

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université des Frères Mentouri Constantine 1  
Faculté des Sciences de la Technologie

Département d'Electronique

## **Thèse**

Présentée pour obtenir le diplôme de Doctorat en Science

### **Option**

Hyperfréquences

### **Thème**

**Contribution à la modélisation de structures et dispositifs  
passifs microondes basée sur l'utilisation de différentes  
techniques d'optimisation :**

**Application aux filtres en guides d'ondes rectangulaires  
métalliques**

**Présentée Par:** Bouchachi Islem

**Soutenue en 2017 devant le Jury:**

**Président:**

**Mr Mohamed BOUCHEMAT**, Professeur à l'université des Frères Mentouri Constantine 1.

**Rapporteurs :**

**Mr Mohamed Lahdi RIABI**, Professeur à l'université des Frères Mentoui Constantine 1.

**Examineurs :**

**Mr Khaled BELARBI** Professeur à l'école nationale polytechnique de Constantine.

**Mr Salih AIDEL**, Maître de conférences A à l'université de Bordj Bou Arreridj.

**Mr Mohamed Taoufik BENHABLES**, Maître de conférences A à l'université des Frères Mentoui Constantine 1.

## **Remerciements**

**Le travail présenté a été effectué au sein du Laboratoire d'Electromagnétisme & Télécommunications de l'université des Frères Mentouri Constantine 1.**

**Je tiens en premier lieu à remercier Monsieur le Professeur Mohamed Lahdi RIABI, mon directeur de thèse, qui a dirigé ce travail avec beaucoup d'intérêt et de rigueur. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour sa disponibilité, son expérience et ses conseils.**

**Mes remerciements vont également à Monsieur Mohamed BOUCHEMAT, Professeur à l'université des Frères Mentouri de Constantine 1, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.**

**Je suis profondément reconnaissant à Monsieur Mohamed Toufik BENCHABILES, Maître de Conférences à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1, d'avoir accepté de juger mon travail.**

**Je suis également très honoré que Monsieur Salih AIDEL Maître de Conférences à l'Université de Bordj Bou Arréridj et Monsieur Khaled BELARBI Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique de Constantine soient membres du jury.**

**Pour finir, je remercie du fond du cœur ceux qui m'ont toujours soutenu: ma famille, mes amis.**

## **Résumé**

Dans ce travail, nous avons proposé une méthode de synthèse de filtres en guides d'ondes métalliques creux. Elle consiste en une combinaison de plusieurs techniques de modélisation et d'optimisation classées dans un ordre défini pour aboutir à la conception de filtres passe bande désirés. Il s'agit:

En premier, de générer la matrice de couplage en partant d'un cahier des charges, ensuite de déduire le circuit équivalent puis le convertir en une structure micro-onde, ce qui consiste à remplacer les résonateurs et inverseurs du circuit par des cavités résonantes et des coupleurs. Une fois la structure micro-onde obtenue, l'utilisation d'une méthode d'analyse de cette structure est nécessaire pour s'assurer du bon déroulement de l'opération de conversion. Pour cela, nous avons proposé la méthode de segmentation qui consiste à fragmenter la structure en plusieurs éléments basiques (jonction, coude et Tés) où chaque élément est analysé séparément en utilisant la méthode de raccordement modal, puis la structure est assimilée à un réseau constitué de ces éléments basiques. Sachant que le résultat final nécessite une optimisation car il ne correspond pas parfaitement aux spécifications désirées de la structure à synthétiser, nous avons étudié puis utilisé trois techniques d'optimisations : les Algorithmes génétiques, l'optimisation par essaim de particules et les réseaux de neurones.

Pour valider notre méthode de synthèse, nous l'avons appliquée avec succès à la synthèse des filtres passe-bande en guides d'ondes du type Tchebychev, Dual-mode, puis Tchebychev généralisé.

### **Mots clés:**

Filtre, Guide d'ondes, Matrice de couplage, Raccordement modal, Méthode de segmentation, Techniques d'optimisation.

## **Abstract**

In this work, we proposed a method for the synthesis of hollow waveguides filters. It consists of a combination of several calculations, simulations and optimizations techniques classified in a defined order to result in band-pass filters. It is a question of:

First, to generate the coupling matrix starting from the filter specifications. Deduce the equivalent circuit and then convert it into a microwave structure, which consists of replacing the resonators and inverters of the circuit by resonant cavities and couplers. Once the circuit has been converted to a microwave structure, we need an analysis method to ensure the right conversion. For this, we used the segmentation method, which consists in fragmenting the structure into several basic elements (junction, bend and T-junction). Each element is analyzed separately using the mode-matching method, and then the structure is assimilated to a network made up of these basic elements. Since the final result requires optimization because it does not correspond perfectly to the specifications of the structure to be synthesized, we have studied and used three optimization techniques: genetic algorithms, particle swarm optimization and neural networks.

To validate our synthesis method, we have successfully applied it to the synthesis of the Tchebychev, Dual-mode, and generalized Tchebychev band-pass filters.

## **Keywords:**

Filter, Waveguide, Coupling matrix, Mode-matching, Segmentation method, Optimization techniques.

## ملخص

في هذا العمل، اقترحنا طريقة لتركيب المرشحات باستعمال موجات أمواج مجوفة. تتألف هذه الطريقة من مزيج من عدة تقنيات للحسابات، المحاكاة و الإستمثال، مرتبة ترتيبا محددًا يؤدي إلى مرشحات لتمرير شريط أمواج معين. و ذلك ب:

أولاً، تكوين مصفوفة اقتران بدءاً من مواصفات المرشح. استنتاج الدارة المكافئة ومن ثم تحويلها إلى بنية ميكروموجية، يكون ذلك باستبدال مرنانات ومحولات الدارة المكافئة بتجاويف رنانة و مقترنات. بمجرد تحويل الدارة المكافئة إلى بنية الميكروموجية، نحتاج إلى طريقة تحليل لضمان التحويل الصحيح. لهذا، استخدمنا طريقة التجزيء، والتي تتمثل في تجزئة البنية إلى عدة عناصر أساسية، يتم تحليل كل عنصر على حد باستخدام طريقة الوصل النمطي، ومن ثم يتم تحليل البنية كشبكة تتألف من هذه العناصر الأساسية. بما أن النتيجة النهائية تتطلب التحسين لأنها لا تتوافق تماماً مع مواصفات البنية التي سيتم تركيبها، درسنا واستخدمنا ثلاثة تقنيات إستمثال: الخوارزميات الجينية، الإستمثال بسرب من الجسيمات و الإستمثال بالشبكات العصبية.

للتحقق من صحة الطريقة المقترحة، قمنا بتطبيقها بنجاح في تركيب مرشحات من نوع تشيبيشيف، النمط المزدوج و تشيبيشيف المعمم.

## الكلمات المفتاحية:

المرشحات , موجات أمواج مجوفة, مصفوفة اقتران , طريقة الوصل النمطي, طريقة التحليل بالتجزئة , تقنيات الإستمثال.

# Sommaire

Introduction Générale	
Références Bibliographiques de l'introduction générale.....	5
<b>CHAPITRE I</b>	
Généralités sur les Filtres Passe-bande .....	7
I.1 Introduction.....	8
I.2 La fonction de transfert.....	8
I.3 Fonctions d'approximation.....	9
I.4 Approximation Butterworth.....	9
I.5 Approximation Tchebychev.....	11
I.6 Approximation inverse Tchebychev .....	14
I.7 Approximation elliptique (Cauer).....	15
I.8 Polynôme caractéristique .....	18
I.9 Approximation Tchebychev généralisée.....	19
I.9.1 Synthèse des polynômes $E(s)$ , $F(s)$ et $P(s)$ pour les filtres Tchebychev généralisés .....	23
I.9.2 La matrice de couplage .....	25
I.9.2.1 Exemple 1 .....	30
I.9.2.2 Exemple 2 .....	30
I.9.2.3 Exemple 3 .....	31
I.10 Calcul des Dimensions physiques du filtre initial en guide d'onde.....	32
I.11 filtres à cavités multi-modes .....	37

I.12 Conclusion .....	39
Références Bibliographiques du Chapitre I .....	40
<b>CHAPITRE II</b>	
Analyse des Filtres en Guides d'Ondes Rectangulaires Métalliques .....	42
II.1 Introduction .....	43
II.2 Technique de Raccordement Modal .....	43
II.3 Guides d'ondes rectangulaires .....	44
II.3.1 Les modes TE .....	46
II.3.2 Les modes TM .....	47
II.3.3 Les modes TEM.....	48
II.4 Analyse d'une jonction en guides d'ondes rectangulaires.....	48
II.4.1 Cas d'une jonction EH .....	48
II.4.2 Analyse $TE^x$ .....	52
II.4.3 Discontinuité sur le plan H .....	54
II.4.3.1 Exemple d'analyse d'une jonction plan-H.....	58
II.4.4 Cas d'une jonction sur le plan E.....	58
II.4.4.1 Exemple d'analyse d'une jonction plan E .....	60
II.5 Analyse du coude plan-H .....	62
II.6 Analyse du coude plan-E.....	64
II.7 Analyse de la jonction T plan H .....	67
II.8 Jonction T plan-E.....	70

II.9 Analyse des structures complexes par la méthode de segmentation .....	72
II.10 Matrice d'interface .....	72
II.11 Exemples d'application de la méthode de segmentation .....	77
II.11.1 Structure 1.....	77
II.11.2 Structure 2.....	80
II.11.3 Structure 3.....	83
II.12 Conclusion .....	84
Références Bibliographiques du Chapitre II .....	85

### **CHAPITRE III**

Application de l'Optimisation à la synthèse de Filtres en Guides d'Ondes Rectangulaires....	87
III.1 Introduction .....	88
III.2 Algorithme génétique.....	89
III.2.1 L'organigramme d'un algorithme génétique.....	90
III.2.2 Génération de la population initiale .....	91
III.2.3 Codage des données .....	91
III.2.4 Décodage des données .....	91
III.2.5 Les opérateurs génétiques .....	91
III.2.5.1 La sélection .....	92
III.2.5.2 Le croisement .....	92
III.2.5.3 La mutation .....	93
III.3 Optimisation par essaim de particules :.....	93

III.3.1 Notation de la PSO .....	94
III.3.2 Organigramme du PSO .....	95
III.3.3 Algorithme du PSO [8] .....	95
III.4 Les réseaux de neurones.....	96
III.4.1 Fonctions d'activation .....	97
III.4.2 Architecture de réseau .....	99
III.4.2.1 Réseau monocouche : Le perceptron .....	99
III.4.2.2 Le perceptron multicouche MLP.....	99
III.4.3 Apprentissage des réseaux de neurones artificiels .....	101
III.4.4 Optimisation par les réseaux de neurones .....	101
III.5 Fonction d'évaluation.....	102
III.5.1 Fonction Min-max directe .....	102
III.5.2 Approximation du moindre $P$ .....	104
III.5.3 Approximation des spécifications discrètes .....	104
III.6 Influence du nombre de variables sur le nombre d'itérations.....	105
III.7 Comparaison entre les trois techniques d'optimisation.....	106
III.8 Application des réseaux de neurones .....	110
III. 9 Synthèse de quelques filtres microondes en guides d'ondes rectangulaires.....	112
III.9.1 Exemple 1: Filtre Tchebychev ordre 2 .....	112
III.9.2 Exemple 2 : Filtre Tchebychev ordre 5 .....	113
III.9.3 Exemple 3 : Filtre dual-mode ordre 2 .....	116

III.9.4 Exemple 4 : Filtre Tchebychev généralisé d'ordre 4 .....	117
III.10 Conclusion.....	119
Références Bibliographiques du Chapitre III.....	120
Conclusion Générale .....	122

