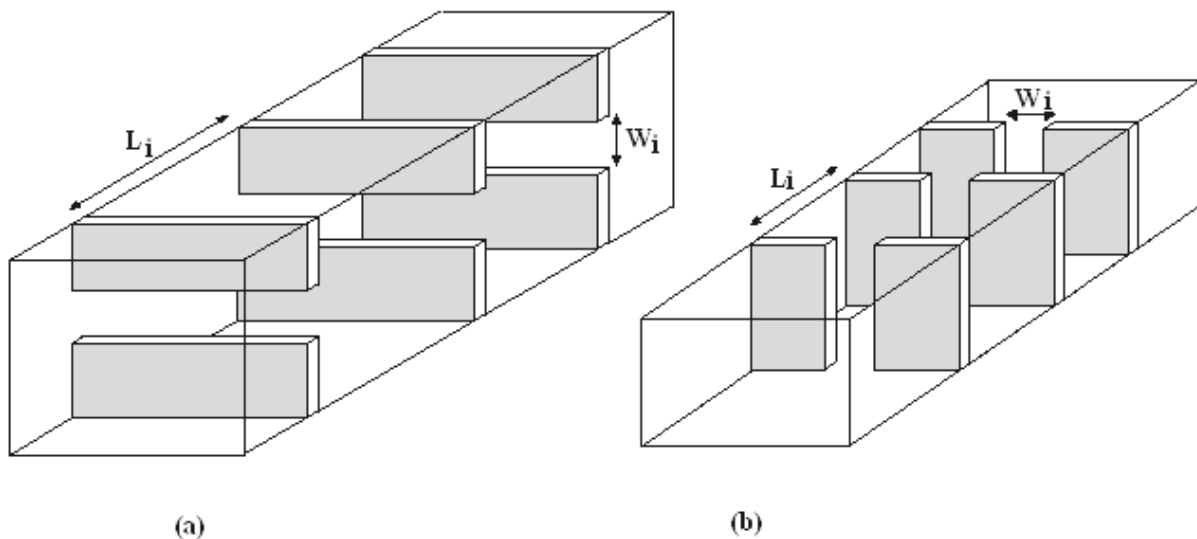
**Figure 2.13** Schéma équivalent en T d'une discontinuité

$$K = Z_0 \left| \tan \left( \frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \frac{X_a}{Z_0} \right) \right| \quad (2.41)$$

$$\phi = -\tan^{-1} \left( \frac{2X_b}{Z_0} + \frac{X_a}{Z_0} \right) - \tan^{-1} \frac{X_a}{Z_0} \quad (2.42)$$

Les inverseurs en réseaux d'éléments hybrides et en quadripôles symétriques sans pertes en T et en  $\pi$  se prêtent bien à la synthèse des filtres en guide comme nous allons l'illustrer à travers les exemples suivants. Pour le premier cas, à partir du troisième exemple de filtre à éléments localisés proposé précédemment, les dimensions du filtre en guide d'onde sont calculées, tandis que l'autre exemple donne la réponse d'un filtre à 5 cavités. Pour valider nos résultats une bonne concordance est observée entre nos courbes et celle obtenue par un logiciel de simulation [38] [37].

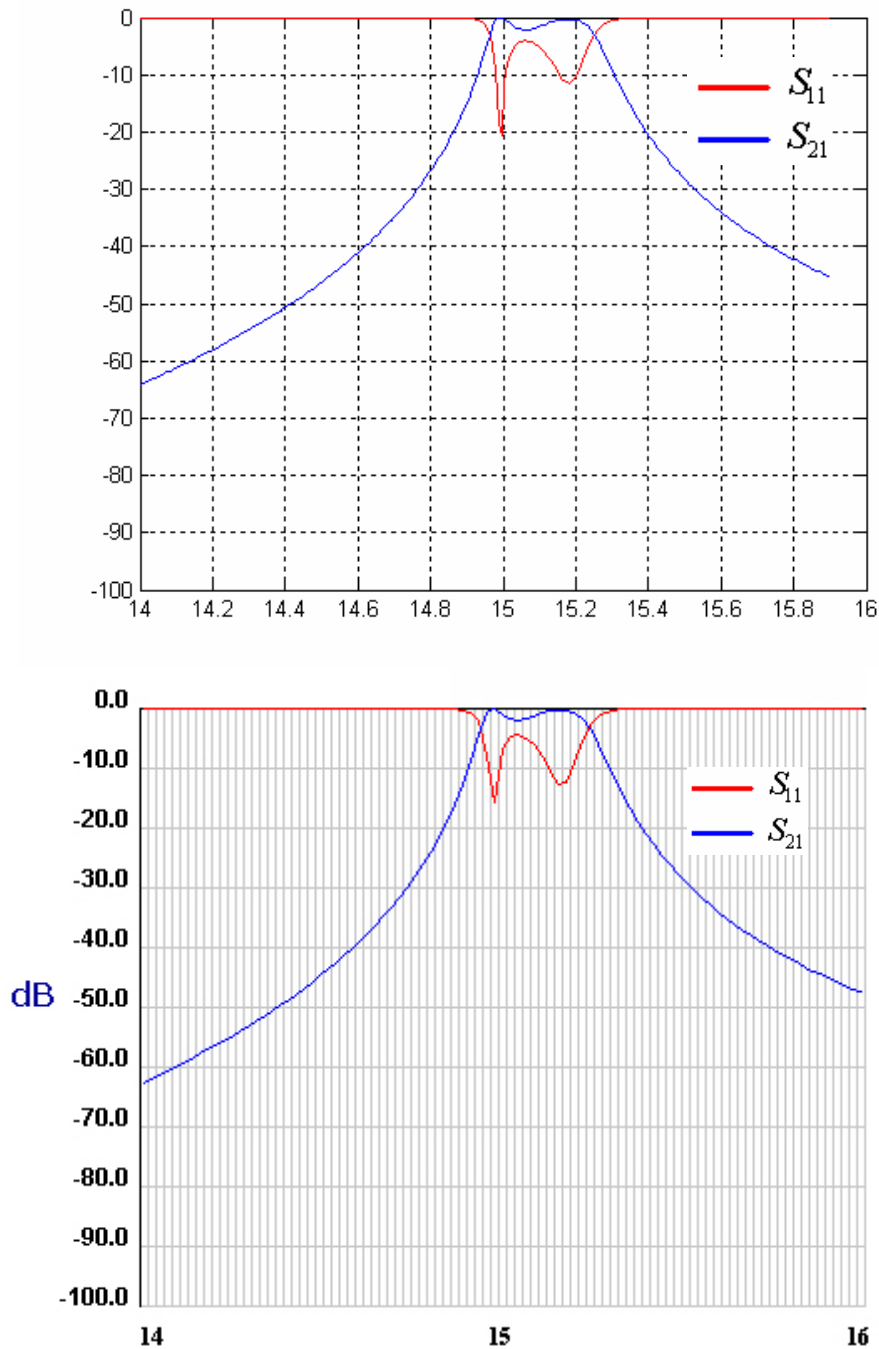
On note un bon accord entre les deux simulations (filtre à éléments localisés et celui en guide d'onde) en terme d'adaptation dans la bande passante. Cependant on constate un rétrécissement de la bande passante du filtre à cavités, résultant de l'utilisation des inverseurs à bande étroite.



**Figure 2.14** filtres à iris capacitif (a), et a iris inductif (b)

**Filtre à 3 cavités (iris inductifs) :****Tableau 7 :** dimensions des obstacles du filtre à 3 cavités

L(mm)	11.445566	12.271443	11.445566	
W(mm)	6.0082543	3.4338534	3.4338534	6.0082543

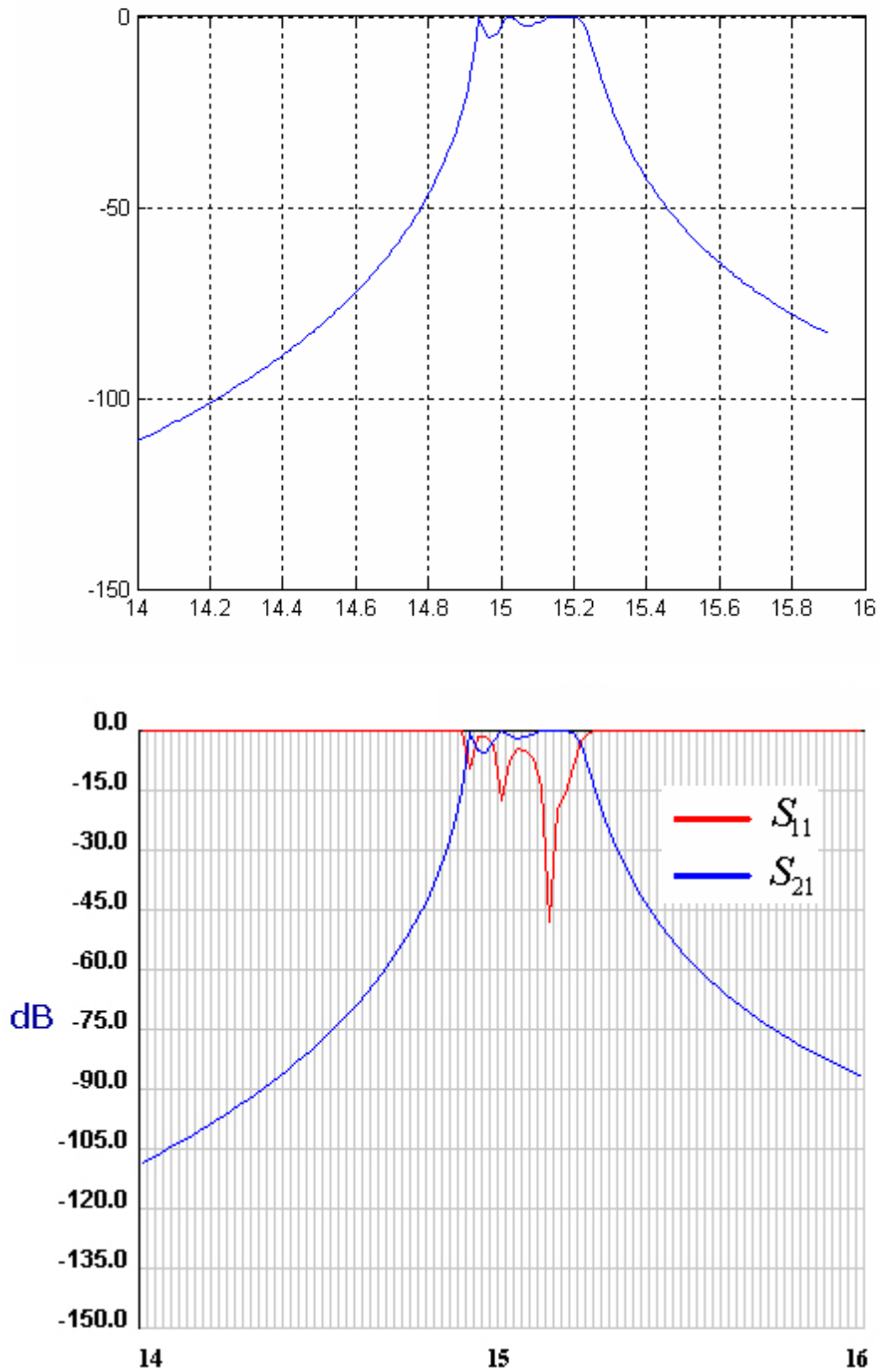


**Figure 2.15** Réponse fréquentielle d'un filtre à iris inductifs d'ordre 3, comparaison entre nos résultats (en haut) et ceux obtenus par un logiciel de simulation [38] (en bas).