# Liste des figures

## CHAPITRE I

Figure I.1 Représentation d'un système linéaire.....	8
Figure I.2 Amplitudes des filtres Butterworth d'ordre 2, 3, 4 et 6.....	11
Figure I.3 Amplitudes des filtres Tchebychev d'ordre 2, 3, 4 et 6.....	13
Figure I.4 Ondulations à la bande passante des filtres Tchebychev d'ordre 2, 3, 4 et 6.....	13
Figure I.5 Amplitudes des filtres inverses Tchebychev d'ordre 2, 3, 4 et 6.....	15
Figure I.6 Amplitudes des filtres elliptiques d'ordre 2, 3, 4 et 6.....	16
Figure I.7 Ondulations à la bande passante des filtres elliptiques d'ordre 2, 3, 4 et 6.....	17
Figure I.8 Comparaison des Amplitudes des filtres Tchebychev, inverses Tchebychev, Butterworth et elliptique d'ordre 4.....	17
Figure I.9 Comportements des filtres Tchebychev, inverses Tchebychev, Butterworth et elliptiques d'ordre 4 au niveau de la bande-passante.....	18
Figure I.10 Circuit électrique équivalent proposé par Atia et Williams pour la synthèse de la matrice de couplage.....	26
Figure I.11 Circuit équivalent du filtre simplifié en un quadripole.....	27
Figure I.12 Réponse fréquentielle normalisée du prototype de la matrice (II.74).....	30
Figure I.13 Réponse fréquentielle normalisée du prototype de la matrice (II.75).....	31
Figure I.14 Réponse fréquentielle normalisée du prototype de la matrice (II.76).....	32
Figure I.15 Inverseur capacitif et son schéma équivalent.....	33
Figure I.16 Inverseur inductif et son schéma équivalent.....	34
Figure I.17 Inverseur à sonde capacitive.....	34
Figure I.18 Inverseur à modes évanescents.....	35

Figure I.19 Longueur de la cavité du filtre.....	37
Figure I.20 Filtres à iris capacitifs (a), et à iris inductifs (b).....	37
Figure I.21 Exemple de filtres à cavité multi-modes.....	38
<b>CHAPITRE II</b>	
Figure II.1 Jonction entre deux guides d'ondes rectangulaires.....	49
Figure II.2 Réponse fréquentielle de la jonction EH.....	52
Figure II.3 Jonction entre deux guides sur le plan-H.....	54
Figure II.4 Réponse fréquentielle de la jonction plan-H de l'exemple.....	58
Figure II.5 Jonction entre deux guides sur le plan-E.....	61
Figure II.6 Réponse fréquentielle de la jonction plan-E de la jonction plan E.....	61
Figure II.7 Représentation d'un coude à 90° .....	62
Figure II.8 Coude en guides d'ondes sur le plan H.....	63
Figure II.9 Réponse fréquentielle du coude plan H.....	63
Figure II.10 Coude en guides d'ondes sur le plan E.....	65
Figure II.11 Réponse fréquentielle du coude plan E.....	65
Figure II.12 Succession de deux coudes du même type.....	66
Figure II.13 Réponse fréquentielle de la succession de deux coudes du même type.....	66
Figure II.14 Succession de deux coudes de types différents.....	67
Figure II.15 Réponse fréquentielle de la succession de deux coudes de types différents.....	67
Figure II.16 Représentation d'une jonction T.....	68
Figure II.17 Jonction T sur le plan H.....	69
Figure II.18 Réponse fréquentielle de la jonction T sur le plan H [6].....	69

Figure II.19 Jonction T sur le plan E.....	71
Figure II.20 Réponse fréquentielle de la jonction T sur le plan E [6].....	71
Figure II.21 Représentation des étapes de la segmentation.....	74
Figure II.22 Ports externes de la structure après la segmentation.....	74
Figure II.23 Représentation matricielle de la structure.....	75
Figure II.24 Dimensions d'un iris.....	78
Figure II.25 Filtre proposé dans [10].....	78
Figure II.26 Réponse fréquentielle du Filtre proposé dans [10].....	80
Figure II.27 Structure constituée d'une jonction T et d'un iris plan H.....	81
Figure II.28 Représentation matricielle de la structure 2.....	81
Figure II.29 Réponse fréquentielle de la structure 2.....	82
Figure II.30 Filtre proposé dans [11].....	83
Figure II.31 Représentation de la segmentation du filtre de [11].....	83
Figure II.32 Réponse fréquentielle du Filtre proposé dans [11].....	84
 <b>CHAPITRE III</b>	
Figure III.1 Organigramme de l'algorithme génétique.....	90
Figure III.2 Les opérations de croisement et de mutation.....	93
Figure III.3 Organigramme de l'optimisation PSO.....	95
Figure III.4 Neurone artificiel.....	97
Figure III.5 Réseau de neurones monocouche.....	99
Figure III.6 Réseaux MLP 5-4-2.....	100

Figure III.7 Exemple d'un cahier des charges d'un filtre passe bande.....	103
Figure III.8 Comparaison des fonctions d'évaluations.....	105
Figure III.9 Variation du nombre d'itérations en fonction du nombre de variables.....	106
Figure III.10 Dimensions initiales du filtre dual-mode à optimiser.....	107
Figure III.11 Réponse fréquentielle du filtre avant l'optimisation.....	108
Figure III.12 Réponse fréquentielle du filtre optimisé par PSO.....	108
Figure III.13 Réponse fréquentielle du filtre optimisé par AG.....	109
Figure III.14 Comparaison des convergences de l'optimisation par AG et PSO.....	110
Figure III.15 Réponse du filtre par le modèle neural.....	111
Figure III.16 Synthèse directe du filtre par réseau de neurones inverse.....	112
Figure III.17 Filtre Tchebychev d'ordre 2.....	113
Figure III.18 Réponses fréquentielles du filtre en guides d'ondes et du circuit prototype ....	113
Figure III.19 Filtre Tchebychev d'ordre 5.....	114
Figure III.20 Réponse du filtre avant optimisation.....	115
Figure III.21 Réponse du filtre après optimisation.....	115
Figure III.22 Filtre dual-mode d'ordre 2.....	116
Figure III.23 Réponse du filtre dual-mode d'ordre 2.....	117
Figure III.24 Vue de dessus et vue latérale du filtre.....	118
Figure III.25 Filtre Tchebychev généralisé d'ordre 4.....	118
Figure III.26 Réponses fréquentielles du filtre et de son circuit équivalent.....	119

# Introduction Générale

## **Introduction générale**

Durant les deux dernières décennies, il y a eu une vulgarisation des composants micro-ondes passifs. Cela est dû d'une part au taux exponentiel d'utilisateurs des TIC qui a poussé de plus en plus de laboratoires à focaliser leurs recherches sur ce domaine, et d'autre part, au développement informatique Hard et Soft, permettant ainsi une grande vitesse d'exécution des programmes et logiciels de synthèse, d'optimisations et de simulations. Parmi ces composants micro-ondes, nous pouvons citer les filtres en guides d'ondes cylindriques métalliques et en technologie planaire. Les filtres en guides d'onde cylindriques métalliques, apparus quelques années avant la 2ème guerre mondiale [1], occupent toujours une place prépondérante dans le domaine des télécommunications spatiales, car lorsqu'il s'agit de réaliser des dispositifs fonctionnant à des fréquences de plus en plus croissantes avec des gains très élevés et véhiculant une grande puissance, l'utilisation des guides d'ondes est souvent recommandée.

En micro-onde, la majorité des filtres sont synthétisés à partir d'un circuit équivalent ou d'une matrice de couplage où, au départ, la réponse idéale obtenue n'est pratiquement jamais exactement atteinte et l'objectif fixé par le concepteur du filtre est de satisfaire au mieux le cahier de charges proposé.

On peut résumer la synthèse d'un filtre en quatre étapes:

La première est la synthèse du circuit équivalent ou de la matrice de couplage, où il s'agit de créer un filtre en éléments localisés (capacité et induction) ; ces derniers sont impossibles à réaliser vu la puissance du signal et l'ampleur de la fréquence.

La seconde est la proposition d'une configuration en guides d'ondes (inverseurs et résonateurs) pour aboutir à une structure pouvant substituer les éléments localisés.

L'étape suivante consiste à établir un moyen d'analyse de cette structure en guides d'ondes, soit en élaborant un programme de calcul, soit en utilisant un simulateur commercial pour étudier le comportement du champ électromagnétique à l'intérieur du filtre.

La dernière étape est d'optimiser les dimensions du filtre pour aboutir à une réponse préalablement définie. Pour cela nous devons passer par des méthodes d'optimisation.

Chaque étape citée est en elle-même un vaste domaine de recherche.

Au fil des ans, différentes formes de filtres ont été proposées. D'abord des filtres uni-axiaux linéaires souvent de types Tchebychev ou Butterworth [2,3] d'une assez grande taille et pour une réponse fréquentielle sans zéros de transmission. Rhodes [4] a proposé des structures coudées pour réduire la taille des filtres. Un grand pas a été également franchi avec les filtres dual-mode proposés par Atia et Williams [5], où ces derniers supposaient que chaque résonateur du filtre pouvait être couplé à tous les autres, avec un facteur de couplage  $M$ , permettant ainsi la réduction de la taille du filtre, et l'amélioration de sa réponse fréquentielle. Plus tard une multitude de topologies (folded, box, cul-de-sac...) a été mise au point en se basant sur les travaux de Atia et Rhodes [6-8].

Simultanément, des études en été menées pour étudier le comportement du champ électromagnétique à travers des cavités et des obstacles, soit en traitant les guides d'ondes comme de simples lignes de transmission [9], soit par une analyse « fullwave » élaborée pour traiter le comportement des champs électromagnétiques en prenant en considération les modes d'ordre supérieur. Nous pouvons citer à titre d'exemple la méthode des moments [10] l'analyse spectrale [11], et la technique de raccordement modal [12,13], qui offrent une grande robustesse et fiabilité. D'autres méthodes numériques ont été utilisées, comme les éléments finis ou les différences finies [11]. Profitant ainsi du progrès informatique, ces dernières ont été à la base de plusieurs logiciels commerciaux de simulation de structures micro-onde tels que Ansoft HFSS ou CST STUDIO SUITE.

Après plusieurs tentatives sans succès, de synthèse directe de filtres en guides d'ondes, l'étape d'optimisation dont on voulait se passer s'est avérée primordiale. Souvent itératives, ces méthodes d'optimisation permettent d'améliorer la réponse du filtre jusqu'à satisfaire un cahier des charges préalablement fixé.

Nous avons présenté notre thèse en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons donné un rappel théorique assez détaillé sur les filtres et sur les approximations mathématiques utilisées dans la synthèse de ces structures. Nous nous sommes intéressés aux filtres Tchebychev généralisés dont nous avons traité quelques exemples typiques en se basant sur le principe de la fonction de transfert et la matrice de couplage.

Dans le deuxième chapitre, afin d'analyser les filtres en guides d'ondes, nous avons d'abord utilisé la méthode de raccordement modal pour étudier le comportement du champ

électromagnétique à l'intérieur des guides d'ondes en présence de différents types d'obstacles (cette méthode est réputée pour sa robustesse et sa fiabilité en particulier lorsqu'elle est appliquée aux guides d'ondes cylindriques métalliques). Une fois les structures de base et les discontinuités en guides d'ondes analysées, nous avons utilisé la technique de segmentation pour analyser des structures relativement complexes constituées de ces structures de base. La méthode hybride obtenue par la combinaison de la méthode de raccordement modal et de la technique de segmentation basée sur le chaînage des matrices ABCD ou S des cellules en cascade s'est avérée particulièrement intéressante, comparée à certaines méthodes lourdes comme la méthode des éléments finis, car elle permet d'étudier des structures de géométries complexes tout en assurant une convergence rapide des résultats (temps de calcul plus réduit), comparés à ceux calculés par le simulateur HFSS ou d'autres méthodes de la littérature.

Dans la première partie du troisième chapitre, nous avons présenté trois techniques d'optimisation utilisées en électromagnétisme: les algorithmes génétiques, l'optimisation par essaim de particules et les réseaux de neurones. Ensuite, nous les avons appliquées à l'optimisation des dimensions d'un filtre dual-mode obtenues par la synthèse analytique. Une étude comparative a été établie entre les algorithmes génétiques et l'optimisation par essaim de particules où des réponses de filtres ont été tracées. Enfin, nous avons utilisé les réseaux de neurones, dans le sens direct, pour créer une fonction grossière d'approximation du filtre utilisée pour réduire l'espace de recherche, puis dans le sens inverse, dans le cadre la synthèse directe du filtre.

Dans la seconde partie du troisième chapitre, nous avons appliqué la méthode hybride utilisée dans le chapitre précédent que nous avons associée à une technique d'optimisation donnée pour améliorer les performances physiques et électriques des structures étudiées. Quelques exemples de filtres en guides d'ondes rectangulaires métalliques ont été synthétisés et les résultats optimisés obtenus sont comparés à ceux de leurs circuits équivalents électriques répondant à des cahiers de charges spécifiques.

## Références Bibliographiques de l'Introduction Générale

- [1] W. P. Mason and R. A. Sykes, "The use of coaxial and balanced transmission lines in filters and wide band transformers for high radio frequencies:," Bell Syst. Tech. J., vol. 16, 1937, pp. 275-302.
- [2] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M.T Jones, Microwave filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures, 1980, Artech House.
- [3] S. Butterworth, the theory of amplifiers, Experimental Wireless and the Wireless Engineer, vol. 7, 1930, pp. 536–541.
- [4] J.D Rhodes, The Generalized Direct-Coupled Cavity Linear Phase Filter, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, June 1970, Vol.18, N°. 6.
- [5] A.E. Atia, A.E. Williams, and R. W. Newcomb, "Narrow-Band Multiple-Coupled Cavity Synthesis," IEEE Transaction on circuit and systems, vol. CAS-21, no. 5, September 1974.
- [6] R. J. Cameron, A. R. Harish et Christopher J. Radcliffe, Synthesis of Advanced Microwave Filters Without Diagonal Cross-Couplings , IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, MTT- 50, No 12, December 2002, pp 2862- 2872.
- [7] S. Amari et M. Bekheit, New Dual-Mode Dielectric Resonator Filters, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No 3, March 2005, pp 162-164.
- [8] P. Jarry, H . Tertuliano, E . Kerherve,J. M. Pham, M. Lecouvre et N. Boutheiller, Realizations of Microwave Filters With resonating Bend Cad Using a Genetic Algorithm, Proceedings SBMO/IEEE MTT-S IMOC 2003.
- [9] M. GUGLIELMI et C. NEWPORT, Rigorous, Multimode Equivalent Network Representation of Inductive Discontinuities, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, N°. 11, November 1990, pp 317-326.
- [10] R.F. Harrington, Field Computation by Moment Methods, Wiley-IEEE Press, April 1993.

[11] R.C Booton, JR, Computational Methods for Electromagnetics and Microwaves, John Wiley & Sons, Inc., Publication 1992.

[12] H. PATZELT et F. ARNDT, Double-Plane Steps in Rectangular Waveguides and their Application for Transformers, Irises, and Filters, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, VOL. MTT-30, No 5, May 1982, pp 771-776.

[13] J. Bornemann, R. Vahldieck, Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using a Modified TEx Mode Approach, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, MTT-38, No 12, December 1990, pp 1816-1822.

[14] M. Bekheit et S. Amari, A Direct Design Technique for Dual-Mode Inline Microwave Bandpass Filters, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, MTT-57, No 9, September 2009, pp 2193-2202.

# CHAPITRE I

## Généralités sur les Filtres Passe-bande

## I.1 Introduction

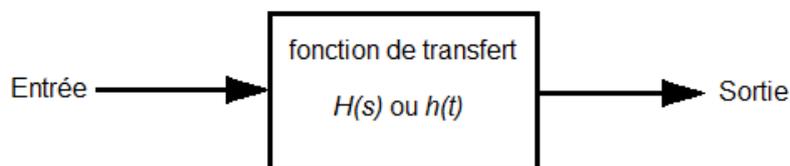
En électronique, un filtre est un dispositif qui permet de séparer les fréquences d'un signal électrique ou électromagnétique en une partie désirée et une autre non désirée [1]. Les filtres sont classés en fonction de leur sélectivité de fréquence. Ils peuvent être passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe bande. Leur principe de fonctionnement est simple consistant à appliquer un minimum d'atténuation sur les fréquences désirées, qui subiront un minimum de distorsions au passage du filtre et un maximum d'atténuations sur les fréquences non désirées, ce qui va les bloquer.

Puisque les filtres passifs sont des systèmes linéaires comportant une entrée du signal et une sortie, leur caractérisation consiste à étudier les modifications subies au signal d'entrée lors du passage à travers le filtre. Cette étude peut se faire soit dans le domaine temporel par la réponse impulsionnelle  $h(t)$ , soit dans le domaine fréquentiel par sa fonction de transfert  $H(s)$  la transformée de Laplace de  $h(t)$  [2].

Plusieurs méthodes d'approximation ont été proposées où chacune d'elles se distingue des autres par sa réponse fréquentielle, soit par l'apparition ou l'absence d'ondulation au niveau de la bande passante, soit par l'existence ou non de zéros de transmission. Dans ce qui suit nous présentons quelques fonctions d'approximations.

## I.2 La fonction de transfert

La fonction de transfert est le modèle mathématique qui relie la sortie d'un système linéaire à son entrée.



**Figure I.1** Représentation d'un système linéaire.

La fonction de transfert d'un filtre  $H(s)$  est souvent représentée sous la forme d'un rapport entre deux polynômes avec un numérateur d'ordre  $m$  et un dénominateur d'ordre  $n$ .

$$H(s) = \frac{s^m + a_{m-1} \cdot s^{m-1} + a_{m-2} \cdot s^{m-2} + \dots + a_1 \cdot s + a_0}{s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + b_{n-2} \cdot s^{n-2} + \dots + b_1 \cdot s + b_0} \quad (\text{I.1})$$

Les racines  $z_s$  du numérateur représentent les zéros de la fonction de transfert, tandis que les racines  $p_s$  du dénominateur représentent les pôles de la fonction de transfert. Dans ce cas les deux polynômes de la fonction de transfert peuvent être factorisés donnant ainsi la forme suivante:

$$H(s) = \frac{(s + z_0) \cdot (s + z_1) \cdots (s + z_{m-2}) \cdot (s + z_{m-1})}{(s + p_0) \cdot (s + p_1) \cdots (s + p_{n-2}) \cdot (s + p_{n-1})} \quad (\text{I.2})$$

L'amplitude de la fonction de transfert d'un filtre est donnée par :

$$|H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 |C_N(j\omega)|^2} \quad (\text{I.3})$$

Où  $C_N$  est la fonction caractéristique, elle est d'ordre pair si le filtre est d'ordre pair et vis-versa pour un ordre impair. Les zéros de la fonction caractéristique, appelés zéros de réflexion se situent généralement dans la bande passante, tandis que ses pôles se trouvent dans la bande de rejection et sont appelés zéros de transmission.  $\varepsilon$  est une constante qui détermine le comportement de la réponse du filtre au niveau de la bande passante [3].

### I.3 Fonctions d'approximation

Il existe plusieurs méthodes de calcul de la fonction de transfert d'un filtre. Ces méthodes de calcul nous permettent de trouver les coefficients des polynômes de cette fonction de transfert. Ces méthodes de calcul qu'on appellera d'approximation se distinguent les unes des autres par le nombre et la position des pôles et des zéros [4].

### I.4 Approximation Butterworth

Sans zéros de transmission, cette approximation est caractérisée par son gain le plus constant dans la bande passante. Pour un filtre Butterworth d'ordre  $n$ , l'amplitude de la fonction de transfert est donnée par [5]:

$$|H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}} \quad (\text{I.4})$$

Où  $\omega$  est la fréquence angulaire ( $\omega = 2\pi f$ ),  $\omega_c$  est la fréquence angulaire de coupure du filtre et  $\varepsilon$  est la constante qui détermine la variation dans la bande passante.

Les pôles de l'approximation Butterworth sont équirépartis sur un cercle de rayon  $\omega_c$  sur le plan  $S$ , et positionnés symétriquement à l'axe  $j\omega$ .

L'atténuation dans la bande passante est donnée par :

$$A_{\max} = -20 \log(|H(s)|) = -10 \log\left(\frac{1}{1 + \varepsilon^2}\right) \quad (\text{I.5})$$

Tandis que l'atténuation à la limite de la bande de rejection est obtenue lorsque  $\omega = \omega_s$ , elle est donnée par :

$$A_{\min} = -20 \log(|H(j\omega_s)|) = 10 \log\left(1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_c}\right)^{2n}\right) \quad (\text{I.6})$$

A partir des deux atténuations (I.5) et (I.6) l'ordre minimum du filtre requis est donné par :

$$N \geq \frac{\log\left(\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1}\right)}{2 \log\left(\frac{\omega_s}{\omega_c}\right)} \quad (\text{I.7})$$

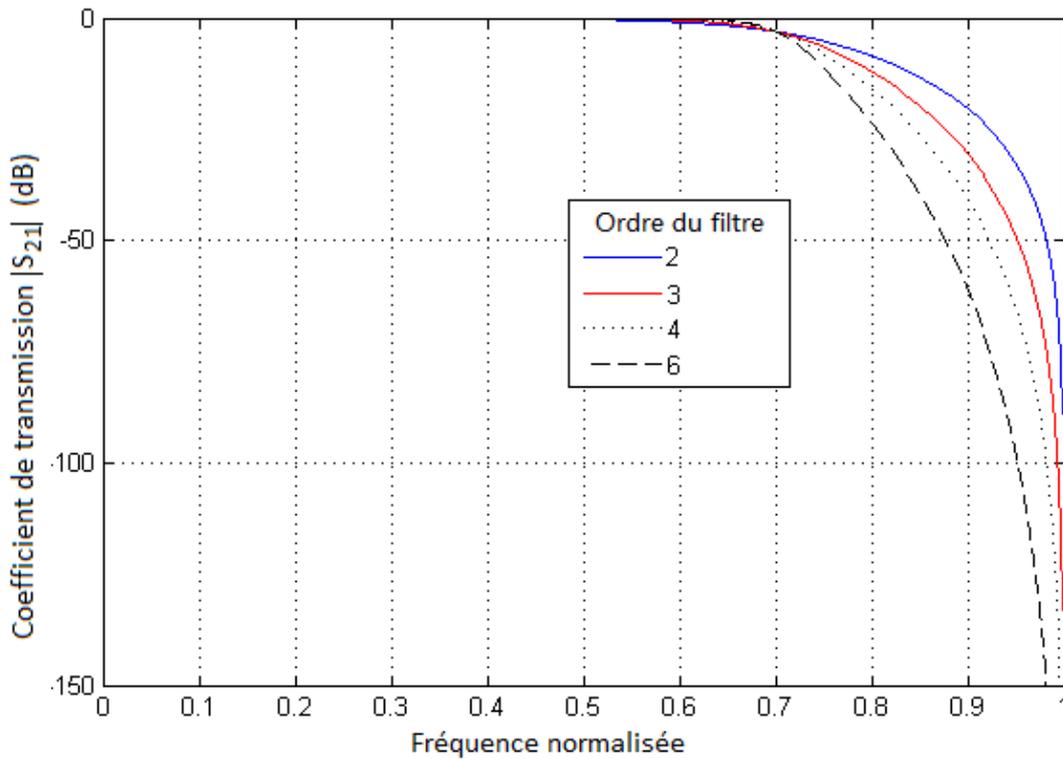
Les pôles et zéros de la fonction de transfert sont dérivés de l'équation (I.4), où le dénominateur est donné par :

$$D(s)D(-s) = 1 + \varepsilon^2 \left(\frac{s}{j\omega_c}\right)^{2N} \quad (\text{I.8})$$

Ces racines sont disposées sur un cercle de rayon  $r$  avec un espacement égal à  $\pi/N$ , elles sont données par :

$$s_p = r \left( -\sin \left( \frac{\pi(2k-1)}{2N} \right) + j \cos \left( \frac{\pi(2k-1)}{2N} \right) \right) \quad (I.9)$$

Pour illustrer l'allure de la réponse fréquentielle pour cette approximation, nous avons tracé quelques exemples de filtres Butterworth pour un ordre de 2, 3, 4 et 6, ils sont présentés sur la figure I.2.



**Figure I.2** Amplitudes des filtres Butterworth d'ordre 2, 3, 4 et 6.

### I.5 Approximation Tchebychev

Comme l'approximation Butterworth, celle de Tchebychev, également sans zéros de transmission, est caractérisée par des ondulations au niveau de la bande passante, et d'une vitesse de transition de la bande passante à la bande de rejection plus rapide que l'approximation précédente, ce qui demande un ordre de filtre inférieur pour le même cahier des charges [6].