**Filtre à 5 cavités (iris inductifs) :**

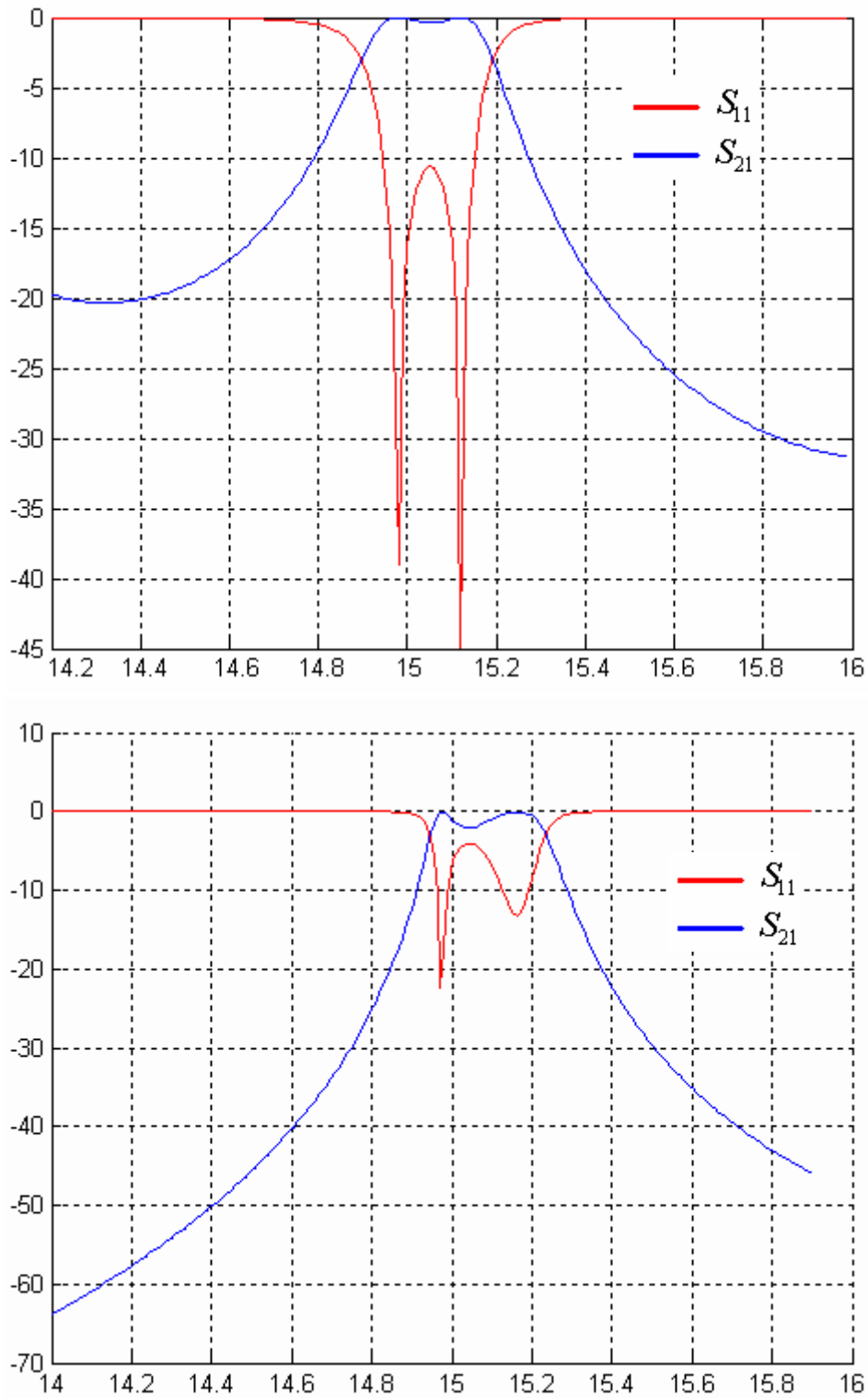
**Tableau 8 :** dimensions des obstacles du filtre à 5 cavités

L(mm)	14.58383	12.296749	12.310304	12.296749	11.458383	
W(mm)	5.9913879	3.4061426	3.3410420	3.3410420	3.4061426	5.9913879



**Figure 2.16** Réponse fréquentielle d'un filtre à iris inductifs d'ordre 5, comparaison entre nos résultats (en haut) et ceux obtenus par un logiciel de simulation [38](en bas).

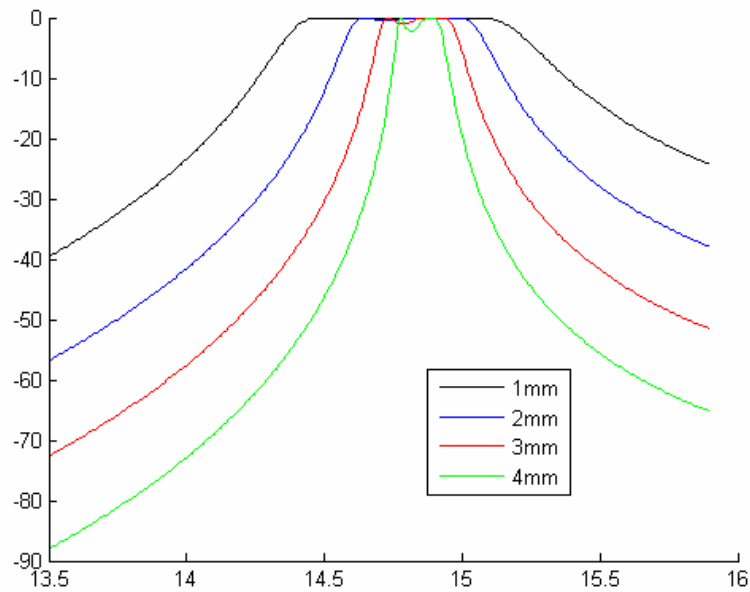
### 5.1 Comparaison entre les filtres à iris capacitifs et inductifs



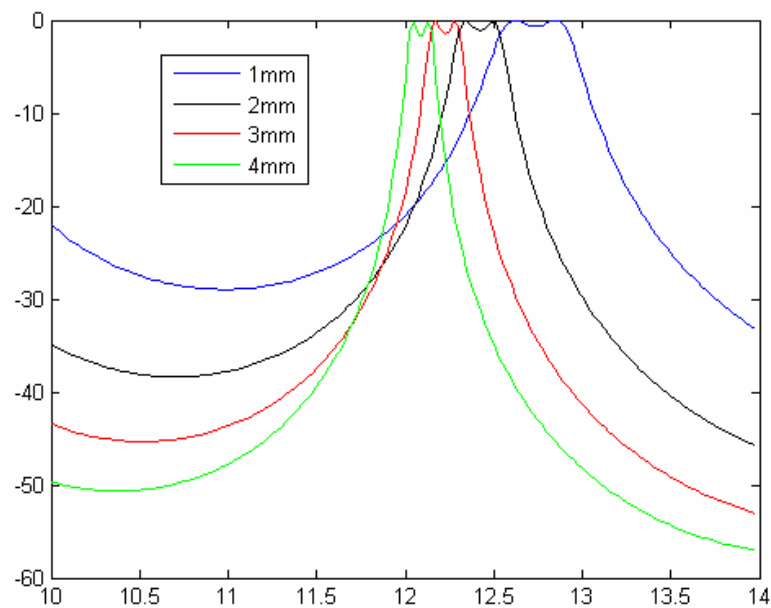
**Figure 2.17** Comparaison entre la réponse fréquentielle pour un filtre à iris capacitifs (en haut) et un filtre à iris inductifs (en bas) obtenu pour le même cahier de charges.

## 5.2. Effets de l'épaisseur des iris

Pour avoir une idée sur l'effet de l'épaisseur des iris on a fait la simulation des mêmes filtres avec des épaisseurs différentes (1, 2, 3 et 4mm) en considérant à la fois des filtres à iris inductifs et des filtres à iris capacitifs. Les résultats obtenus sont illustrés sur les figures suivantes :



**Figure 2.18** Effet de l'épaisseur des iris sur les filtres à obstacles inductifs



**Figure 2.19** Effet de l'épaisseur des iris sur les filtres à obstacles capacitifs

Nous constatons que pour les filtres à iris inductifs, augmenter l'épaisseur provoque un rétrécissement de la bande passante du filtre en gardant la même fréquence centrale  $f_0$ . Par contre pour les filtres à iris capacitifs, l'augmenter provoque un décalage de la fréquence centrale vers les basses fréquences (vers la gauche) mais aussi un léger rétrécissement de la bande passante.

**Remarque:** En pratique, il faut prendre en considération que les iris sont des plaques métalliques préfabriqués d'épaisseur donnée et non négligeable.

## 6. Les Transformateurs

Les transformateurs ont plusieurs applications en plus de leur rôle principal qui est la transformation d'impédance, ils peuvent être utilisés comme des coupleurs directionnels de guides, filtres passe-bande ou coupe-bande .....etc [18]; Il n'existe pas d'équations mathématiques ou de modèles rigoureux pour leurs synthèse, mais juste des approches d'approximation qui ne donnent pas automatiquement la meilleure solution. L'utilisation d'une technique de correction ou d'optimisation de ces approximations, devient inévitable. Dans notre étude nous adopterons les algorithmes génétiques pour faire l'optimisation des transformateurs.

### 6.1. Transformateur homogène :

C'est un dispositif dont lequel les rapports des longueurs d'ondes des différentes sections et des impédances caractéristiques le long de la direction de propagation sont indépendantes de la fréquence [7].

### 6.2. Transformateur non homogène :

Les rapports des longueurs d'ondes des différentes sections avec les impédances caractéristiques le long de la direction de propagation peuvent changer avec la fréquence.

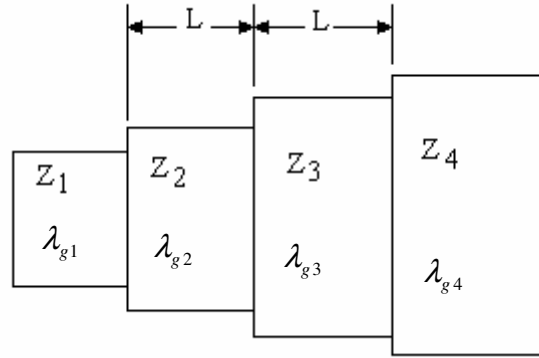
### 6.3. Transformateurs demi-onde et quart d'onde

Les transformateurs demi onde (quart d'onde respectivement) sont une cascade de guides d'ondes uniformes de section différente, chaque tronçon a une longueur d'une demi onde (quart d'onde respectivement) à la fréquence de travail.



#### 6.4. Transformateurs quart d'onde

Dans cette partie on présentera la relation entre l'ouverture d'un transformateur quart d'onde  $w_p$  et le nombre de tronçon  $n$  nécessaire pour la réaliser, puis les équations numériques donnant l'approximation initiale des dimensions des tronçons du transformateur.



**Figure 2.20** transformateur quart d'onde a deux paliers

L'ouverture d'un transformateur quart d'onde  $w_p$  est donnée par [8]:

$$w_q = 2 \cdot \left( \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{gn}}{\lambda_{g1} + \lambda_{gn}} \right) \quad (2.43)$$

Où  $\lambda_{g1}$  et  $\lambda_{gn}$  sont les longueurs d'onde guidées du plus petit et plus grand guide respectivement. La longueur  $L$  est nominalement un quart d'onde de la fréquence centrale, elle est donnée par :

$$L = \frac{\lambda_{g1} \cdot \lambda_{gn}}{2 \cdot (\lambda_{g1} + \lambda_{gn})} \quad (2.44)$$

La fréquence centrale est définie comme la fréquence pour laquelle la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  est égale à  $\lambda_{g0}$ , la longueur d'onde guidée lorsque  $\theta = \pi / 2$ .

Pour étudier le comportement du transformateur, on définit le taux de pertes comme étant le rapport entre la puissance délivrée à l'entrée sur la puissance à la sortie du transformateur :

$$\varepsilon = \frac{P_{entrée}}{P_{sortie}} - 1 \quad (2.45)$$

Pour une approche Tchebychev, le nombre de tronçons  $n$  est déduit à partir de la relation entre les pertes  $\varepsilon$ , et l'ouverture désirée  $w_p$  [8] :

$$\varepsilon = \frac{(R-1)^2}{4R} \cdot \frac{T_n^2\left(\cos\frac{\theta}{\mu_0}\right)}{T_n^2\left(\frac{1}{\mu_0}\right)} = \varepsilon_r \cdot T_n^2\left(\cos\frac{\theta}{\mu_0}\right) \quad (2.46)$$

$$\text{Où } \mu_0 = \sin\left(\frac{\pi \cdot w_q}{4}\right) \quad (2.47)$$

$$\varepsilon_r = \frac{(R-1)^2}{4R} \frac{1}{T_n^2\left(\frac{1}{\mu_0}\right)} \quad (2.48)$$

$T_n$  est le polynôme de Tchebychev d'ordre  $n$ .

$R$  est le rapport d'impédance entre l'entrée et la sortie.

Si les impédances caractéristiques de tous les tronçons sont égales, ce qui veut dire que  $R = 1$  ceci simplifie les calculs, dans ce cas le coefficient de réflexion est nul au niveau de la fréquence centrale (cas idéal). Dans le cas d'un transformateur à deux paliers ( $n=2$ ) on a :

$$\lambda_{g3}^2 - \lambda_{g2}^2 = \frac{1}{2}(\lambda_{g4}^2 - \lambda_{g1}^2) \quad (2.49)$$

$$\lambda_{g2}^2 = \frac{3\lambda_{g1}^2 + \lambda_{g4}^2}{4} \quad (2.50)$$

$$\lambda_{g3}^2 = \frac{\lambda_{g1}^2 + 3\lambda_{g4}^2}{4} \quad (2.51)$$

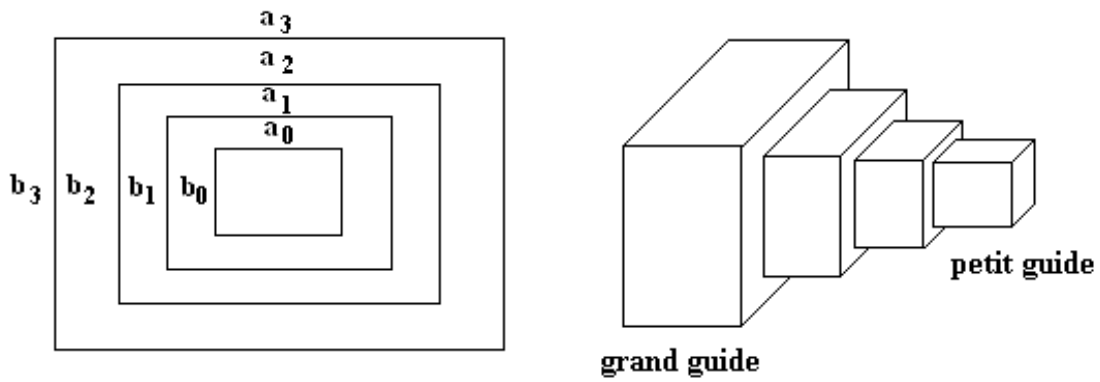
Ceci est un système de trois équations et de quatre variables  $a_1, a_2, b_1$  et  $b_2$ , ce qui veut dire qu'il y a une infinité de solutions. Il suffit de proposer par exemple une valeur à  $a_1$ , à condition qu'il soit  $a_0 < a_1 < a_3$

On rappelle que pour calculer la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  on a :