L'amplitude de la fonction de l'approximation Tchebychev est donnée par :

$$|H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}} \quad (\text{I.10})$$

avec  $\varepsilon = \sqrt{10^{-0.1 \cdot \alpha_{pass}} - 1}$  (I.11)

$C_n(\omega)$  est le polynôme de Tchebychev d'ordre  $n$ , il est défini par :

$$C_n(\omega) = \cos\left[n \cdot \cos^{-1}(\omega)\right] \quad \omega \leq 0 \quad (\text{I.12})$$

$$C_n(\omega) = \cosh\left[n \cdot \cosh^{-1}(\omega)\right] \quad \omega > 0 \quad (\text{I.13})$$

L'atténuation dans la bande passante est obtenue à partir des équations (I.10), (I.12) et (I.13) elle est donnée par :

$$A(\omega) = 10 \log \left[ 1 + \left[ \varepsilon \cosh \left( N \cosh^{-1} \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right]^2 \right] \quad (\text{I.14})$$

L'ordre minimum du filtre Tchebychev requis est donné par:

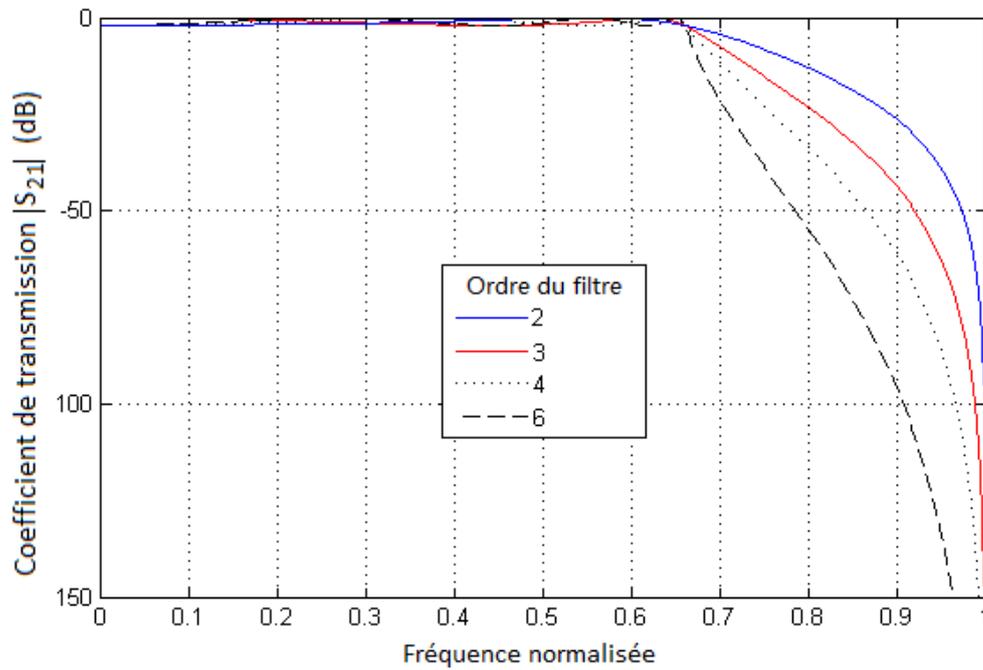
$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \left( \sqrt{\frac{10^{0.1 A_{min}} - 1}{10^{0.1 A_{max}} - 1}} \right)}{2 \cosh \left( \frac{\omega_s}{\omega_c} \right)} \quad (\text{I.15})$$

Pour déterminer la position des pôles, il suffit de résoudre l'équation  $\varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_0) = -1$ . Donc ces derniers seront positionnés sur une ellipse centrée à l'origine du plan  $S$ , avec un rayon majeur sur l'axe des imaginaires de longueur  $\cosh(D)$  et un rayon mineur sur l'axe des réels de longueur  $\sinh(D)$ , et un angle  $\phi_m$  pour chaque pôle, avec :

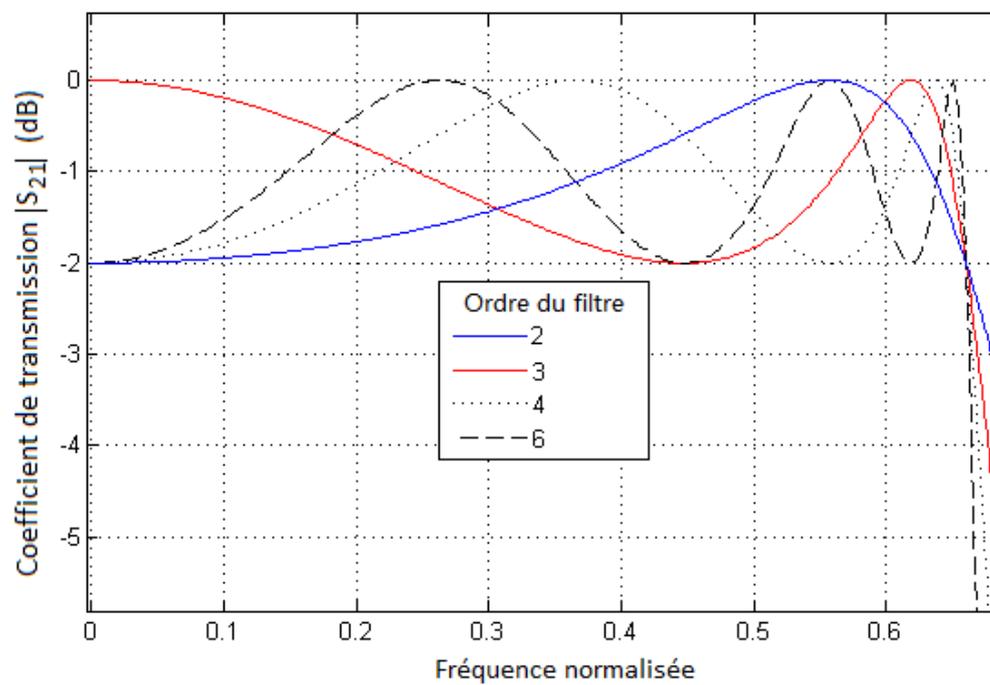
$$D = \frac{\sinh^{-1}(\varepsilon^{-1})}{n} \quad (\text{I.16})$$

$$\phi_m = \frac{\pi \cdot (2 \cdot m + 1)}{2 \cdot n} \quad (\text{I.17})$$

Pour illustrer l'allure de la réponse fréquentielle, nous avons tracé quelques exemples de filtres Tchebychev pour un ordre de 2, 3, 4 et 6 (figures I.3 et I.4).



**Figure I.3** Amplitudes des filtres Tchebychev d'ordre 2, 3, 4 et 6.



**Figure I.4** Ondulations à la bande passante des filtres Tchebychev d'ordre 2, 3, 4 et 6.

### I.6 Approximation inverse Tchebychev

L'approximation inverse Tchebychev ou Tchebychev II est caractérisée par une monotonie dans la bande passante similaire à celle des filtres Butterworth, et par la présence d'ondulation dans la bande de rejection. Cette dernière est causée par les zéros de transmission, ce qui n'était pas le cas dans les deux approximations précédentes. Le plus grand avantage de la présence des zéros de transmission est d'accentuer la vitesse de transition entre la bande passante et la bande de rejection, ce qui améliore considérablement les qualités du filtre.

L'amplitude de la fonction de l'approximation inverse Tchebychev est donnée par :

$$|H_{C,n}[j(\omega/\omega_0)]| = \frac{\sqrt{\varepsilon_i^2 C_n^2(\omega_0/\omega)}}{\sqrt{1 + \varepsilon_i^2 C_n^2(\omega_0/\omega)}} \quad (\text{I.18})$$

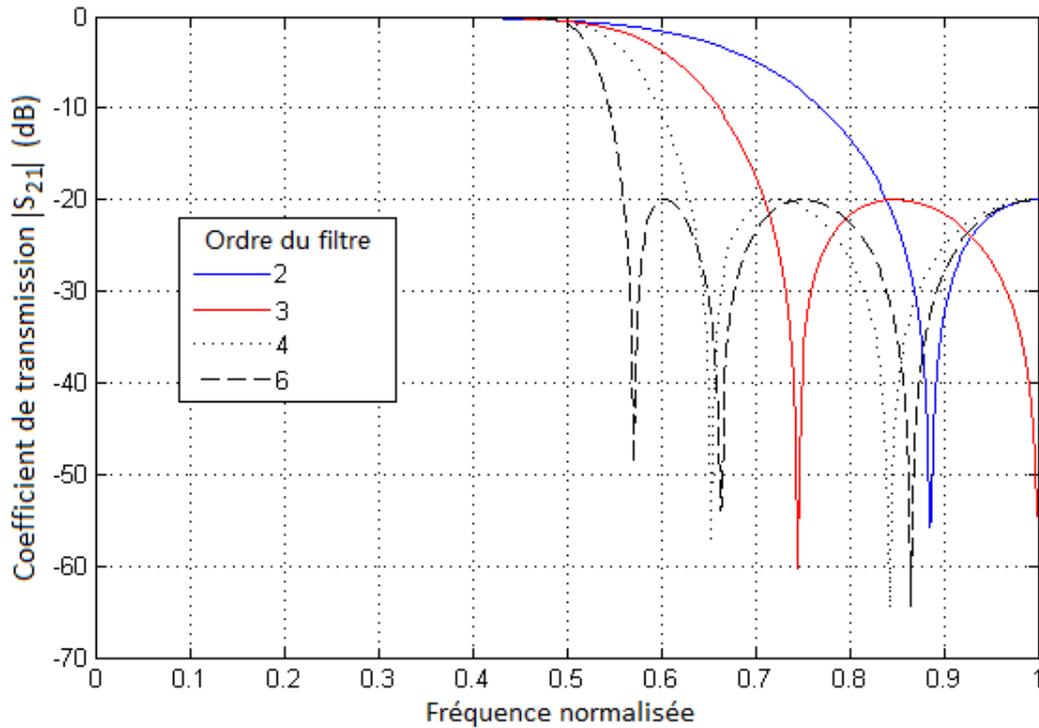
Comme nous pouvons le constater les polynômes  $C_n$  sont les mêmes que pour les filtres Tchebychev, par contre l'argument des polynômes est l'inverse de celui des filtres Tchebychev ( $\omega_0/\omega$  au lieu de  $\omega/\omega_0$ ).

$$\varepsilon_i = \frac{1}{\sqrt{10^{0.1A} - 1}} \quad (\text{I.19})$$

Puisque l'expression de l'approximation inverse Tchebychev est dérivée de l'approximation Tchebychev, l'ordre minimum du filtre inverse Tchebychev requis est le même que pour un filtre Tchebychev :

$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \left( \sqrt{\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1}} \right)}{2 \cosh \left( \frac{\omega_s}{\omega_c} \right)} \quad (\text{I.20})$$

Nous avons tracé quelques exemples de filtres inverses Tchebychev pour un ordre de 2, 3, 4 et 6, ils sont présentés sur la figure I.5.



**Figure I.5** Amplitudes des filtres inverses Tchebychev d'ordre 2, 3, 4 et 6.

### I.7 Approximation elliptique (Cauer)

L'approximation elliptique ou Cauer offre la meilleure sélectivité parmi tous les filtres cités auparavant, elle peut fournir de meilleurs résultats même avec un ordre réduit, elle est caractérisée par des ondulations dans la bande passante similaire à celles des filtres Tchebychev, et dans la bande de rejection similaire à celles de l'inverse Tchebychev.

L'amplitude de la fonction de l'approximation elliptique est donnée par :

$$\left| H_{E,n} [j(\omega / \omega_0)] \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_i^2 R_n^2(\omega_0 / \omega)}} \quad (\text{I.21})$$

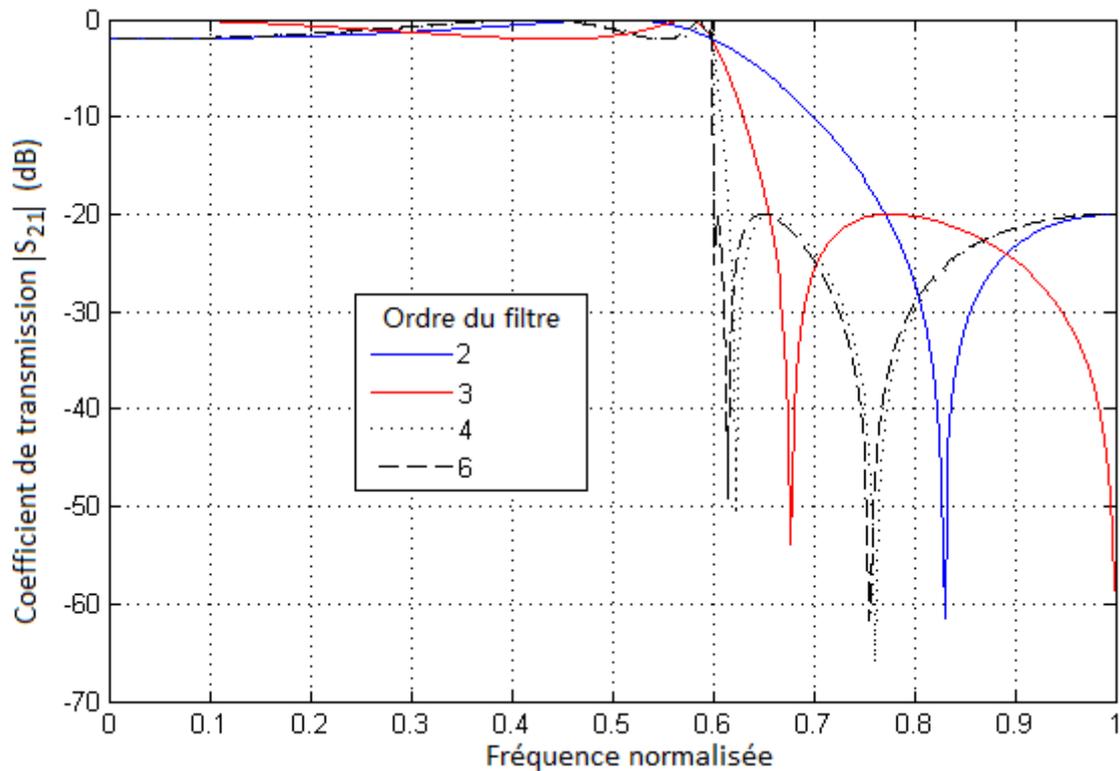
L'inconvénient majeur de cette approximation est qu'elle est assez difficile à concevoir, ceci est dû aux calculs compliqués de la fonction rationnelle de Tchebychev  $R_n$ , car cette dernière est déterminée en se basant sur l'intégrale elliptique et sur la fonction elliptique de Jacobi. Elle est donnée par :

$$R_N = \begin{cases} c_1 s \prod_{i=1}^{N/2} \frac{s^2 + (x_L/x_i)^2}{s^2 + x_i^2} & \text{pour N impair} \\ c_2 \prod_{i=1}^{(N-1)/2} \frac{s^2 + (x_L/x_i)^2}{s^2 + x_i^2} & \text{pour N pair} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

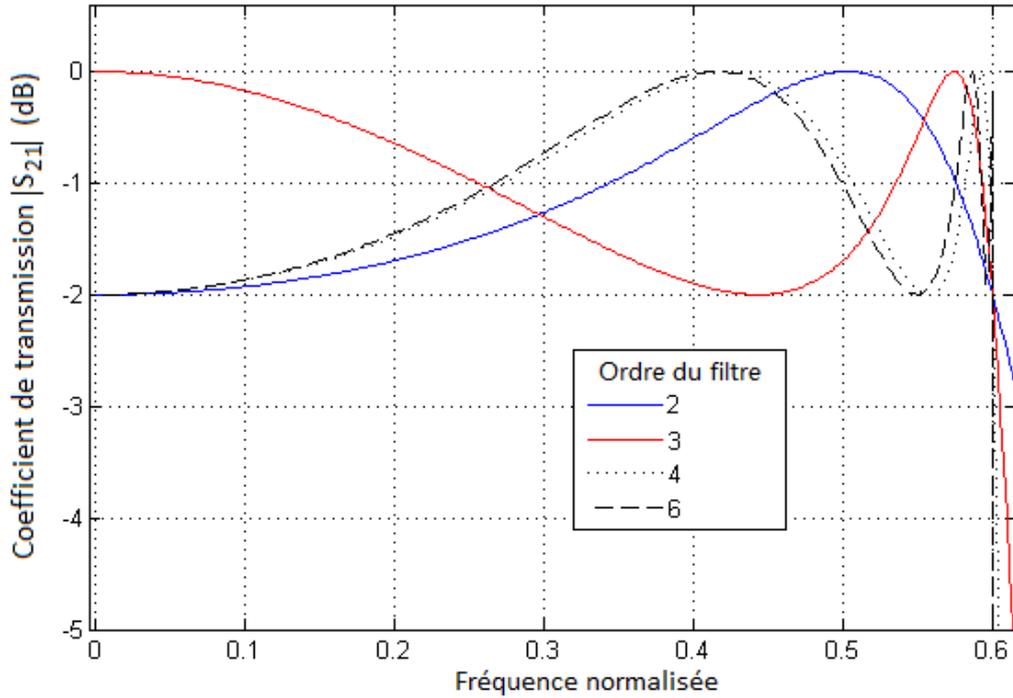
$c_1$  et  $c_2$  sont des constantes de normalisation obtenues pour  $R_N = 1$ ,  $L$  est la limite de l'oscillation de la fonction  $1/R_N$  elle est donnée par :

$$L = \sqrt{\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1}} \quad (\text{I.23})$$

Nous avons tracé quelques exemples de filtres elliptiques pour un ordre de 2, 3, 4 et 6 (figures I.6 et I.7).

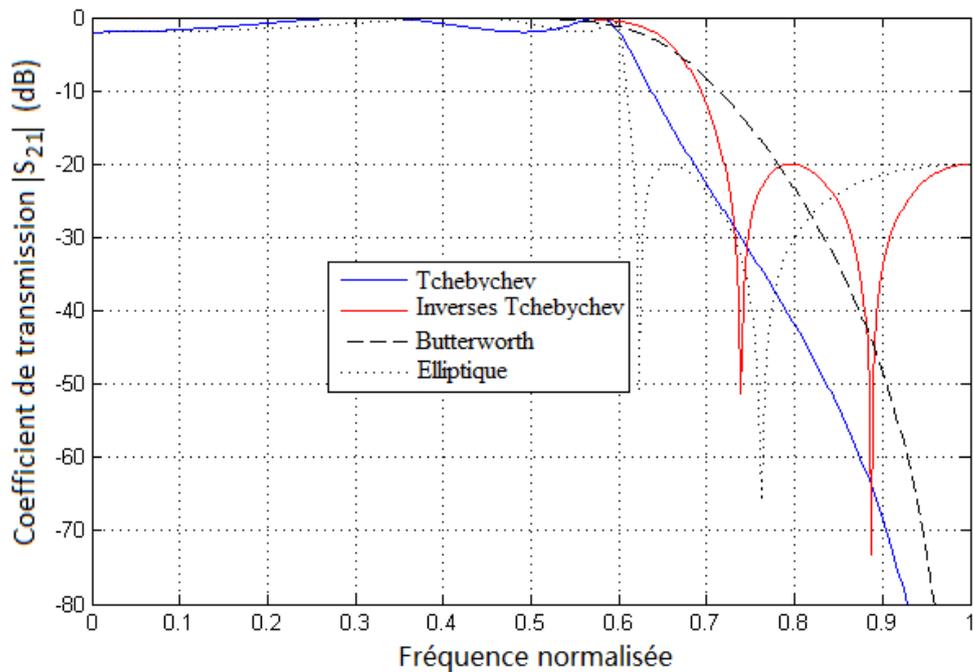


**Figure I.6** Amplitudes des filtres elliptiques d'ordre 2, 3, 4 et 6.

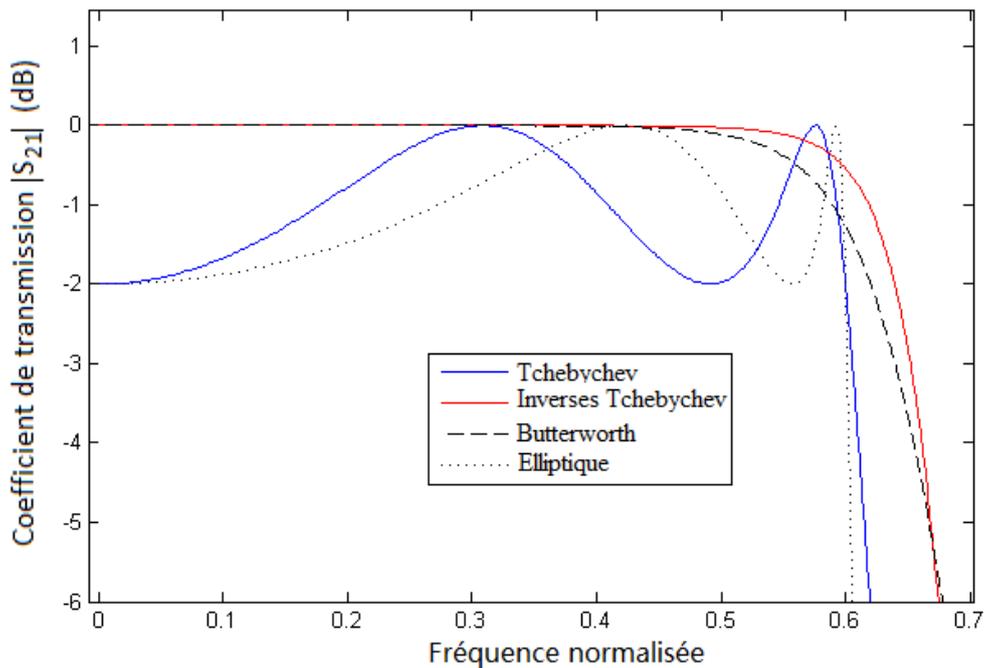


**Figure I.7** Ondulations à la bande passante des filtres elliptiques d'ordre 2, 3, 4 et 6.

Pour comparer les réponses des quatre approximations nous les avons tracées sur une seule figure pour des filtres du même ordre ( figures I.8 et I.9).



**Figure I.8** Comparaison des Amplitudes des filtres Tchebychev, inverses Tchebychev, Butterworth et elliptique d'ordre 4.



**Figure I.9** Comportements des filtres Tchebychev, inverses Tchebychev, Butterworth et elliptiques d'ordre 4 au niveau de la bande-passante.

### I.8 Polynôme caractéristique

Dans la partie précédente nous avons vu quelques méthodes d'approximation aboutissant aux fonctions de transfert des filtres. Ces dernières seront caractérisées par le nombre et la position des pôles et des zéros s'ils y en a. Aussi, dans toutes ces approximations, le filtre obtenu est un filtre passe-bas appelé prototype, il sera utilisé pour la synthèse de tous les autres types de filtres, qu'ils soient passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande.

Dans ce qui suit nous allons voir qu'il est possible de faire la synthèse des filtres en procédant dans le sens inverse, c'est à dire proposer comme énoncés les positions des pôles et zéros, et l'atténuation dans la bande passante et celle de rejection, puis calculer la fonction de transfert. Dans ce cas, les approximations précédentes représenteront chacune un cas particulier de cette représentation polynomiale.

Si les  $a_n$  et  $b_n$  sont les pôles et les zéros de la fonction caractéristique du filtre respectivement, cette dernière sera écrite pour un filtre d'ordre impair comme suit [7]:

$$K(s) = \varepsilon \frac{s(s^2 + a_1^2)(s^2 + a_2^2) \cdots (s^2 + a_m^2)}{(s^2 + b_1^2)(s^2 + b_2^2) \cdots (s^2 + b_n^2)} \quad (\text{I.24})$$

et

$$K(s) = \varepsilon \frac{(s^2 + a_1^2)(s^2 + a_2^2) \cdots (s^2 + a_m^2)}{(s^2 + b_1^2)(s^2 + b_2^2) \cdots (s^2 + b_n^2)} \quad (\text{I.25})$$

Pour un filtre d'ordre pair.

La fonction de transfert sera déduite telle que:

$$|t(s)|_{s=j\omega}^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 |K(s)|_{s=j\omega}^2} \quad (\text{I.26})$$

### I.9 Approximation Tchebychev généralisée

Dans les approximations précédentes, nous avons vu que les pôles de la fonction de transfert étaient disposés symétriquement par rapport à l'axe des réels, et qu'il fallait faire des transformations du prototype passe-bas pour avoir un filtre passe-bande, puis remplacer les résonateurs et inverseurs par des circuits LC, ce qui nous a mené à un filtre dont la réponse est symétrique.

Baum a proposé une alternative aux approximations classiques [8], qui consiste à introduire des réactances indépendantes de la fréquence, ce qui est impossible à réaliser. Ces dernières permettraient uniquement de créer le prototype passe-bas, elles seront remplacées par des impédances réelles lors de la transformation en filtre passe-bande. Contrairement aux autres approximations, celle proposée par Baum permettait une plus grande flexibilité dans le choix du nombre et des positions des pôles et zéros de la réponse du filtre tout en préservant son aspect. Le fait de pouvoir choisir les positions des zéros de transmission va permettre la possibilité de créer des filtres à réponse asymétrique.