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (2.52)$$

Où  $\lambda_c$  est la longueur d'onde de coupure, elle est donnée par :

$$\lambda_{c_{m,n}} = \frac{2\sqrt{a \cdot b}}{\sqrt{m^2 \frac{b}{a} - n^2 \frac{a}{b}}} \quad (2.53)$$



**Figure 2.21** Structure étudiée

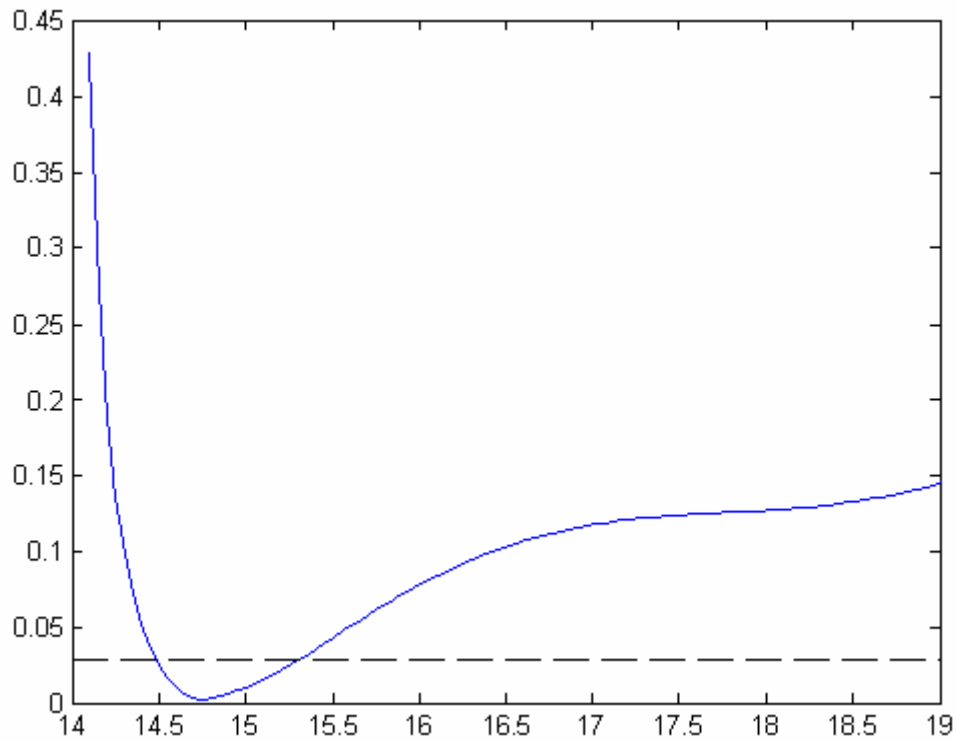
Exemple d'un transformateur à deux paliers :

**Tableau 9** : Cahier des charges

$f_0$ (GHz)	$A_{min}$ (dB)	n
15	0.028	2

**Tableau 10** : Résultats de la synthèse

	a2	a3	b2	b3	l1	l2
L(mm)	12.420918	10.933404	7.3466697	5.6247995	8.9073394	8.9073394



**Figure 2.22** réponse fréquentielle d'un transformateur d'ordre 2.

**Remarque** : Nous constatons que le cahier de charges n'est pas respecté, car l'objectif recherché est d'avoir le minimum de réflexion (0.028dB) sur une plus grande gamme de fréquences, ce qui nécessite une optimisation des résultats obtenus. Cette dernière étape sera réalisée dans le chapitre suivant.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, dans un premier temps, on a donné les caractéristiques des discontinuités dues au changement de géométrie entre guides rectangulaires uni-axiaux, pour cela on a utilisé la technique de raccordement modale comme méthode d'analyse, cette dernière a bien prouvé sa rigueur, son efficacité et sa précision, une bonne concordance a été observée entre nos résultats et ceux obtenus par un logiciel de simulation.

Dans un deuxième temps, on a rappelé quelques notions de synthèse de structures en guides d'onde (filtres et transformateurs), puis on a donné comme exemple la synthèse de quelques structures conçues à partir de cahiers de charge. Comme il a été noté dans la remarque, on a constaté que ce dernier n'est pas tout le temps satisfait, ce qui nécessite soit une optimisation soit une correction, c'est ce qu'on présentera dans le chapitre suivant.

## Chapitre III :

# Optimisation et correction par les algorithmes génétiques

## 1. Introduction

Les algorithmes génétiques équivalent à une simulation informatique de la théorie de l'évolution Darwinienne. Ils ont déjà une histoire relativement ancienne puisque les premiers travaux de John Holland sur les systèmes adaptatifs remontent à 1962. L'ouvrage de David Goldberg a largement contribué à les vulgariser [23] [33].

Les algorithmes génétiques travaillent sur une population composée d'individus tous différents, qui sont des solutions potentielles du problème à résoudre. Ce problème est généralement du type suivant :

$$(p) \begin{cases} \text{Max} f(x) \\ x \in R^n \\ a \leq x \leq b \end{cases} \quad (3.1)$$

Le processus d'évolution se fait par deux mécanismes : la sélection naturelle et la reproduction. La sélection naturelle fait que seuls les mieux adaptés à leur environnement survivent et se reproduisent [24].

La reproduction permet le mélange, la recombinaison des gènes parentaux chez leurs descendants, et l'élimination d'une partie infime de ceux qui se sont montrés inutiles ou désastreux. Les mutations aléatoires interviennent dans une moindre mesure lors de la duplication d'un chromosome [25].

Donc, les algorithmes génétiques sont des transpositions directes du processus naturel d'évolution au monde de l'informatique. Les chaînes binaires représentent les individus de la population et pouvant coder de grandes variétés de structures sont ainsi amenées à évoluer comme les populations d'espèces vivantes.

La programmation génétique est fondée sur [23]:

- Une représentation chromosomique des solutions du problème.
- Une méthode pour générer une population initiale de solutions.
- Une fonction d'évaluation qui joue le rôle de l'environnement, elle classe les solutions en fonction de leurs aptitudes.
- Des opérateurs génétiques qui définissent la manière dont les caractéristiques des parents sont transmises aux descendants (croisement et mutation).
  - Les valeurs des paramètres utilisés par l'algorithme génétique (la taille de la population, la probabilité liée à l'application de chaque opérateur génétique, etc....).

## **2. Application des algorithmes génétiques**

Les algorithmes génétiques résolvent des problèmes n'ayant aucune méthode de résolution décrite précisément, ou dans la solution exacte, si elle est connue est trop complexe pour être calculée en un temps raisonnable; c'est notamment le cas quand des contraintes multiples complexes et parfois même en partie contradictoires doivent être satisfaites simultanément.

On peut dire que les algorithmes génétiques sont essentiellement utilisés pour traiter les deux cas suivants [26]:

- L'espace de recherche est vaste ou le problème possède énormément de paramètres devant être optimisés simultanément.
- Le problème ne peut pas être facilement décrit par un modèle mathématique précis.



### 3. L'organigramme d'un algorithme génétique

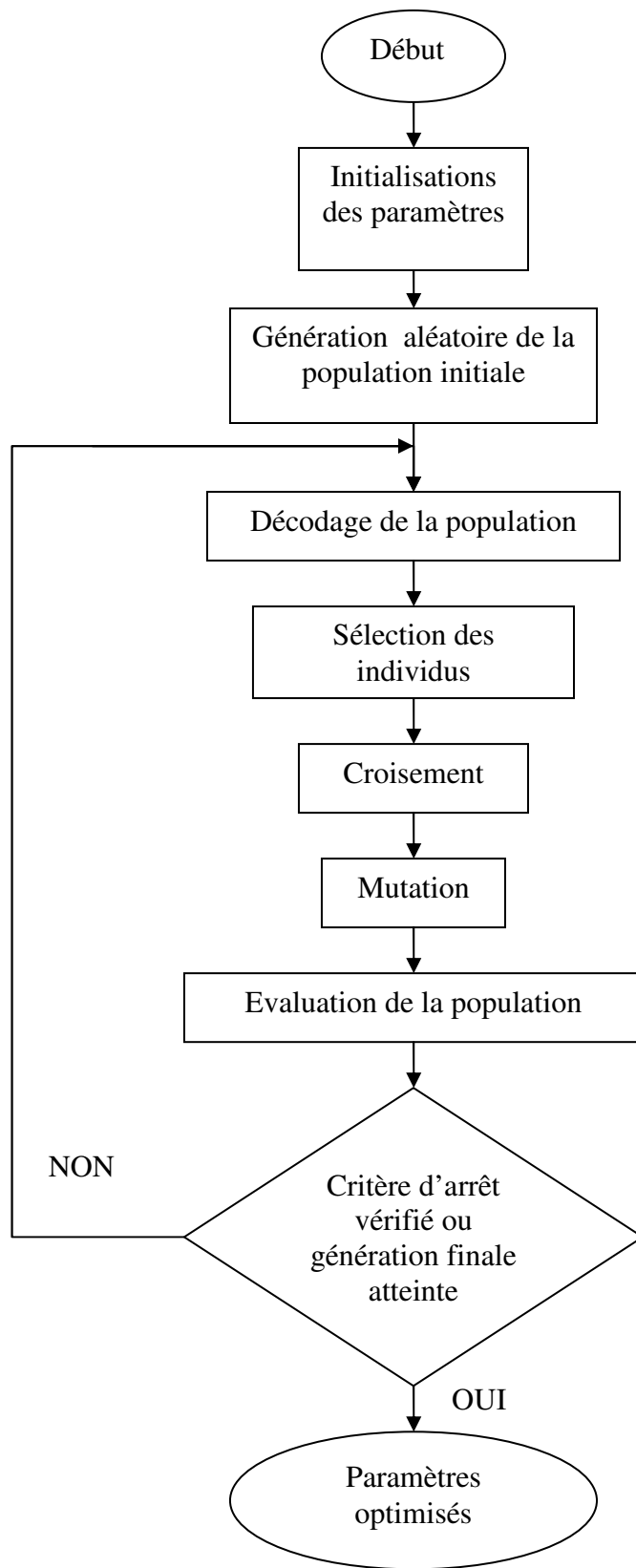
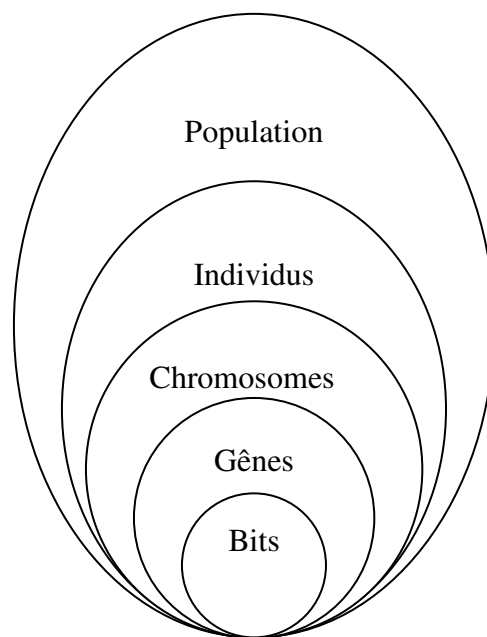


Figure. 3.1 Organigramme de l'algorithme génétique

#### 4. La représentation chromosomique

Le chromosome code une solution potentielle, il représente donc un point de l'espace des solutions explorées. Il est conseillé d'utiliser le plus petit alphabet qui permet une expression naturelle des solutions du problème ; la chaîne binaire tout en étant le plus petit alphabet utilisable, permet de coder les structures complexes. C'est pourquoi les algorithmes génétiques utilisent le plus souvent cette représentation (chaîne binaire) pour le codage des chromosomes [25] [32].

On aboutit à une structure présentant cinq niveaux d'organisation (figure 3.2), d'où résulte le comportement complexe des algorithmes génétiques.



**Figure 3.2** Les cinq niveaux d'organisation de l'algorithme génétique

#### 5. Génération de la population initiale

Le choix de la population initiale d'individus conditionne fortement la rapidité de l'algorithme. Si la position de l'optimum dans l'espace d'état est totalement inconnue, il est naturel de générer aléatoirement des individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace d'état.

Si des informations à priori sur le problème sont disponibles, il paraît bien évidemment naturel de générer les individus dans un sous domaine particulier afin d'accélérer la convergence [24].

## 6. Codage des données

Historiquement le codage utilisé par les algorithmes génétiques était représenté sous forme de chaînes de bits contenant toute l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace d'état; chaque partie de la chaîne de bits représente une variable. Ce type de codage a pour intérêt de permettre de créer des opérateurs de croisement et de mutation simples [25] [26].

## 7. Décodage des données

Pour cela, on utilise l'opération de décodage qui est l'inverse du codage pour décoder le chromosome correspondant à chaque individu dans la population. On utilise à cet effet la formule suivante de décodage des gènes à  $N$  bits [24]:

$$P = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{2^N} \sum_{i=0}^{N-1} 2^i b_i + P_{\min} \quad (3.2)$$

$P_{\max}$  et  $P_{\min}$  sont les bornes supérieures et inférieures de l'intervalle des valeurs des paramètres et  $b_i$  est le bit d'ordre  $i$  le long du gène correspondant au paramètre  $P$ .

## 8. Fonction d'évaluation

La fonction d'évaluation, appelée aussi fonction d'adaptation ou fonction Fitness associe un coût à chaque individu. Cette fonction permet la sélection des individus les mieux adaptés, elle possède de nombreuses propriétés : par exemple, en gardant une même représentation des individus et les mêmes opérateurs génétiques, nous pouvons répondre à différents problèmes en changeant la fonction d'évaluation. Un algorithme génétique est plus facilement réemployé. Pour cela, il suffit en général de changer la fonction d'évaluation [27] [34].