On distingue deux types d'impédances invariantes de la fréquence :

Les inductances invariantes de la fréquence:  $X \geq 0$  ,  $V(s) = jX \cdot I(s)$

Les capacités invariantes de la fréquence:  $B \geq 0$  ,  $V(s) = jB \cdot I(s)$

Où  $X$  et  $B$  représentent l'inductance et la capacitance invariante de la fréquence respectivement.

Leurs impédances seront données par :

$$X \geq 0, Z(s) = jX \quad \text{pour les éléments inductifs.}$$

$$B \geq 0, Z(s) = \frac{1}{jB} \quad \text{pour les éléments capacitifs.}$$

Dans le cas général, l'impédance totale d'un circuit contenant des éléments passifs R, L et C et des éléments invariants de la fréquence est donnée par:

$$Z(s) = R + sL + \frac{1}{sC} + jX + \frac{1}{jB} \quad (\text{I.27})$$

Cette même impédance peut être écrite sous forme d'un rapport polynomial :

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ns^n}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ms^m} \quad (\text{I.28})$$

Où les coefficients  $a_n$  et  $b_n$  sont des complexes.

Cette impédance est positive si tous les coefficients  $a_n$  et  $b_n$  sont réels, dans ce cas il n'y a pas lieu d'éléments invariants en fonction de la fréquence.

Dans le cas général, pour un filtre prototype d'ordre  $N$ , les paramètres de transfert et de réflexion peuvent être exprimés sous forme polynomiale. Si le filtre est un réseau passif, sans perte et réciproque, les équations de conservation d'énergie sont données par :

$$S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (\text{I.29})$$

$$S_{22}(s)S_{22}(s)^* + S_{12}(s)S_{12}(s)^* = 1 \quad (\text{I.30})$$

Ou en une seule équation d'orthogonalité :

$$S_{11}(s)S_{12}(s)^* + S_{21}(s)S_{22}(s)^* = 0 \quad (\text{I.31})$$

Puisque  $s$  est une variable purement imaginaire, pour une fonction  $S(s)$  nous avons:

$$S(s)^* = S^*(s^*) = S^*(-s) \quad (\text{I.32})$$

Le paramètre de réflexion à l'entrée du circuit peut être représenté sous forme de rapport polynomial de  $E(s)$  et  $F(s)$  et une constante réelle  $\varepsilon_R$  tel que :

$$S_{11} = \frac{F(s) / \varepsilon_R}{E(s)} \quad (\text{I.33})$$

En substituant l'équation (I.29) dans (I.33) nous avons

$$S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 - \frac{F(s)F(s)^* / \varepsilon_R^2}{E(s)E(s)^*} \quad (\text{I.34})$$

Le paramètre de transfert  $S_{21}(s)$  peut être déduit à partir de la fonction (I.34) en introduisant un autre polynôme  $P(s)$  et une autre constante  $\varepsilon$ .

$$S_{21}(s) = \frac{P(s) / \varepsilon}{E(s)} \quad (\text{I.35})$$

où

$$P(s)P(s)^* / \varepsilon^2 = E(s)E(s)^* - F(s)F(s)^* / \varepsilon_R^2 \quad (\text{I.36})$$

Les équations (I.33) et (I.35) ont un dénominateur commun  $E(s)$ , tandis que  $\varepsilon$  et  $\varepsilon_R$  sont des constantes de normalisation utilisées de façon à ce que la puissance maximale des paramètres de transmission et de réflexion soit inférieure ou égale à 1.

- les racines de  $P(s) / \varepsilon$  se situent soit sur l'axe des imaginaires soit disposées en paire symétriquement à l'axe des imaginaires, ils représentent les zéros de transmission du filtre.

- les racines de  $F(s)$  se situent sur l'axe des imaginaires, où leur nombre est  $n$  (l'ordre du filtre).

-  $E(s)$  est le polynôme de Hurwitz (Un polynôme qui a tous les zéros dans la moitié gauche du plan- $s$  ou sur l'axe  $j\omega$ ).

Nous pouvons écrire la matrice de répartition  $S$  en fonction des polynômes  $E(s)$ ,  $F(s)$  et  $P(s)$  en appliquant les conditions d'orthogonalité :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{\varepsilon_R} & \frac{P(s)}{\varepsilon} \\ \frac{P(s)}{\varepsilon} & \frac{-(-1)^{(N-n_z)} F_{22}(s)}{\varepsilon_R} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

En remplaçant  $F_{22}$  (le numérateur de  $S_{22}$ ) par sa valeur  $F_{22}(s) = (-1)^N F(s)^*$  nous avons :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{\varepsilon_R} & \frac{P(s)}{\varepsilon} \\ \frac{P(s)}{\varepsilon} & \frac{(-1)^{(n_z+1)} F(s)^*}{\varepsilon_R} \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Pour déterminer la relation qui relie  $\varepsilon$  à  $\varepsilon_R$ , nous pouvons établir des égalités à des fréquences connues comme par exemple pour un prototype Tchebychev,  $s = \pm j$  coïncide à la dernière ondulation dans la bande passante, ou à la moitié de la puissance (3dB) pour un filtre Butterworth. Aussi, pour les deux prototypes la puissance transmise est nulle lorsque  $s = \pm \infty j$  donc  $|S_{21}(s)| = 0$ , et puisque l'énergie est conservée  $|S_{11}(s)| = 1$  donc :

$$S_{11}(\infty j) = \frac{1}{\varepsilon_R} \left| \frac{F(j\infty)}{E(j\infty)} \right| = 1 \quad (\text{I.39})$$

et

$$S_{11}(\infty j)S_{11}(\infty j)^* + S_{21}(\infty j)S_{21}(\infty j)^* = 1 \quad \text{cc} \quad (\text{I.40})$$

En fonction des polynômes  $E(s)$ ,  $F(s)$  et  $P(s)$  l'équation cc peut s'écrire comme :

$$\frac{F(\infty j)F(\infty j)^*}{\varepsilon_R^2 E(\infty j)E(\infty j)^*} + \frac{P(\infty j)P(\infty j)^*}{\varepsilon^2 E(\infty j)E(\infty j)^*} = 1 \quad (\text{I.41})$$

Puisque les trois polynômes  $E(s)$ ,  $F(s)$  et  $P(s)$  sont du  $N^{eme}$  degré et ont le premier coefficient égal à 1, donc lorsque  $s$  tend vers  $\infty j$  nous avons :

$$\frac{1}{\varepsilon_R^2} + \frac{1}{\varepsilon^2} = 1 \quad (\text{I.42})$$

et

$$\varepsilon_R = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}} \quad (\text{I.43})$$

### I.9.1 Synthèse des polynômes $E(s)$ , $F(s)$ et $P(s)$ pour les filtres Tchebychev généralisés

Dans cette partie nous allons voir une méthode de synthèse des polynômes  $E(s)$ ,  $F(s)$  et  $P(s)$ , qui est une approche basée sur les fonctions de Tchebychev, mais développée pour offrir une plus grande flexibilité de façon à nous permettre de:

- Choisir le type du filtre, pair ou impair.
- La possibilité de choisir le nombre et les positions des zéros de transmission jusqu'à  $(N-1)$ .
- la possibilité de choisir une réponse du filtre de forme symétrique ou asymétrique.

Suivant l'énoncé du filtre, on procède d'abord par la synthèse du polynôme  $P(s)$  car il est généré à partir des positions des zéros de transmissions de valeurs finies  $n_z$ .

$$P(\omega) = \prod_{n=1}^{n=n_z} (\omega - \omega_n) \quad (\text{I.44})$$

Puis, pour la synthèse des autres polynômes du prototype passe-bas, il faudra spécifier l'atténuation du filtre au niveau de la bande passante, car c'est à partir de cette dernière que les constantes de normalisation  $\varepsilon$  et  $\varepsilon_R$  seront calculées.

D'abord  $\varepsilon$  qui est calculé de la même manière que pour les filtres Tchebychev:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{R_L/10} - 1}} \left| \frac{P(\omega)}{F(\omega) / \varepsilon_R} \right|_{\omega=\pm 1} \quad (\text{I.45})$$

Nous pouvons constater qu'il suffit de calculer deux des trois polynômes pour déduire le troisième en utilisant les équations (I.33), (I.35), les conditions de conservation d'énergie (I.29) et (I.30) et les conditions d'orthogonalité.

$$\frac{F(s)F(s)^*}{\varepsilon_R^2} + \frac{P(s)P(s)^*}{\varepsilon^2} = E(s)E(s)^* \quad (\text{I.46})$$

où

$$\varepsilon^2 \varepsilon_R^2 E(\omega)E(\omega)^* = [\varepsilon_R P(\omega) - j\varepsilon F(\omega)][\varepsilon_R P(\omega) - j\varepsilon F(\omega)]^* \quad (\text{I.47})$$

Le facteur de transmission  $S_{21}$  peut être reformulé en fonction du polynôme de Tchebychev tel que :

$$S_{21}(\omega)S_{21}(\omega)^* = \frac{P(\omega)P(\omega)^*}{\varepsilon E(\omega)E(\omega)^*} = \frac{1}{\left[1 - j \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} k C_N(\omega)\right] \left[1 + j \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} k C_N(\omega)^*\right]} \quad (\text{I.48})$$

Comme pour l'approximation Tchebychev la fonction du filtre du degré  $N$  est donnée par :

$$C_N(\omega) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(\chi_n(\omega)) \right] = \frac{F(\omega)}{k \cdot P(\omega)} \quad (\text{I.49})$$

avec

$$\chi_n(\omega) = \frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} \quad (\text{I.50})$$

Donc déterminer le polynôme  $F(\omega)$  revient à déterminer le numérateur de  $C_N(\omega)$  ou résoudre l'équation (I.49) :

$$C_N(\omega) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(\chi_n(\omega)) \right] \quad (\text{I.51})$$

Pour cela il faudra développer le *cosh* en une série logarithmique:

$$C_N(\omega) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \ln(a_n + b_n) \right] \quad (\text{I.52})$$

Puis écrire le *cosh* sous sa forme trigonométrique :

$$C_N(\omega) = \frac{1}{2} \left[ e^{\sum \ln(a_n + b_n)} + e^{-\sum \ln(a_n + b_n)} \right] \quad (\text{I.53})$$

$$C_N(\omega) = \frac{1}{2} \left[ \prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \prod_{n=1}^N (a_n - b_n) \right] \quad (\text{I.54})$$

avec

$$a_n = \chi_n(\omega) \quad \text{et} \quad b_n = \sqrt{\chi_n^2(\omega) - 1} \quad (\text{I.55})$$

en remplaçant  $\chi_n(\omega)$  par sa valeur (I.50) nous avons:

$$a_n = \frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} \quad \text{et} \quad b_n = \frac{\sqrt{(\omega^2 - 1)(1 - 1/\omega_n^2)}}{1 - \omega/\omega_n} \quad (\text{I.56})$$

donc en remplaçant  $a_n$  et  $b_n$  par leurs nouvelles valeurs dans l'équation (I.54) nous avons :

$$C_N(\omega) = \frac{1}{2} \left[ \frac{\prod_{n=1}^N (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^N (c_n - d_n)}{\prod_{n=1}^N \left( 1 - \frac{\omega}{\omega_n} \right)} \right] \quad (\text{I.57})$$

avec

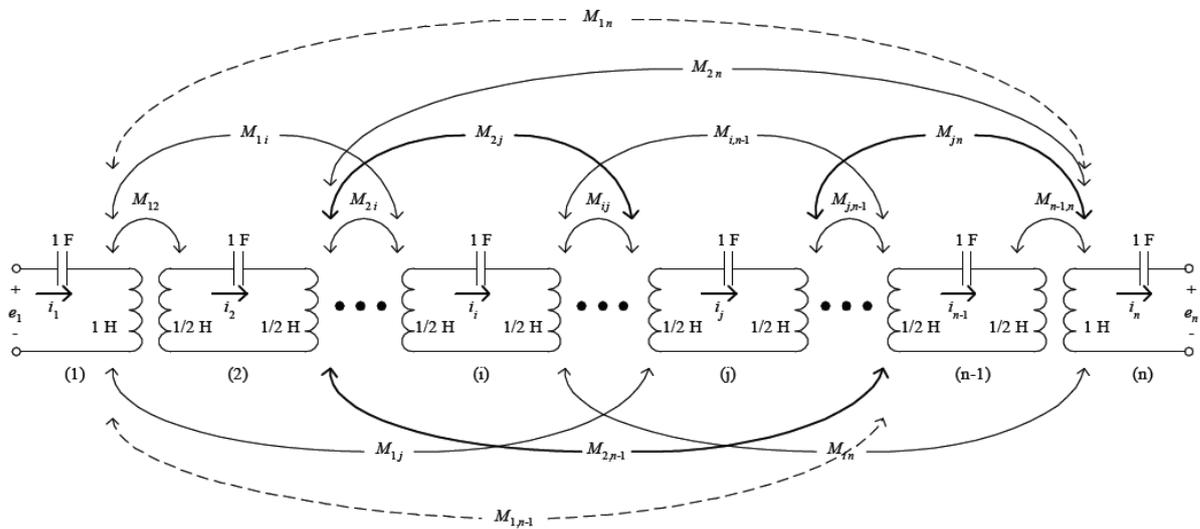
$$c_n = \omega - \frac{1}{\omega_n} \quad \text{et} \quad d_n = \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_n^2}} \quad (\text{I.58})$$

### I.9.2 La matrice de couplage

Au début des années 1970, Atia et Williams [9] ont introduit le concept de matrice de couplage appliqué aux filtres en guides d'ondes. Cette dernière décrit le couplage entre les cavités adjacentes, mais aussi le couplage de chaque cavité avec toutes les autres cavités du filtre en guides d'ondes. Elle est synthétisée à partir de la fonction de transfert du filtre. Une fois obtenue, la matrice de couplage sera l'élément clé de la synthèse du filtre, car à partir de celle-ci, nous pouvons déduire toutes les caractéristiques du filtre, comme l'ordre du filtre, le nombre et la position des zéros de transmission, la topologie du filtre... etc, puis donner son circuit équivalent.