## 9. Les opérateurs génétiques

Les opérateurs génétiques définissent la manière dont les chaînes binaires se recombinent et s'agencent pendant la phase de reproduction. Ils permettent ainsi la création de nouvelles chaînes. Les deux plus importants opérateurs sont le croisement et la mutation. On considère généralement que la stratégie de sélection est également un opérateur génétique [24].

## 9. 1. La sélection

La phase de sélection spécifie les individus de la population qui doivent survivre. La méthode base, appelée roue de loterie, attribue à chaque individu  $v_i$  une probabilité de survie proportionnelle à son adaptation dans la population [24]:

$$p_i = \frac{AdaptationVi}{\sum_{j=1}^n adaptationVj} \quad (3.3)$$

( $n$ : étant la taille de la population)

Lors de la phase de sélection, les individus sont sélectionnés en respectant les probabilités  $p_i$  associées pour former la population de la nouvelle génération. Ceci s'effectue par le calcul des probabilités d'une sélection cumulée  $q_i$  tel que :

$$q_i = \sum_{j=1}^i Pj \quad (3.4)$$

Puis, on génère aléatoirement un réel  $r$  sur l'intervalle  $[0,1]$   $n$  fois de suite. A chaque fois l'individu  $v_i$  est sélectionné lorsque  $p_{i-1} < r \leq q_i$ . De ce fait les individus les mieux adaptés sont sélectionnés plusieurs fois et les plus faibles rarement voir jamais.

## 9. 2. Le croisement

S'inspirant directement du crossing-over biologique, le croisement se définit comme suit: soit deux chaînes binaires  $V_1$  et  $V_2$  juxtaposées, le croisement découpe en un ou plusieurs points choisis aléatoirement puis échange les parties coupées pour créer deux autres chaînes binaires. Cette opération symbolise dans l'algorithme génétique la reproduction. Les deux chaînes  $V_1$  et  $V_2$  participant à cette opération sont assimilées aux parents, et les deux chaînes résultantes aux descendants. Il faut également noter qu'une partie seulement de la population participe à cette opération. Chaque individu se voit attribué une probabilité  $p_c$  de participer à un croisement et c'est un tirage aléatoire qui détermine sa participation effective à cette opération. Quant aux descendants ils remplacent la mauvaise moitié des parents dans la population [24] [23].

La technique utilisée dans notre travail est la technique du masque. Le masque est une chaîne binaire de même longueur qu'un individu, généré aléatoirement ; la descendance est

créé à partir de ce dernier et des parents choisis par la sélection. Quand le bit du masque est un 1, le bit correspondant de la mère passe au premier enfant et celui du père au deuxième, le contraire si le bit du masque est un 0, le bit correspondant du père passe au premier enfant et celui de la mère au deuxième. Pour ce qui est de la programmation, les équations suivantes sont utilisées [24]:

$$\text{enfant1} = \text{masque} \cdot \text{mère} + \overline{\text{masque}} \cdot \text{père} \quad (3.5)$$

$$\text{enfant2} = \text{masque} \cdot \text{père} + \overline{\text{masque}} \cdot \text{mère} \quad (3.6)$$

Dans ce qui suit, un exemple de croisement est donné :

Mère = [1 0 1 0 1 0 1 0 1 0]

Père = [1 1 1 1 1 0 0 0 0 0]

Si le masque fait le croisement à un seul point

Masque = [1 1 1 0 0 0 0 0 0 0]

Il résulte les enfants suivants

Enfant1 = [1 0 1 1 1 1 0 0 0 0]

Enfant2 = [1 1 1 0 1 0 1 0 1 0]

Si le masque fait un croisement à plusieurs points

Masque = [1 1 0 0 0 1 1 0 1 0 0 1]

Il résulte les enfants suivants

Enfant1 = [1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0]

Enfant2 = [1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0]

Le croisement est la clef de la puissance des algorithmes génétiques ; il est directement lié à l'aptitude qu'a une population d'individus à explorer son espace de recherche et à combiner entre eux les meilleurs résultats. Les algorithmes génétiques se focalisent sur les parties les plus prometteuses de l'espace des solutions, du fait qu'ils combinent des chaînes contenant des solutions partielles.

### 9. 3. La mutation

Une mutation est un changement aléatoire d'un ou de plusieurs bits de la chaîne codant l'individu. L'opérateur de croisement devient moins efficace avec le temps, car les individus deviennent similaires [26]. C'est à ce moment que le phénomène de la mutation prend toute son importance : ces mutations ne créent généralement pas de meilleures

solutions au problème, mais elles évitent l'établissement de populations uniformes incapables d'évoluer.

Chaque bit de l'ensemble des chaînes de la population a une probabilité  $p_m$  de subir une mutation à chaque génération. Cet opérateur est appliqué par un tirage aléatoire sur chacune des positions de la population.

## **10. Les paramètres des algorithmes génétiques**

Les algorithmes génétiques peuvent être réglés à travers différents paramètres fixés à l'avance et dont dépend très fortement la bonne convergence de l'algorithme, les plus importants sont :

### **A- la taille de la population**

Si la taille de la population est petite la probabilité de s'attarder sur des minima locaux est grande. Si la taille de la population est importante, le travail est effectué de manière redondante et l'efficacité de l'algorithme est globalement affectée.

### **B- Nombre de générations**

Le nombre de générations que l'on souhaite exécuter peut être fixé à priori. C'est ce que l'on est tenté de faire lorsque l'on doit trouver une solution dans un temps limité. L'algorithme peut être arrêté lorsque le critère d'arrêt est vérifié ou la génération finale est atteinte.

### **C- taux de croisement**

Plus cette valeur est grande, plus des nouvelles structures sont introduites dans les nouvelles générations. Si ce taux est élevé les structures performantes sont trop fréquemment détruites, par contre, si ce taux est très bas, la population n'évolue pas assez vite.

### **D- taux de mutation**

Ce paramètre contrôle la proportion de la population qui doit être remplacée à chaque génération.

## 11. Concepts fondamentaux de l'évaluation

Le problème est de minimiser  $U$  ou  $U = U(\phi)$  et  $\phi$  est une série de paramètres indépendants (minimiser  $U$  revient à maximiser  $-U$ ), chaque  $\phi$  est considéré comme une solution temporaire au problème [29].

$$\phi = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_k \end{bmatrix}$$

Vu la complexité et la délicatesse du choix des solutions, notamment en hyperfréquences, et pour assurer une bonne convergence, Chaque paramètre doit être compris entre une valeur inférieure et une valeur supérieure  $\phi_l$  et  $\phi_s$  respectivement

$$\phi_{l_i} \leq \phi_i \leq \phi_{s_i} \quad i=1, 2, 3, \dots, k \quad (3.7)$$

Les gammes des paramètres  $[\phi_{l_i}, \phi_{s_i}]$  sont souvent choisies étroites.

Généralement, la solution optimum doit satisfaire des conditions durant et après l'optimisation, dans notre étude ces conditions sont représentées par un cahier de charges qui délimite le gabarit du filtre à concevoir ( $A_{\max}, A_{\min}, fc_1, fc_2, \dots, etc$ )

Dans ce qui suit, quelques exemples de fonction d'évaluation seront présentés et étudiés dans le but de déterminer celle qui est la plus adéquate à notre optimisation.

## 12. Fonction Minmax direct

Dans cette fonction,  $U$  est représenté sous la forme suivante [29] :

$$U = U(\phi, \psi) = \max [w_s(\psi)(F(\phi, \psi) - S_s(\psi)) - w_i(\psi)(F(\phi, \psi) - S_i(\psi))] \quad (3.8)$$

Où :

$F(\phi, \psi)$  est la fonction réponse

$\psi$  est une variable indépendante (temps ou fréquence)

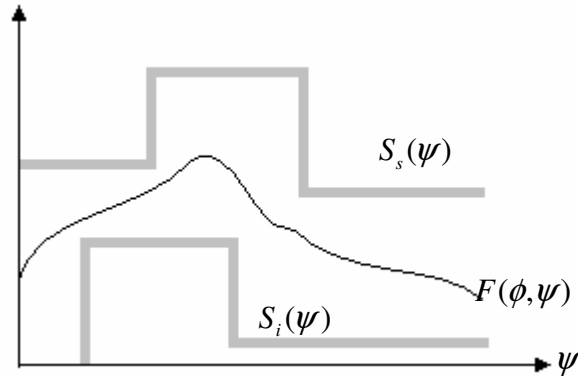
$S_s(\psi)$  est la forme supérieure de la réponse désirée

$S_i(\psi)$  est la forme inférieure de la réponse désirée

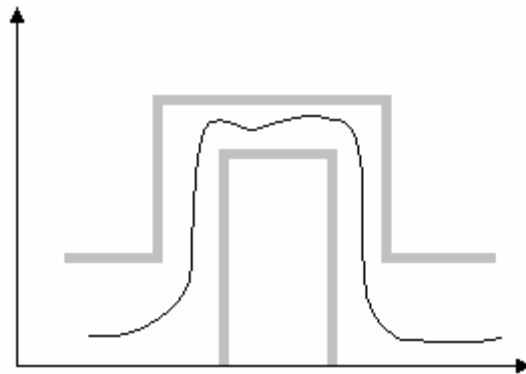
$w_s(\psi)$  est le facteur de pondération de  $S_s(\psi)$

$w_i(\psi)$  est le facteur de pondération de  $S_i(\psi)$

Cette formulation est illustré par les figure 3.3 et 3.4, le premier exemple représente la réponse à des condition arbitraire le deuxième exemple représente celle d'un filtre passe bande



**Figure 3.3** Exemple d'un cahier des charges arbitraire



**Figure 3.4** Exemple d'un cahier des charges d'un filtre passe bande

Les conditions suivantes doivent être strictement respecté :

$$S_s(\psi) \geq S_i(\psi), w_s(\psi) > 0 \text{ et } w_i(\psi) > 0 \quad (3.9)$$

Sous ces conditions  $w_s(\psi)(F(\phi, \psi) - S_s(\psi))$  et  $-w_i(\psi)(F(\phi, \psi) - S_i(\psi))$  sont tous les deux positifs quand le cahier de charge n'est pas réalisé, et nul dans l'autre cas. Les deux termes sont négatifs quand le cahier de charge est dépassé. Dans le cas idéal, la réponse doit être comprise entre une limite inférieure et une limite supérieure, donc notre objectif est de minimiser la valeur maximale et de maximiser la valeur minimale jusqu'à ce que le cahier de charges soit réalisé.



### 13. Approximation du moindre $P^{me}$

Cette approximation est une fonction d'évaluation parmi les plus utilisées dans la littérature. Dans le cas où  $P=2$ , elle est appelée, approximation des moindres carrés, elle consiste à calculer l'erreur quadratique entre la réponse calculée et celle désirée. Optimiser la réponse obtenue, c'est minimiser la fonction  $U$ , ce qui revient donc à réduire la distance entre les deux réponses en question. La forme générale de l'approximation est donnée par [23] [30]:

$$U = U(\phi, \psi) = \sum_{i=1}^n |w_i (F_i(\phi) - S_i)|^p \quad (3.10)$$

$$\text{Où } \psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_n \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

L'indice  $i$  revient à l'évaluation du point  $\psi_i$ , et  $p$  est un entier positif quelconque possible. Donner à  $p$  une grande valeur permet d'accentuer l'erreur et donc de mieux distinguer les bons individus des mauvais [36].

### 14. Approximation des spécifications discrètes

Dans un filtre passe-bande la réponse  $S_{11}$  doit être inférieure à  $A_{min}$  pour tous les points discrets de fréquence dans la bande passante, et elle doit être supérieure à  $A_{max}$  dans la bande de rejection. Cette approximation consiste à donner la valeur 1 à chaque point de la réponse qui satisfait le cahier de charges à sa valeur correspondante, et la valeur 0 pour les autres points (qui ne correspondent pas au cahier de charges), la fonction d'évaluation est tout simplement la somme des 0 et 1 pour tous les points de fréquence divisée par le nombre de points  $N$  [31]:

$$F(S_{21}) = \frac{\sum_{i=1}^N fitS_{21}(i)}{N} \quad (3.12)$$

$$\text{Où } fitS_{11} = 1 \text{ si } S_{21}(i) < A_{max} \quad fi \in BP$$

$$fitS_{11} = 0 \text{ si } S_{21}(i) > A_{max} \quad fi \in BP$$

$$fitS_{11} = 1 \text{ si } S_{21}(i) < A_{min} \quad fi \in BR$$

$$fitS_{11} = 0 \text{ si } S_{21}(i) \succ A \text{ min} \quad fi \in BR$$

BP correspond au paramètre S dans la bande passante, BR dans la bande de rejection, et  $fi$  est la fréquence au point  $i$ . l'inconvénient de cette fonction est qu'elle ne donne aucune importance à l'erreur entre la réponse obtenue et celle désirée. Pour éviter cela, une autre formule est proposée prenant en considération l'erreur de la réponse :

$$F(S_{21}) = \frac{\sum_{i=1}^N fitS_{21}(i)}{N} \quad (3.13)$$

$$\text{Où } fitS_{21} = 1 - e^{P1(x-A\text{max})} \quad \text{si } fi \in BP \text{ et } x \prec A \text{ max}$$

$$fitS_{21} = -1 + e^{-P2(x-A\text{max})} \quad \text{si } fi \in BP \text{ et } x \succ A \text{ max}$$

$$fitS_{21} = 1 - e^{-R1(x-A\text{min})} \quad \text{si } fi \in BR \text{ et } x \succ A \text{ min}$$

$$fitS_{21} = -1 + e^{R2(x-A\text{min})} \quad \text{si } fi \in BR \text{ et } x \prec A \text{ min}$$

Les coefficients  $P1$   $P2$   $R1$  et  $R2$  contrôle la pente de la fonction d'évaluation dans la bande passante et la bande de rejection, plus ils sont grands, plus l'erreur est pénalisée.