L'utilisation d'un prototype de filtre sous une forme matricielle (matrice de couplage) est d'une grande utilité, car il nous permet d'appliquer des opérations matricielles telles que l'inversion ou la transformation de similarité pour reconfigurer le filtre et obtenir ainsi des filtres ayant les mêmes caractéristiques mais avec des topologies différentes.

Le circuit proposé par Atia et Williams est une cascade de plusieurs résonateurs inter-couplés par un facteur de couplage  $M$ , soit par un couplage direct pour les résonateurs adjacents, soit par couplage indirect pour les autres résonateurs. Chaque résonateur est constitué d'un condensateur d'une valeur de 1Farad en série avec une inductance de 1Henry. La figure suivante montre la configuration du prototype du filtre passe-bande :

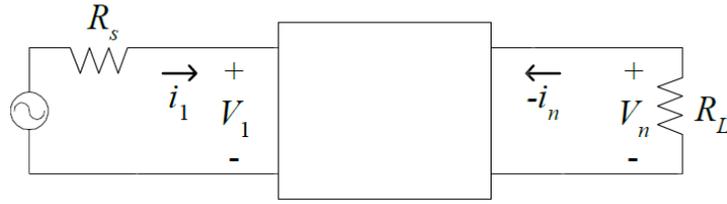


**Figure I.10** Circuit électrique équivalent proposé par Atia et Williams pour la synthèse de la matrice de couplage.

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & .. & .. & M_{1N} \\ M_{21} & M_{22} & & : \\ : & & & : \\ M_{N1} & .. & .. & M_{NN} \end{bmatrix} \quad (I.59)$$

La loi de la tension de Kirchhoff pour le circuit global du filtre est donnée par :

$$[e_g] = [z'] [i] \quad (I.60)$$



**Figure I.11** Circuit équivalent du filtre simplifié en un quadripôle.

Et avec plus de détails pour chaque boucle du circuit prototype de la figure I.10:

$$[jM + sI + R][i_1, i_2, i_3 \dots i_N]^T = e_g [1, 0, 0 \dots 0]^T \quad (\text{I.61})$$

Où  $I$  est la matrice identité.

$i_1, i_2, i_3 \dots i_N$  sont les courants circulant dans les  $N$  boucles du circuit équivalent.

$e_g$  est la source de tension.

$R$  la matrice impédance des extrémités du circuit, elle est donnée par:

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & \vdots \\ 0 & & & & \vdots \\ \vdots & & & & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & R_L \end{bmatrix} \quad (\text{I.62})$$

Dans l'équation (I.61), la fréquence intervient dans le terme  $sI$ , une matrice diagonale où  $s = \omega j$ , donc:

$$sI = \begin{bmatrix} s & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s & & & \vdots \\ 0 & & & & \vdots \\ \vdots & & & & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & s \end{bmatrix} \quad (\text{I.63})$$

Pour calculer les impédances d'entrée et de sortie en court-circuit  $y_{11}$  et  $y_{22}$  respectivement en fonction de la matrice de couplage il suffit de mettre  $R_L = 0$  puis  $R_s = 0$ :

$$y_{11}(s) = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{R_L=0} = [jM + sI]_{11}^{-1} \quad (\text{I.64})$$

$$y_{22}(s) = \left. \frac{i_N}{v_N} \right|_{R_S=0} = [jM + sI]_{NN}^{-1} \quad (\text{I.65})$$

$$y_{12}(s) = y_{21}(s) = \left. \frac{i_N}{v_1} \right|_{R_L=0} = [jM + sI]_{N1}^{-1} = [jM + sI]_{1N}^{-1} \quad (\text{I.66})$$

Puisque  $M$  est une matrice réelle et symétrique par rapport à sa diagonale principale, donc toutes ses valeurs propres sont réelles, et il existe au moins une matrice  $T$  orthogonale, qui satisfait l'équation [10]:

$$-M = T \cdot \Lambda \cdot T' \quad (\text{I.67})$$

$\Lambda = \text{diag} [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]$  , ou  $\lambda_i$  sont les valeurs propres de  $M$ , et  $T'$  est la matrice transposée de  $T$ .

Il est possible de calculer la matrice  $T$  en se basant sur les admittances de court-circuit  $y_{21}$  et  $y_{22}$ :

$$y_{21}(s) = j[T \cdot \Lambda \cdot T' + \omega I]_{N1}^{-1} \quad (\text{I.68})$$

$$y_{22}(s) = j[T \cdot \Lambda \cdot T' + \omega I]_{NN}^{-1} \quad (\text{I.69})$$

où la solution générale pour  $y_{ij}$  s'écrit de la manière suivante :

$$[T \cdot \Lambda \cdot T' + \omega I]_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^N \frac{T_{ik} T_{jk}}{\omega - \lambda_k} \quad \text{avec} \quad i, j=0,1,2,\dots,N \quad (\text{I.70})$$

Les admittances de court-circuit  $y_{21}$  et  $y_{22}$  deviennent alors:

$$y_{21}(s) = -j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk} T_{1k}}{\omega - \lambda_k} \quad (\text{I.71})$$

et

$$y_{22}(s) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \quad (\text{I.72})$$

En observant les équations (I.71) et (I.72) nous constatons que les valeurs propres  $\lambda_k$  de la matrice de couplage  $M$  sont les racines du dénominateur de  $y_{21}$  et  $y_{22}$ , donc il est maintenant possible de calculer la première et la dernière ligne de la matrice  $T$ , à partir des résidus des admittances de court-circuit  $y_{21}$  et  $y_{22}$  qui sont calculés par [11][12]:

$$r_{21k} = \left. \frac{y_{21n}(s)}{y'_d(s)} \right|_{s=j\lambda_k} \quad \text{et} \quad r_{22k} = \left. \frac{y_{22n}(s)}{y'_d(s)} \right|_{s=j\lambda_k} \quad \text{avec} \quad k=1,2,3,\dots,N \quad (\text{I.73})$$

Une fois la première et la dernière ligne de la matrice  $T$  déterminées, les autres lignes sont calculées en utilisant la procédure de rotation de matrice [13]. La matrice de couplage  $M$  est déduite en appliquant l'équation (I.67).

Si dans un circuit équivalent, chaque résonateur est couplé à tous les autres résonateurs du filtre, la matrice de couplage ne contiendra que des valeurs non nulles. Ceci est pratiquement difficile à réaliser voir irréalisable pour un filtre en guides d'ondes d'ordre important. Donc, l'objectif est d'utiliser des techniques mathématiques pour réduire le nombre d'éléments non nuls, et aboutir à des matrices  $M$  similaires à la matrice initiale et qui sont pratiquement transformables en un filtre.

Sous sa forme finale, la matrice  $M$  proposée par Atia et Williams avait des éléments, positionnés symétriquement en plusieurs diagonales. Cette forme est appelée "forme canonique" [9]. Elle a été l'élément de base de plusieurs chercheurs, dont le but était de proposer d'autres formes de matrices de couplage en partant de la forme canonique. Plusieurs matrices ont été obtenues et testées avec succès. Elles sont appelées "topologies" [14, 15, 16].

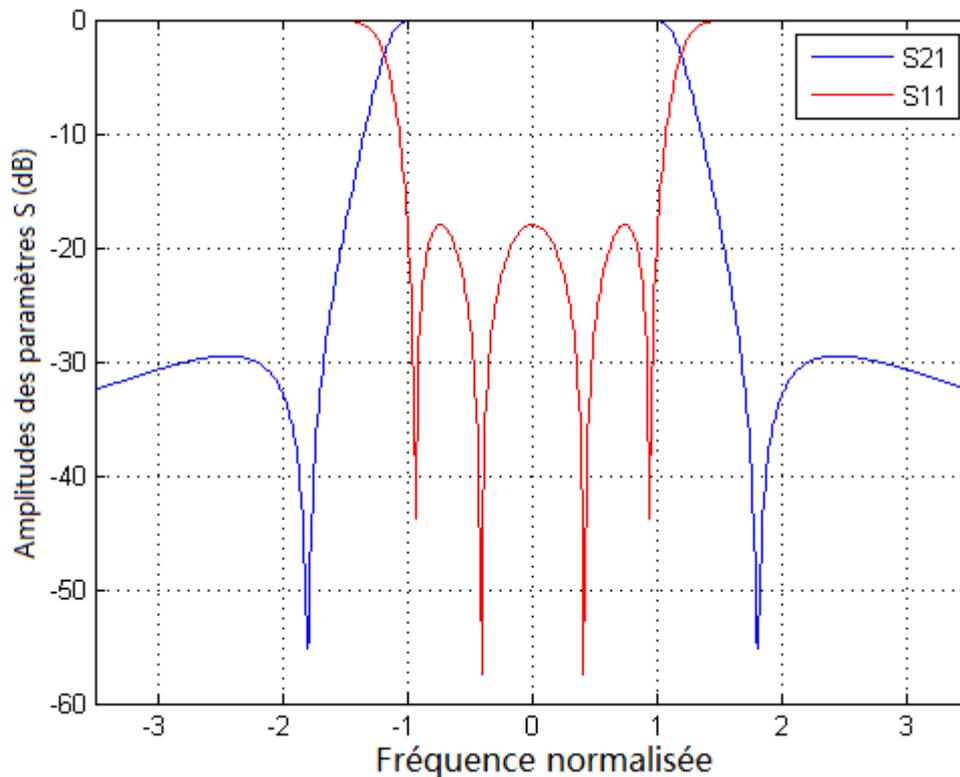
Dans ce travail de synthèse de la matrice de couplage, nous avons réussi à implémenter la méthode de synthèse proposée dans [4] sous un seul programme, où il suffit d'introduire les paramètres et l'ordre du filtre pour obtenir la matrice de couplage. Dans ce qui suit nous donnons quelques exemples pour illustrer les démarches suivies.