### 15. Approximation des spécifications continues

Cette approximation est utilisée quand le comportement du filtre est connu sur toute la gamme de fréquence. Contrairement à l'approche précédente elle ne donne pas de l'importance à la position des points de la réponse (s'ils sont au-dessous ou au-dessus du cahier de charges) mais elle consiste à calculer la moyenne des erreurs en utilisant une échelle logarithmique pour mieux distinguer les petites différences, et pour assurer une bonne convergence. Elle est alors définie par la forme [31]:

$$F = a \cdot fitS_{21}(BP) + b \cdot fitS_{21}(BR) \quad (3.14)$$

Où  $a$  et  $b$  sont les facteurs de pondération et  $fitS$  est la moyenne des distances entre la réponse fixée par le cahier de charges et la réponse calculée sur toutes les fréquences BP et BR. Les  $fitS$  sont calculés de la façon suivante :

$$fit_{S_{21}}(B) = \frac{\sum_{x \in B} \frac{1}{1 + e^{c \cdot \Delta x}}}{N} \quad (3.15)$$

$$\Delta x = \ln(\|S_{21}(x) - A_{\max, \min}\| + 0.1) \quad (3.16)$$

$A_{\max}$  et  $\min$  pour BP et BR respectivement. Le facteur  $c$  est utilisé pour accentuer l'effet de la distance d'erreur.

## 16. Scaling

Le scaling ou mise à l'échelle, modifie les fitness afin de réduire ou d'amplifier artificiellement les écarts entre les individus. Le processus de sélection n'opère plus sur la fitness réelle mais sur son image après scaling. Parmi les fonctions de scaling, on peut envisager le scaling linéaire et le scaling exponentiel. Soit  $fr$  la fitness avant scaling et  $fs$  la fitness modifiée par le scaling [23].

### 16.1. Scaling linéaire

Dans ce cas la fonction de scaling est définie de la façon suivante :

$$fs = a \cdot fr + b \quad (3.17)$$

$$\text{Où } a = \frac{\max' - \min'}{\max - \min} \quad (3.18)$$

$$\text{et } b = \frac{\min' \cdot \max - \min \cdot \max'}{\max - \min} \quad (3.19)$$

En règle générale, le coefficient  $a$  est inférieur à un, ce qui permet de réduire les écarts de fitness et donc de favoriser l'exploration de l'espace. Ce scaling est statique par rapport au numéro de génération et pénalise la fin de convergence lorsque l'on désire favoriser les modes dominants.

### 16.2. Scaling exponentiel

Il est défini de la façon suivante :

$$fs = (fr)^{k(n)} \quad (3.20)$$

Où  $n$  est la génération courante.

- Pour  $k$  proche de zéro, on réduit fortement les écarts de fitness ; aucun individu n'est vraiment favorisé et l'algorithme génétique se comporte comme un algorithme de recherche aléatoire et permet d'explorer l'espace.
- Pour  $k$  proche de 1 : le scaling est inopérant.
- Pour  $k > 1$  les écarts sont exagérés et seuls les bons individus sont sélectionnés ce qui produit l'émergence des modes.

Dans la pratique, on fait généralement varier  $k$  des faibles valeurs vers les fortes valeurs au cours des générations. Pour cela on peut utiliser la formule suivante [23]:

$$k = \tan \left[ \left( \frac{n}{N+1} \right) \frac{\pi}{2} \right]^p \quad (3.21)$$

## 17. Sharing

L'objectif du sharing est de répartir sur chaque sommet de la fonction à optimiser un nombre d'individus proportionnel à la fitness associée à ce sommet. La figure : présente deux exemples de répartitions de populations dans le cas d'une fonction à cinq sommets : le premier sans sharing, le second avec sharing [23].

De la même façon que le scaling, le sharing consiste à modifier la fitness utilisée par le processus de sélection. Pour éviter le rassemblement des individus autour d'un sommet dominant, le sharing pénalise les fitness en fonction du taux d'agrégation de la population dans le voisinage d'un individu. Il requiert l'introduction d'une notion de distance. Dans la pratique, il faut définir une distance indiquant la dissimilarité entre deux individus. Cette distance est alors utilisée pour calculer la nouvelle fitness de la façon suivante :

$$f'_i = \frac{f_i}{m'_i} ; \quad m'_i = \sum_{j=1}^N S(d(x_i, x_j)) \quad (3.22)$$

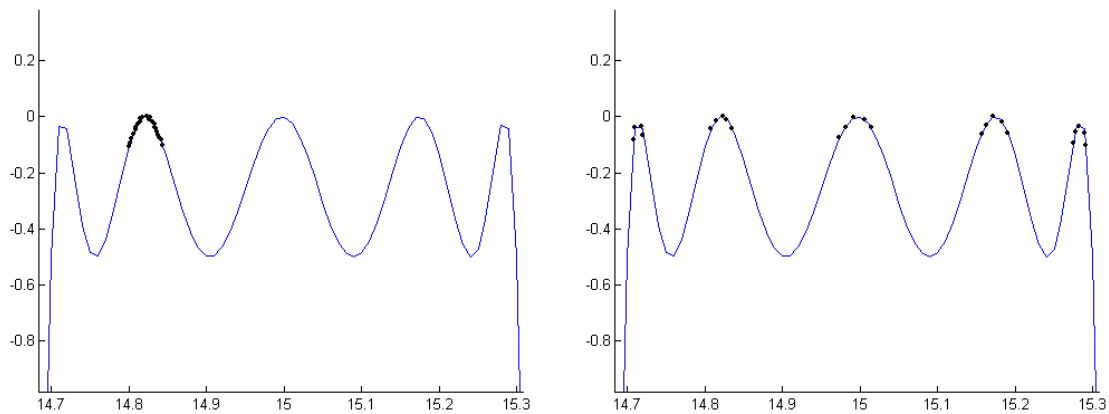
$$S(d) = 1 - \left( \frac{d}{\sigma_{share}} \right)^\alpha \quad \text{si } d < \sigma_{share} \quad (3.23)$$

$$S(d) = 0 \quad \text{si } d > \sigma_{share}$$

Le paramètre  $\sigma_{share}$  permet de délimiter le voisinage d'un point et dépend du problème traité. La figure 10 donne l'allure de  $S(d)$  pour différentes valeurs de  $\alpha$ . Suivant la valeur

donnée à  $\alpha$  le sharing sera plus ou moins efficace. Ainsi pour  $\alpha < 1$ , on pénalise les groupes très agglomérés.

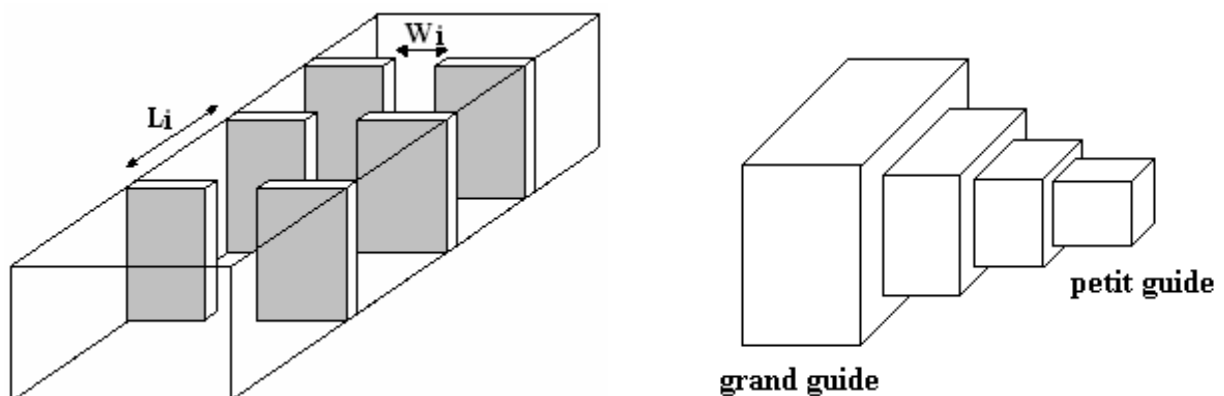
Dans la pratique ce type de sharing donne effectivement de bons résultats mais au prix de  $N^2$  calculs de distances entre chromosomes à chaque génération pour une population de taille  $N$ . Or les algorithmes génétiques induisent une complexité en  $N$  sans sharing et le fait de passer en  $N^2$  peut être pénalisant, notamment pour  $N$  grand.



**Figure 3.5.** Effet du sharing sur la distribution des individus

### 18. Exemples d'optimisation par les Algorithmes génétiques

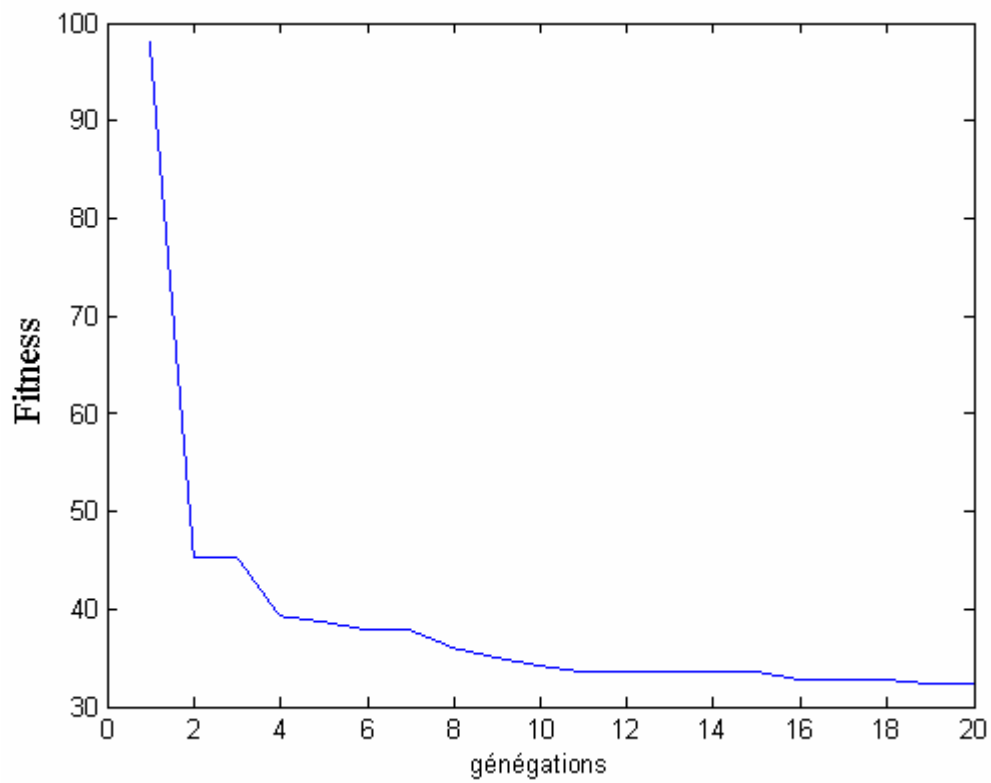
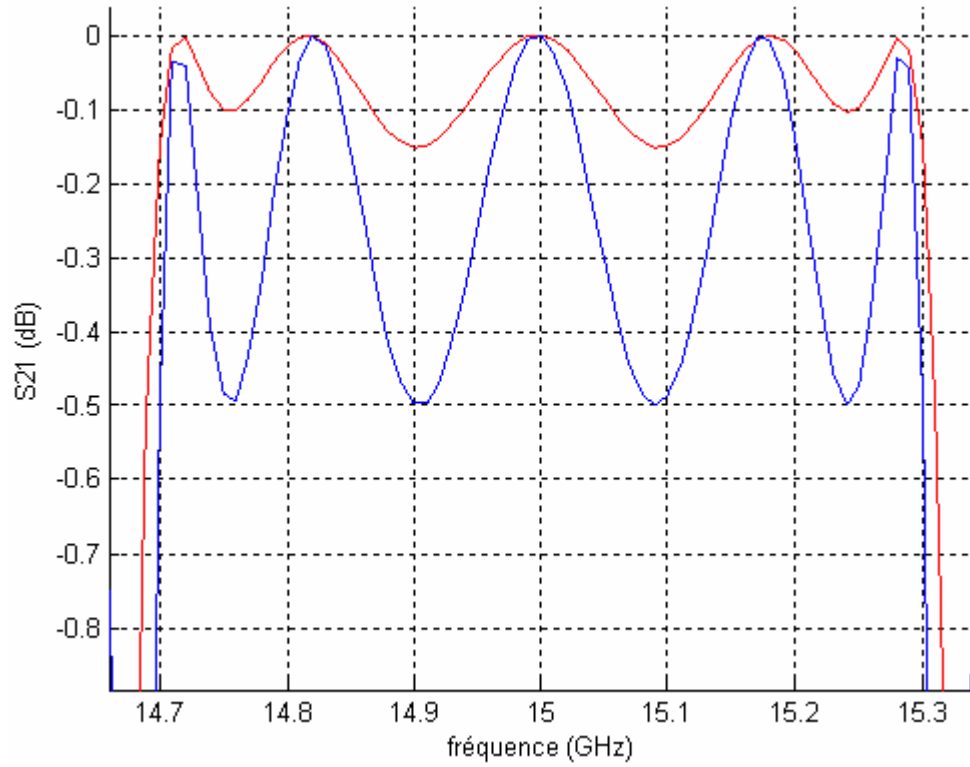
Comme exemples d'application, nous avons donné les résultats de quelques fonctions fitness. Notre objectif, est d'optimiser les dimensions des filtres et transformateurs obtenues dans le chapitre II. Sachant que pour le filtre, le guide d'onde de base est le R62 (15.79x7.89) mm, et l'épaisseur des iris est de 1mm. Pour le transformateur à 2 paliers, il s'agit d'adapter le grand guide R62 (15.79x7.89) au petit guide WR42 (10.67x4.32) mm.



**Figure 3.6** structures étudiées

**Tableau 1** : dimensions des obstacles du filtre à 2 cavités

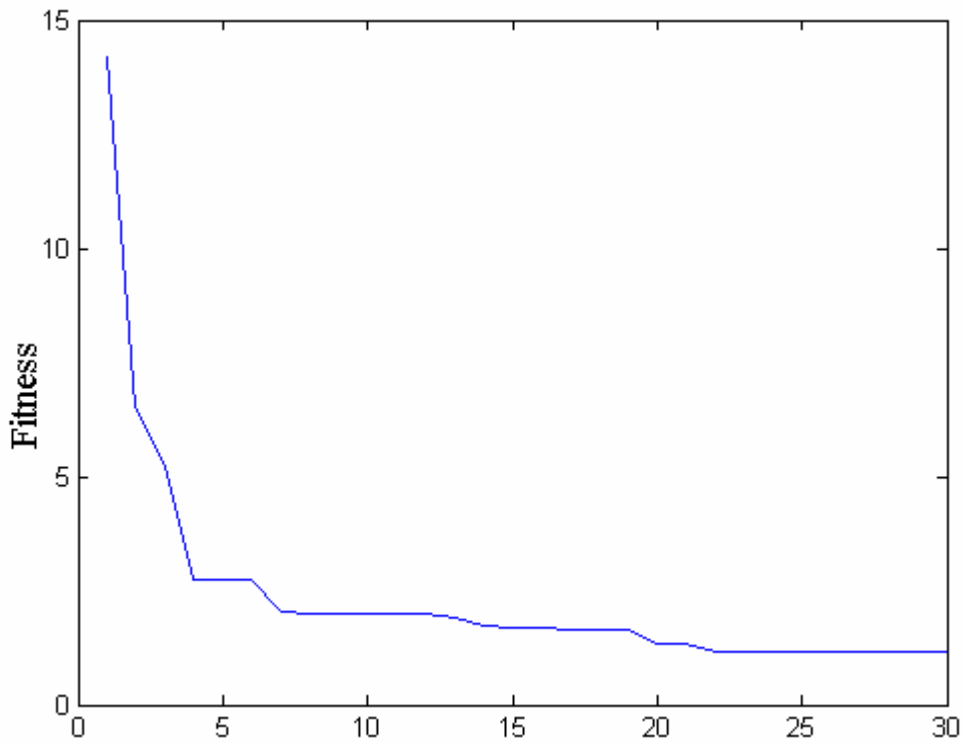
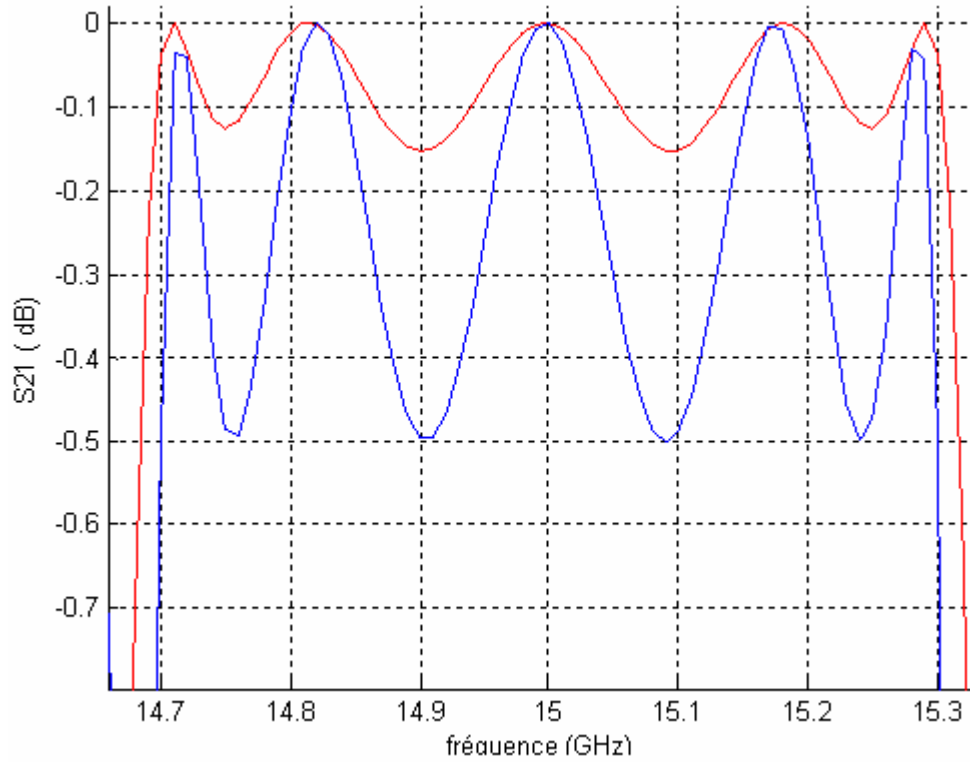
(mm)	l1	l2	w1	w2	w3
Avant Op	11.413864	11.413864	6.0389894	3.5215948	6.0389894
Après Op	11.491479	11.491479	5.9219014	3.3841022	5.9219014



**Figure 3.7** Approximation Minmax direct

**Tableau 2 :** dimensions des obstacles du filtre à 2 cavités

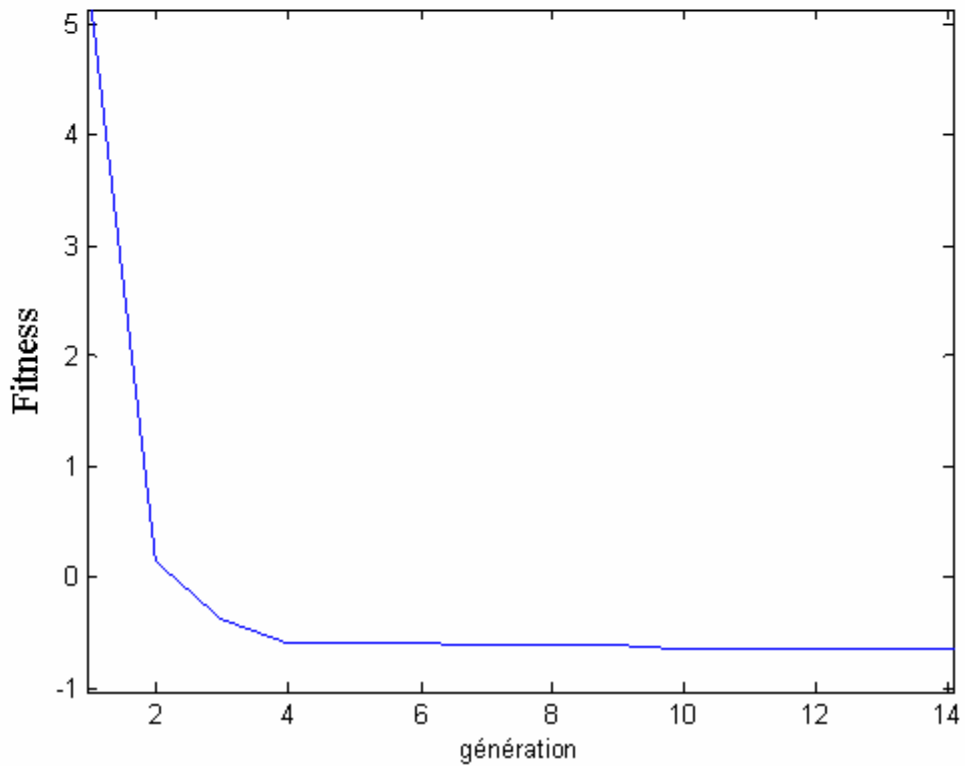
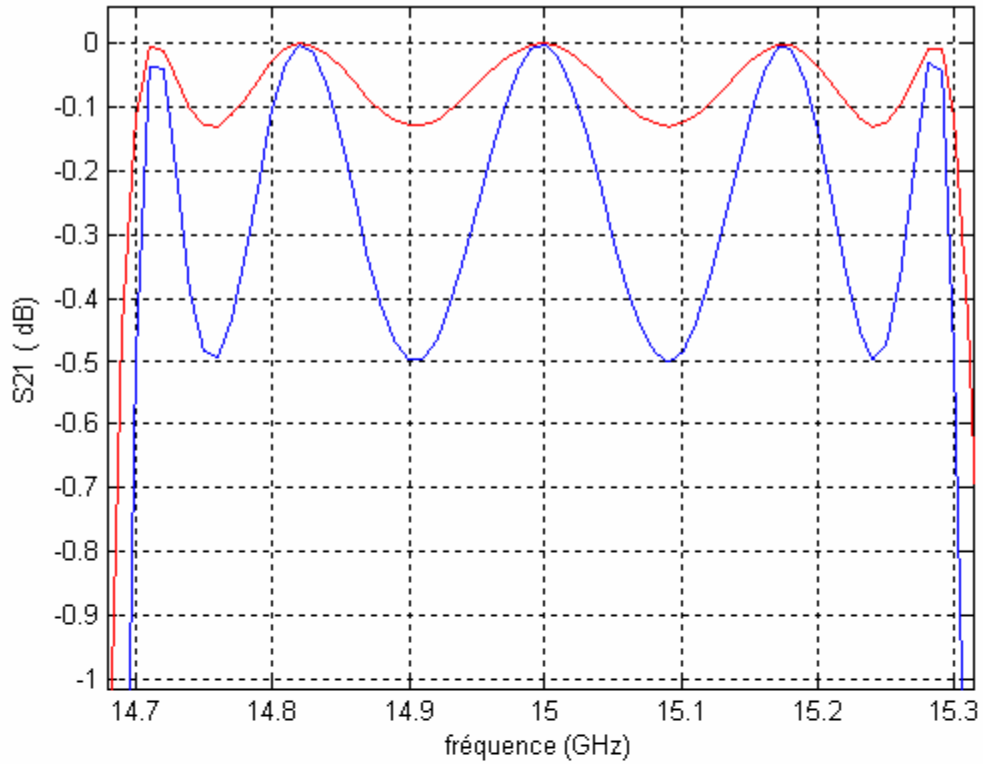
(mm)	l1	l2	w1	w2	w3
Avant Op	11.413864	11.413864	6.0389894	3.5215948	6.0389894
Après Op	11.473700	11.473700	5.9490470	3.4158692	5.9490470



**Figure 3.8.** Approximation du moindre  $P^{me}$

**Tableau 3 :** dimensions des obstacles du filtre à 2 cavités

(mm)	l1	l2	w1	w2	w3
Avant Op	11.413864	11.413864	6.0389894	3.5215948	6.0389894
Après Op	11.502408	11.502408	5.9051148	3.3644928	5.9051148

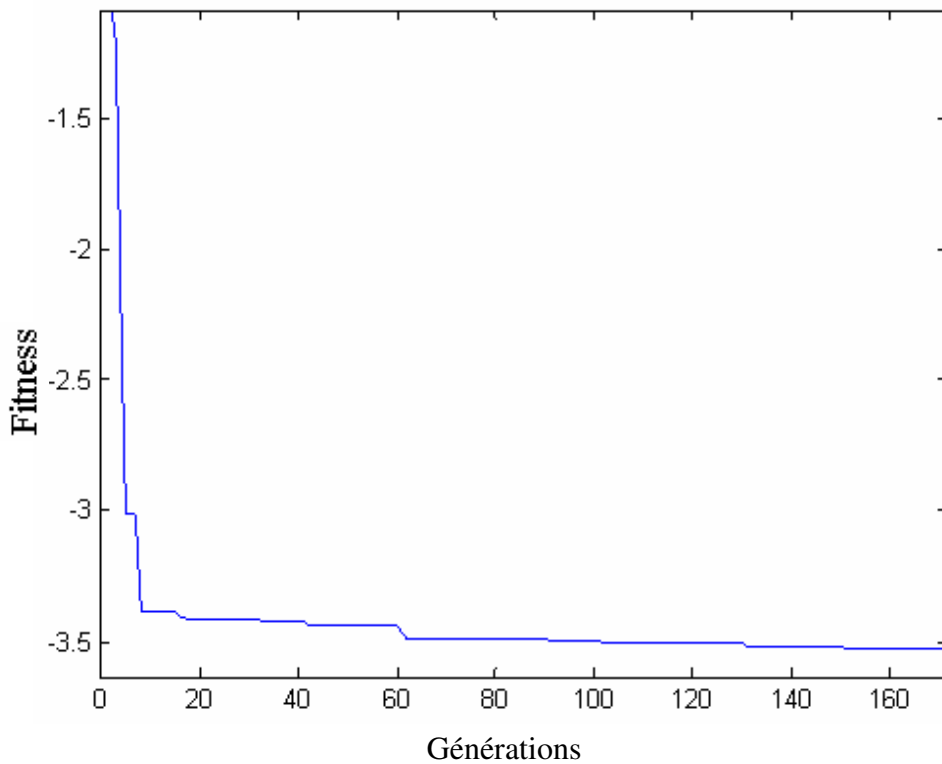
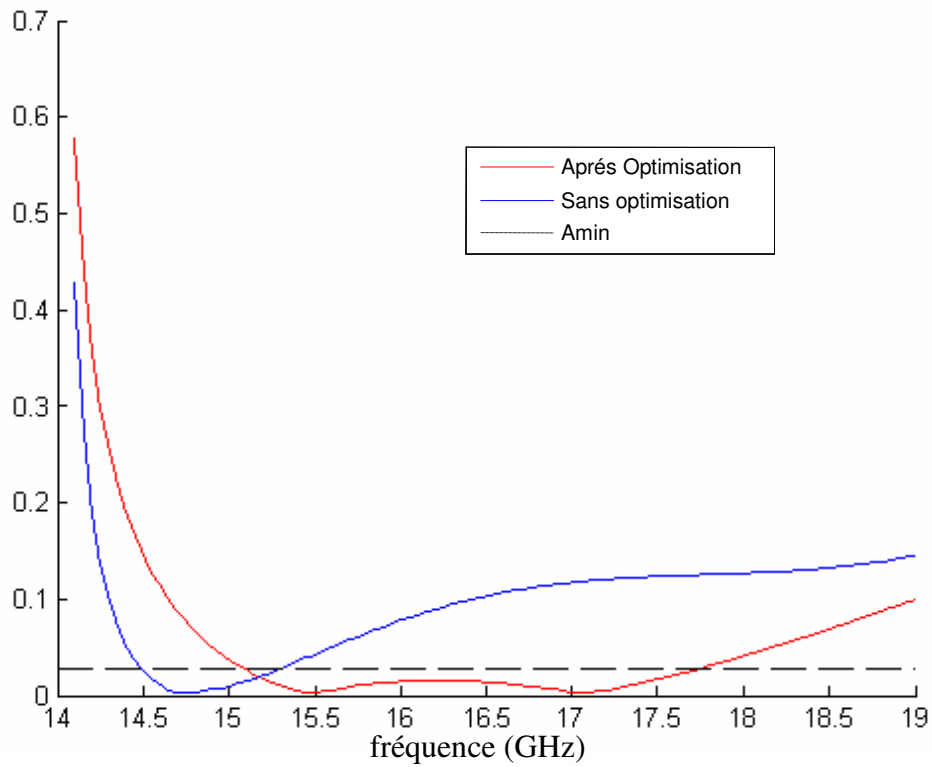


**Figure 3.9.** Combinaison entre l'approximation du moindre  $P^{me}$  et minimax.



**Tableau 4 :** dimensions des guides intermédiaires

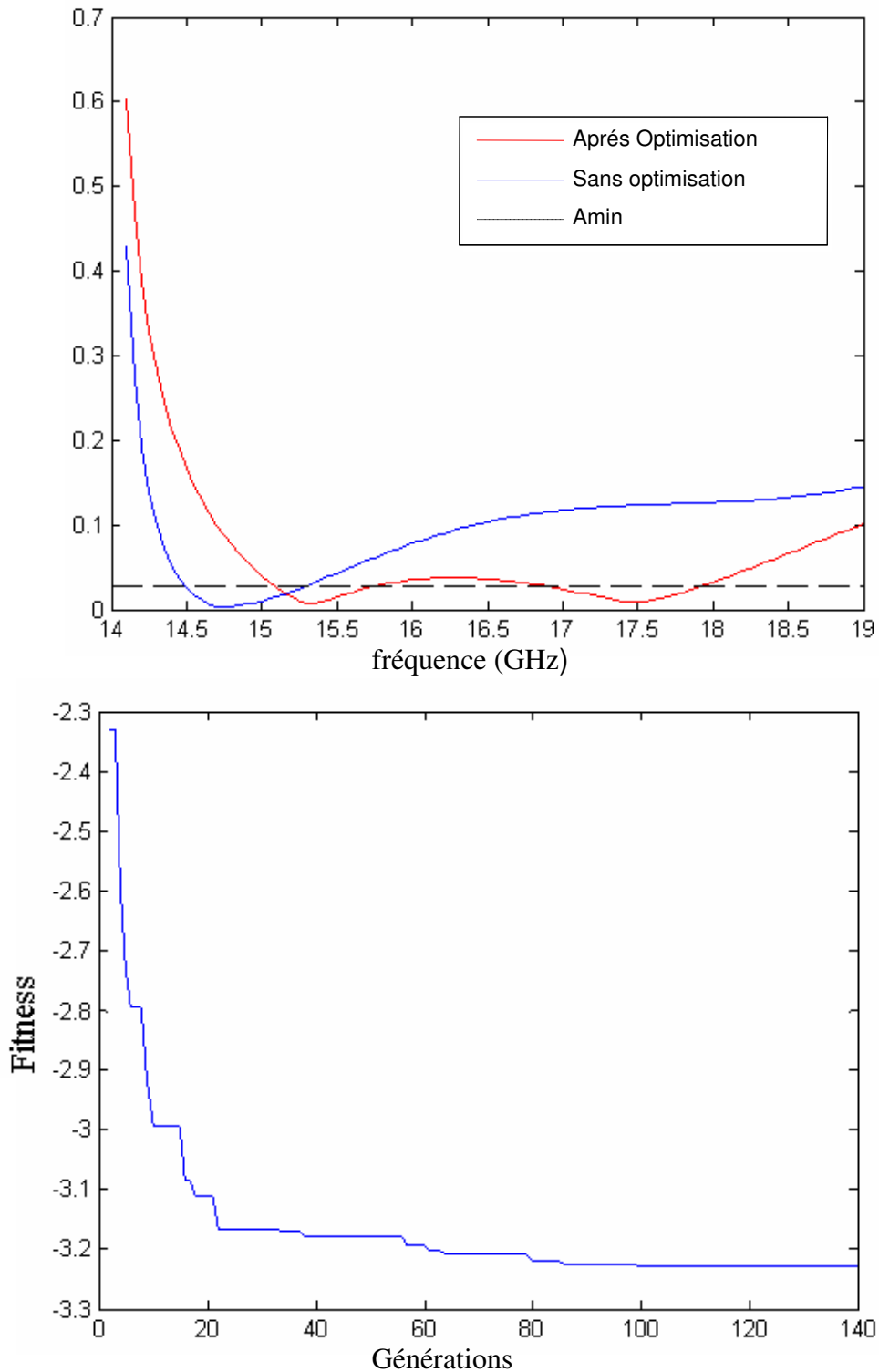
(mm)	a2	a3	b2	b3	l1	l2
Avant Op	12.420918	10.933404	7.3466697	5.6247995	8.9073394	8.9073394
Après Op	13.658157	11.445908	7.0022945	5.3633342	8.0235643	8.0270438



**Figure 3.10** Approximation du moindre  $P^{me}$

**Tableau 5** : dimensions des guides intermédiaires

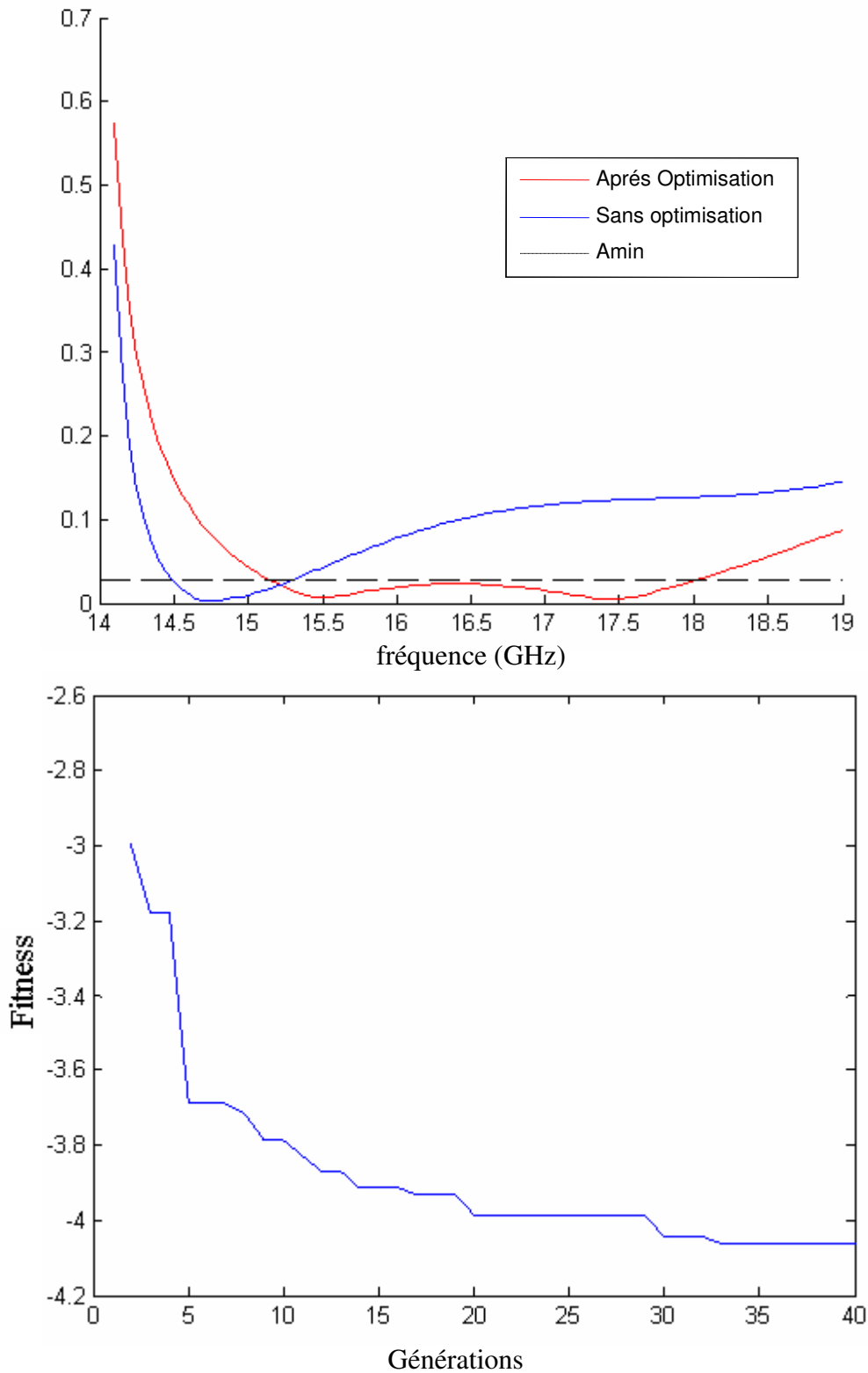
(mm)	a2	a3	b2	b3	l1	l2
Avant Op	12.420918	10.933404	7.3466697	5.6247995	8.9073394	8.9073394
Après Op	13.507748	11.787577	6.7899299	5.6489686	8.6046291	8.0305232



**Figure 3.11** Approximation Minmax direct

**Tableau 6 :** dimensions des guides intermédiaires

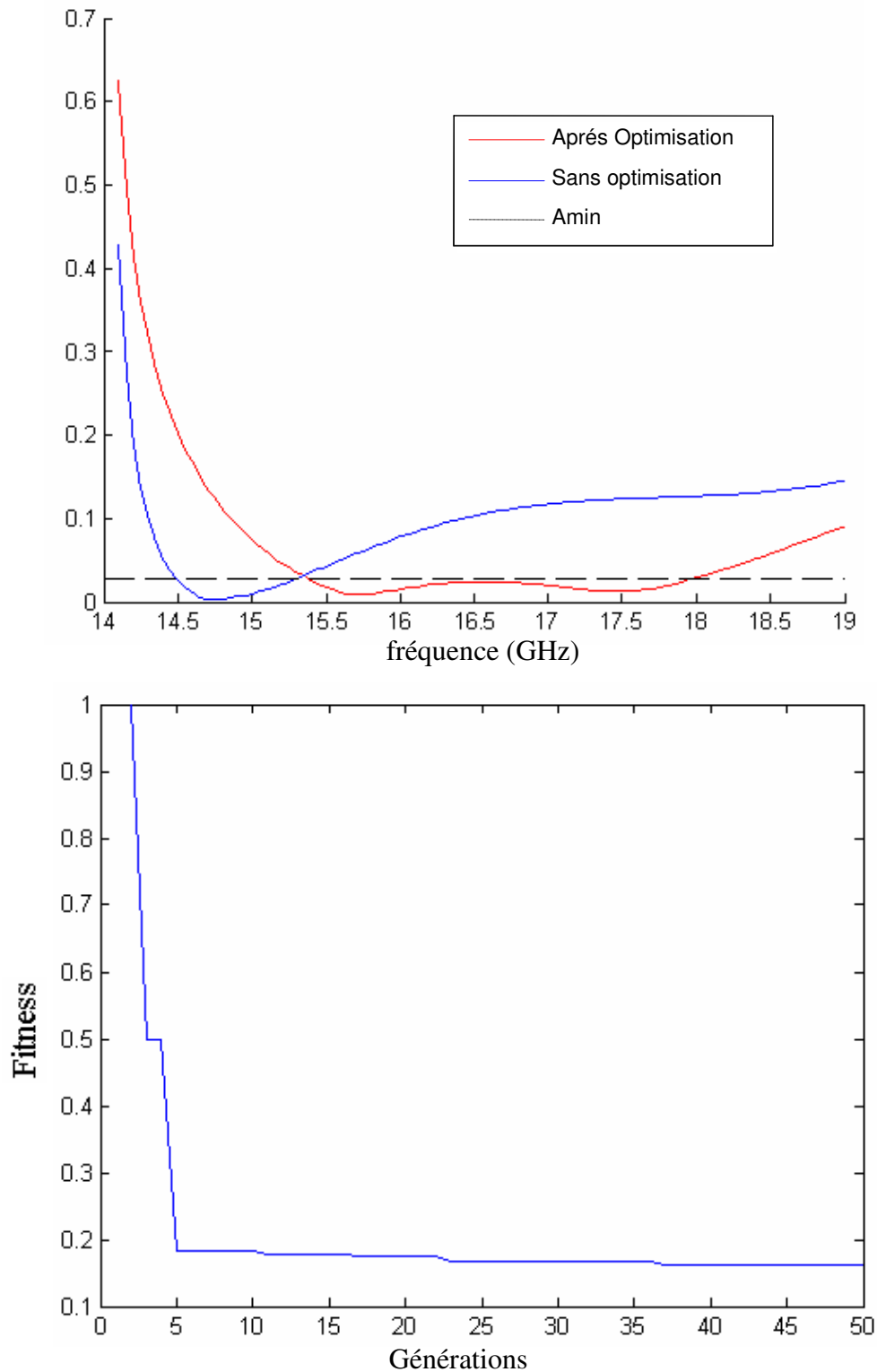
(mm)	a2	a3	b2	b3	l1	l2
Avant Op	12.420918	10.933404	7.3466697	5.6247995	8.9073394	8.9073394
Après Op	13.158410	11.373303	6.7612319	5.3040102	8.1070706	8.0548792



**Figure 3.12.** Approximation des spécifications discrètes

**Tableau 7 :** dimensions des guides intermédiaires

(mm)	a2	a3	b2	b3	l1	l2
Avant Op	12.420918	10.933404	7.3466697	5.6247995	8.9073394	8.9073394
Après Op	13.323375	11.928515	6.7526225	5.6643489	8.1418649	8.0722763



**Figure 3.13.** Approximation des spécifications continues

# Conclusion générale

La conception assistée par ordinateur s'est révélée une technique incontournable dans la réalisation de divers composants hyperfréquences, car elle dispose d'algorithmes et de techniques numériques fiables, précises et très rapides, suffisamment souples pour garantir la réalisation du système désiré avec les caractéristiques voulues.

Dans le domaine des télécommunications, un nombre assez important de travaux de recherche ont été menés pour étudier le comportement des ondes électromagnétiques dans les guides d'ondes, ce qui nous a facilité l'accès à une bonne documentation bibliographique, et mis au courant des derniers résultats et axes de recherches des laboratoires dans le monde.

Dans ce document, les caractéristiques physiques et électriques des filtres passe-bande et transformateurs en guides d'ondes métalliques sont calculées en partant d'un cahier de charge bien spécifique. Pour cela, il était nécessaire de voir dans un premier temps les différentes techniques de synthèses et d'analyse. En se basant sur les résultats des travaux poussés, réalisés préalablement par le laboratoire d'électromagnétisme et Télécommunications de Constantine, notamment en utilisant la technique de raccordement modal, nous avons essayé d'apporter quelques améliorations, en créant un programme assez générale traitant des filtres en guides d'ondes comportant des obstacles à iris inductifs, capacitifs ou résonants. Pour la validation de notre travail, une bonne concordance est constatée entre nos résultats et ceux donnés par deux logiciels de simulation.

Nous avons montré que l'application des algorithmes génétiques est une technique efficace pour l'optimisation des structures en guides d'ondes métalliques. L'utilisation des résultats non optimisés obtenus par la synthèse analytique pour créer la génération initiale, a réduit considérablement le temps de calcul, cependant, ce dernier reste étroitement lié aux paramètres de l'algorithme (longueur des chromosomes, nombre d'individus par population, et nombre de générations), mais aussi au choix de la fonction d'évaluation, qui rappelant le est la clé dans l'utilisation de l'algorithme génétique.

L'essai de plusieurs types de fonctions d'évaluation a été nécessaire pour trouver celle qui est la plus adéquate pour l'optimisation de structures, en assurant une meilleure convergence vers la solution désirée. Pour cette raison, nous avons consacré une partie de notre travail à l'étude et à la comparaison de plusieurs techniques d'évaluations, nous avons également utilisé d'autres techniques pouvant réduire le temps de calcul.

De même, nous envisageons d'utiliser ces techniques de synthèse, d'analyse et d'optimisation pour caractériser d'autres structures et composants hyperfréquences. L'objectif étant de constituer une bibliothèque de cellules élémentaires afin de minimiser les reformulations et donc de gagner en temps de calcul dans le cadre des études des structures plus complexes à multiples discontinuités qui seront menées au cours de nos travaux futurs.

# Bibliographie



- [1] Tan-phu Voung “Contribution à l’Etude des Discontinuités dans les Guides d’Ondes Métalliques Creux. Applications aux Antenne et aux Filtres” Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse. 1999
- [2] Paul-François Combes “Micro-ondes -Tome 1, Lignes, guides et cavités ” Editions Dunod, Collection Sciences Sup, 1996
- [3] N. Marcuvitz “Waveguide Handbook” Peter Peregrinus Ltd On behalf of The Institution of Electrical Engineers, Polytechnic Institute of New Work, 1986
- [4] V. Nikolski “Electrodynamique et Propagation des Ondes Radion-Electriques” Editions Mir, Moscou, 1982
- [5] C. Yeh F. I. Shimabukuro “The Essence of Dielectric Waveguides” Springer Science and Business Media, 2008
- [6] Désiré Lilonga-Boyenga “Contribution à la nouvelle formulation variationnelle : Application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes métalliques” Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2005.
- [7] Belmegunai Mohamed “Etude des Discontinuités Uniaxiales en Guides d’Ondes Rectangulaires Métalliques. Application à la Modélisation des Filtres Multicellulaires Micro-ondes ” Thèse de Magister, Département d’Electronique, Constantine 1999
- [8] G. L. Matthaei L. Young “Microwave Filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures” Artech House, November, 1985
- [9] Hartmut Patzelt and Fritz Arndt “Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and their Application for Transformers, Irises, and Filters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-30, NO. 5, May 1982 pages 771-776
- [10] Steven T. Karris “Numerical Analysis Using MATLAB and Spreadsheets” Orchard Publications, 2004

- [11] George W. Collins “Fundamental Numerical Methods and Data Analysis” NASA Astrophysics Data System (ADS), 2003
- [12] Pedro L. D. Peres, Carlos R. de Souza and Ivanil S. Bonatti “ABCD matrix: a unique tool for linear two-wire transmission line modelling” International Journal of Electrical Engineering Education Vol.40 (No.3) 2003, pages 220-229
- [13] Sheng-Li Lin, Le-Wei LiA “Unified Modal Analysis of Off-Centered Waveguide Junctions with Thick Iris” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, No. 9, September 2001, pages 388-390
- [14] Ahmed Ibrahim Khalil “Generalized Scattering Matrix Modeling of Distributed Microwave and Millimeter-Wave Systems” North Carolina State University, Electrical Engineering 1999
- [15] L .Wexler, “Solution of Waveguide Discontinuities by Modal Analysis”IEEE Trans Microwave Theory & Tech. Vol.MTT-15, September 1967, pages 508-517.
- [16] Björn Widenberg “A General Mode Matching Technique applied to Bandpass Radomes” Gerhard Kristensson, Lund, August, 2001.
- [17] Jaime Esteban and Jesus M. Rebollar “Characterization of Corrugated Waveguides by Modal Analysis Analysis”IEEE Trans Microwave Theory & Techniques , vol. 39, No. 6, JUNE 1991, pages 937-943
- [18] R.Thabet M.L.Riabi and M.Belmeguenai “Rigorous design and Efficient Optimization of Quarter-Wave Transformers in Metallic Circular Waveguides” Pier 68, 2007 pages 15-33
- [19] Shengxian Li, Junmei Fu, and Xuda Wu “Rectangular Waveguide Band Pass Filter with Capacitive Coupling Iris” Progress In Electromagnetics Research Symposium, Hangzhou, China, March 2008, pages 337-341

[20] J. C. Chen "Analysis of a thick Dichroic Plate with Rectangular Holes at Arbitrary Angles of Incidence" TDA Progress Report 42-104, Ground Antennas and Facilities Engineering Section, February 1991, pages 9-16

[21] Richard C. Booton, Jr "Computational Methods for Electromagnetics and Microwaves" A Wiley-Interscience Publication 1992, pages 173-178

[22] Michael B. and Ahmed I. Khalil "A Generalized Scattering Matrix Method Using the Method of Moments for Electromagnetic Analysis of Multilayered Structures in Waveguide" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, No. 11, November 1999 pages 2151-2157

[23] Darrell Whitley "A Genetic Algorithm Tutorial" Statistics and Computing, Vol. 4, No. 2. June 1994, ppages 65-85

[24] Randy L. Haupt "Genetic Algorithms in Electromagnetics" IEEE PRESS. A John Wiley & Sons, Inc. Publication 2007.

[25] S. N. Sivanandam and S. N. Deepa "Introduction to Genetic Algorithms" Springer Science and Business Media 2008

[26] Gilles Balmissse "Les algorithmes génétiques" outils et applications du knowledge management, Septembre 2002

[27] Liviu Panait and Sean Luke "A Comparison of Two Competitive Fitness Functions" Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation Conference, Francisco, CA, USA 2002, pages 503-511

[28] James Marshall "Fitness Functions and Landscapes" Evolutionary Computing university of Bristol, Operations Research Letters 12 , 1992, pages 235-243

[29] John W. Bandler "Optimization Methods for Computation-Aided Design" Trans Microwave Theory & Techniques, vol. MTT-17, No 8, August 1969, pages 533-552

[30] Ando Shin and Hitoshi Iba “Construction of Genetic Network Using Evolutionary Algorithm and Combined Fitness Function” *Genome Informatics* 14, 2003 pages 94-103

[31] M. F. Jiménez Nogales, J. Pascual Garcia, J. Hinojosa, and A. Alvarez-Melcon “Genetic Algorithms Applied to Microwave Filters Optimization and Design” *Progress In Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, USA, July 2008*, pages 99-103

[32] Pierre Jarry, Jean-Marie Pham and Nicolas Boutheiller “Synthesis and Optimisation of Straight and Curved Evanescent Microwave Filters Using the Genetic Algorithms” *MMS 2004, Marseille*. Pages 36-39

[33] Zermane Azziza, «Application de L’Algorithme Genetique a L’Optimisation de Transition en Guides Rectangulaires Métalliques Creux »Thèse de Magister, Département d’Electronique, Constantine 2005

[34] Cristina Lopez-Pujalte, Vicente P. Guerrero-Bote “Order-Based Fitness Functions for Genetic Algorithms Applied to Relevance Feedback” *Journal of the American Society for Information Science and Technology*, January 2003, pages 152-160

[35] Alvaro Juliano Vicente and Horacio Tertuliano Filho “Evanecent Mode Waveguide Filter Design Based on Genetic Algorithm” *Faculdade Assis Gurgacz, Av. das Torres 500, CEP 85.806-095, Cascavel, Parana, Brazil, 2001*

[36] S. Kazarlis and V. Petridis “Varying Fitness Functions in Genetic Algorithms: Studying the Rate of Increase of the Dynamic Penalty Terms” *Proceedings of the 5th International Conference on Parallel Problem Solving from Nature, 1998*, Pages 211-220

[37] HFSS ANSOFT Version 11.2 Software Simulator

[38] Online Simulator [www.guidedwavetech.com](http://www.guidedwavetech.com)

## **Résumé**

Dans ce travail, les dimensions géométriques de structures en guides d'ondes métalliques creux, (transformateurs et filtres micro-onde à iris capacitifs, et à iris inductifs) sont calculées par la méthode des circuits équivalents, ce-ci en partant d'un cahier de charge bien spécifique. La méthode de raccordement modal est utilisée pour l'analyse des résultats obtenus. Vu que le cahier de charges n'était pas automatiquement réalisé, nous avons utilisé les algorithmes génétiques pour optimiser les résultats obtenus. Pour réduire le temps de calcul, nous avons essayé plusieurs fonctions d'évaluation, aussi, nous avons utilisé les résultats non optimisés, pour créer la population initiale d'individus. Pour la validation de notre travail, une bonne concordance est constatée entre nos résultats et ceux donnés par deux logiciels de simulation.

**Mots Clés :** Optimisation, Algorithmes génétiques, raccordement modal, filtrer, transformateur.

## ملخص

في هذا العمل, انطلاقا من مواصفات محددة, تم حساب الأبعاد الهندسية لبعض المرشحات, و المحولات المصنوعة من موجات معدنية مجوفة و ذلك باستعمال طريقة الدوائر الكهربائية المكافئة. لتحليل النتائج استعملنا تقنية الوصل النمطية . نظرا لأن المواصفات لم تكن محققة دائما, استعملنا تقنية الخوارزميات الجينية لتحسين النتائج المتحصل عليها. للتخفيض من وقت الحساب تم تجريب عدة دالات تقييميه , كذلك تم استخدام النتائج المتحصل عليها كجيل أول للخوارزمية . للتأكد من صحة النتائج لاحظنا توافقا جيدا بين نتائجنا و نتائج برمجيات تشبيه.

**الكلمات المفتاحية:** التحسين, الخوارزميات الجينية, تقنية الوصل النمطية, المرشحات, المحولات.

### **Abstract**

In this thesis, on the basis of bandwidth specifications, the geometric dimensions of waveguides structures (transformers and microwave filters, with capacitive and inductive irises) are calculated by the equivalent electrical circuits' method. The mode matching technique is used to analyse the obtained results. In view that the specifications were not automatically carried out, we used the genetic algorithms to optimize the obtained results. To reduce the computing time, we tried several fitness functions; also, we used the non optimized results, to create the initial population individuals. To validate our work, a good agreement is noted between our results and those given by two software simulator.

**Key Words:** Optimization, Genetic algorithm, mode matching, filter, transformers.