### I.9.2.1 Exemple 1

Pour un filtre Tchebychev généralisé d'ordre 4, ayant une réponse fréquentielle symétrique de forme elliptique avec 4 pôles, et deux zéros de transmission localisés à -1.8 et 1.8 (fréquences normalisées sur le prototype passe-bas), et une atténuation de 18dB dans la bande passante, nous avons obtenu la matrice de couplage suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.856 & 0 & 0.220 \\ 0.856 & 0 & -0.786 & 0 \\ 0 & -0.786 & 0 & 0.856 \\ 0.220 & 0 & 0.856 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad R=1.02 \quad (\text{I.74})$$

La réponse fréquentielle du filtre est représentée sur la figure I.12:



**Figure I.12** Réponse fréquentielle normalisée du prototype de la matrice (I.74).

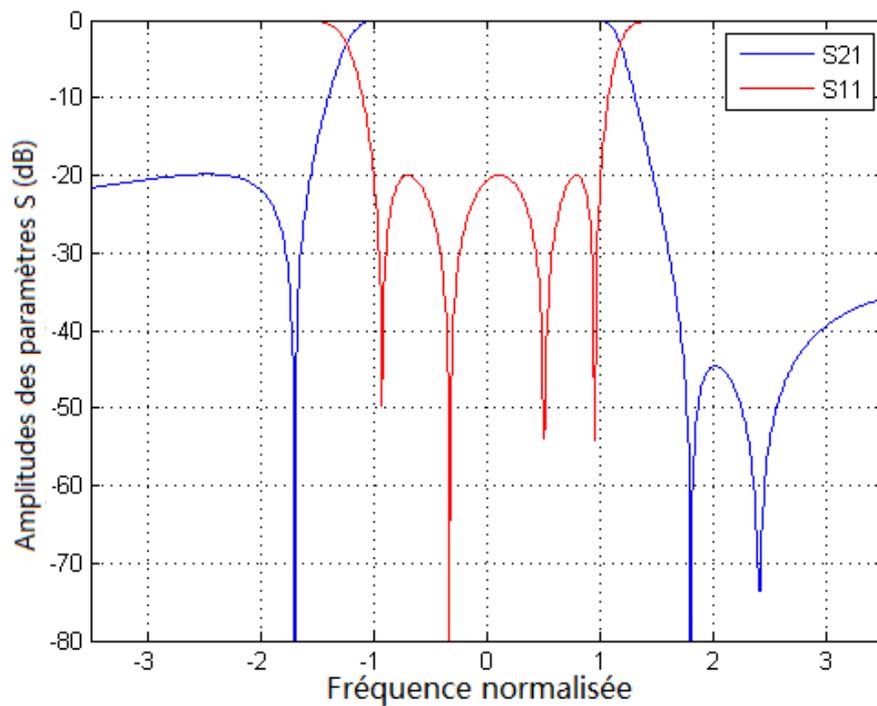
### I.9.2.2 Exemple 2

Pour un filtre d'ordre 4, ayant une réponse fréquentielle asymétrique avec 4 pôles, et trois zéros de transmission localisés respectivement à -1.7 1.8 et 2.4 (fréquences normalisées sur le

prototype passe-bas), et une atténuation de 20dB dans la bande passante, nous avons obtenu la matrice de couplage suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0.026 & 0.838 & 0 & -0.236 \\ 0.838 & 0.041 & 0.774 & 0.238 \\ 0 & 0.774 & -0.242 & 0.829 \\ -0.236 & 0.238 & 0.829 & -0.022 \end{bmatrix} \quad (I.75)$$

La réponse fréquentielle du filtre est représentée sur la figure I.13:



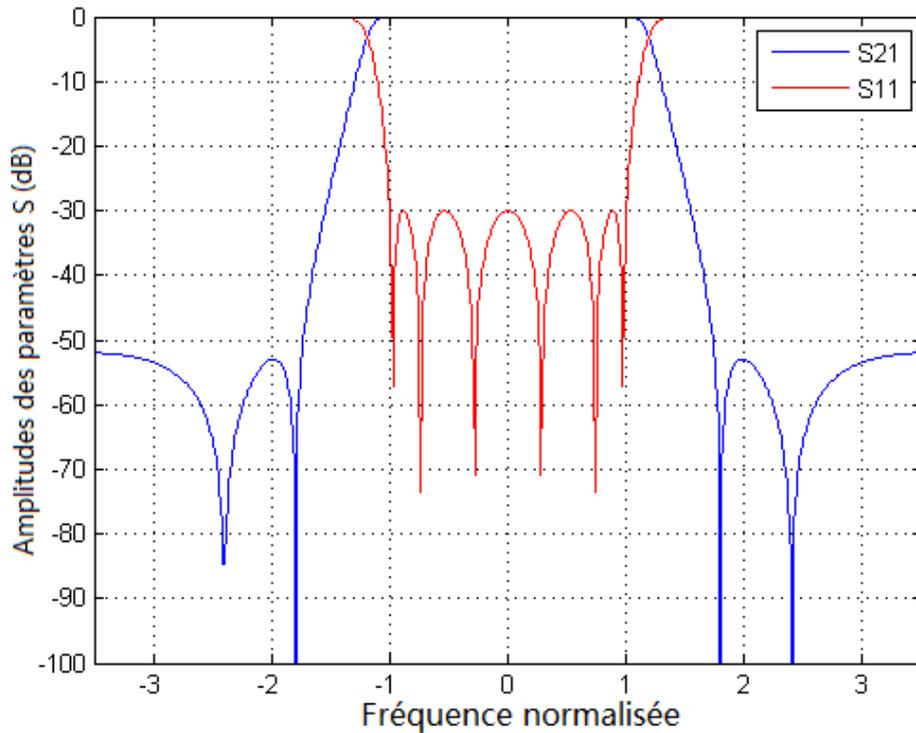
**Figure I.13** Réponse fréquentielle normalisée du prototype de la matrice (I.75).

### I.9.2.3 Exemple 3

Pour un filtre d'ordre 6, ayant une réponse fréquentielle symétrique de forme elliptique avec 6 pôles et quatre zéros de transmission localisés respectivement à -2.4 -1.8 1.8 et 2.4 (fréquences normalisées sur le prototype passe-bas), et une atténuation de 30dB dans la bande passante, nous avons obtenu la matrice de couplage suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1.028 & 0 & 0 & 0 & 0.024 \\ 1.028 & 0 & 0.653 & 0 & -0.174 & 0 \\ 0 & 0.653 & 0 & 0.759 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.759 & 0 & 0.653 & 0 \\ 0 & -0.174 & 0 & 0.653 & 0 & 1.028 \\ 0.024 & 0 & 0 & 0 & 1.028 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec } R=1.19 \quad (\text{I.76})$$

La réponse fréquentielle du filtre est représentée sur la figure I.14:



**Figure I.14** Réponse fréquentielle normalisée du prototype de la matrice (I.76).

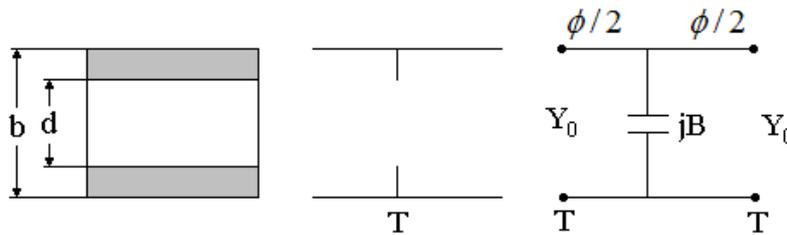
### I.10 Calcul des Dimensions physiques du filtre initial en guide d'onde

Puisque le circuit final est constitué d'un réseau de quadripôles raccordés en série, en cascade et/ou en parallèle, on utilisera des transformations ABCD vers Y et Y vers ABCD pour calculer la matrice de répartition finale, cette dernière nous donnera la réponse fréquentielle idéale du filtre, elle sera notre référence et objectif dans la synthèse du filtre en guides d'ondes.

Une fois la matrice de couplage obtenue, l'étape suivante est de la convertir en un filtre en guides d'ondes, pour cela nous allons utiliser la méthode des images [6], qui consiste à insérer à l'intérieur du guide des obstacles et des formes géométriques, ayant des caractéristiques similaires à celles des quadripôles (inverseur), ces obstacles seront séparés par des cavités demi-ondes ou quart d'onde, qui auront le rôle de résonateurs.

Plusieurs techniques de couplage entre résonateurs sont utilisées en guides d'ondes, et la plus simple consiste à créer des ouvertures entre les résonateurs, appelées iris pour assurer le couplage, dans ce cas c'est la forme et la position de l'iris qui déterminera si le couplage est magnétique ou électrique. Les ouvertures des iris sont déduites des équations et des courbes tracées dans [17].

L'iris capacitif consiste à insérer des plaques métalliques perpendiculaires au champ électrique dans le guide d'onde. Le schéma équivalent est donné sur la figure I.15, pour le calcul de l'impédance  $B$  on utilisera l'équation (I.77).



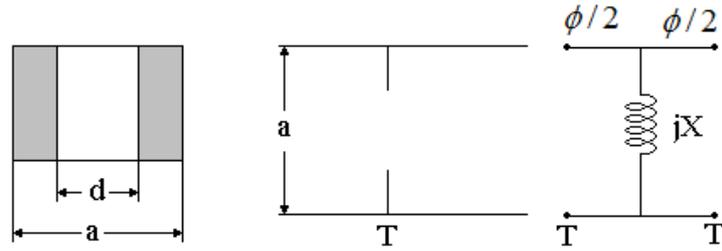
**Figure I.15** Inverseur capacitif et son schéma équivalent.

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g} \left[ \ln \left( \csc \frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{Q_2 \cos^4 \frac{\pi d}{2b}}{1 + Q_2 \sin^4 \frac{\pi d}{2b}} + \frac{1}{16} \left( \frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left( 1 - 3 \sin^2 \frac{\pi d}{2b} \right)^2 \cos^4 \frac{\pi d}{2b} \right] \quad (\text{I.77})$$

où

$$Q_n = \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{2b}{n\lambda_g} \right)^2}} - 1 \quad (\text{I.78})$$

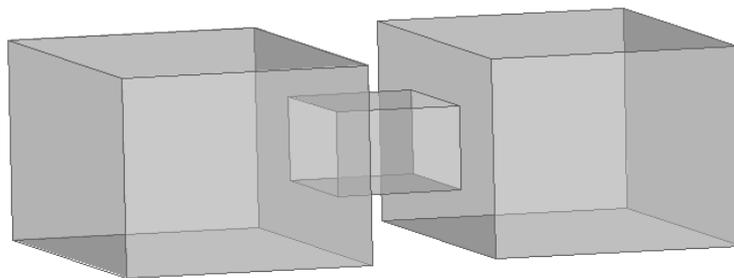
L'iris inductif consiste à insérer des plaques métalliques parallèles au champ électrique dans le guide d'onde. Le schéma équivalent est donné sur la figure I.16, pour le calcul de l'impédance  $X$  on utilisera l'équation (I.79).



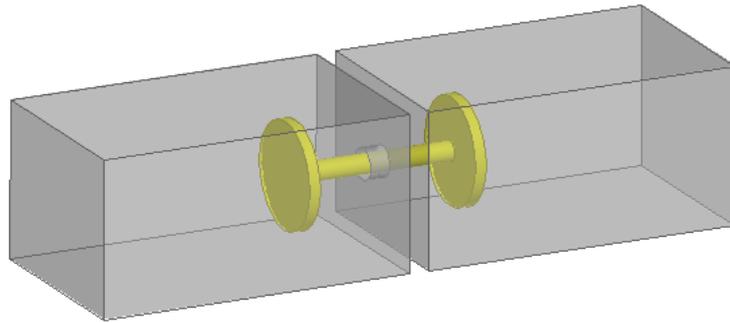
**Figure I.16** Inverseur inductif et son schéma équivalent.

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left[ 1 + \frac{3}{4} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2}} - 1 \right] \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right] \quad (I.79)$$

Contrairement aux inverseurs inductifs, les inverseurs capacitifs offrent un intervalle de couplage très étroit, ceci même avec des ouvertures submillimétriques, ce qui rend la structure irréalisable et nous oblige soit, à modifier la matrice de couplage de façon à avoir des coefficients de couplage négatifs réalisables pratiquement, soit à utiliser une autre technique de couplage comme le couplage par modes évanescents [18] ou le couplage par une sonde [19] qui sont représentés sur les figures I.17 et I.18 respectivement.



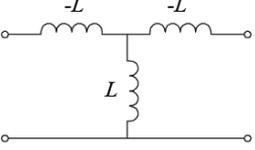
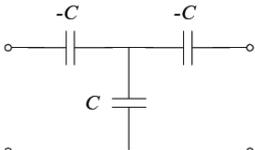
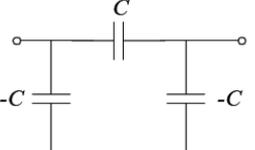
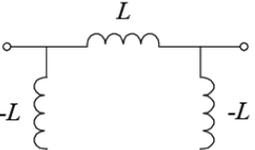
**Figure I.17** Inverseur à modes évanescents.



**Figure I.18** Inverseur à sonde capacitive.

En résumé, les inverseurs inductifs et capacitifs sont représentés sur le tableau.I.1 [6].

**Tableau. I.1** Inverseurs inductifs et capacitifs

Circuit	Type d'inverseur	Valeur de l'inverseur	Caractéristiques
	Impédance	$K = \omega L$	$K = Z_0 \tan \left  \frac{\phi}{2} \right $ $\phi = -\tan^{-1} \left( \frac{2X}{Z_0} \right)$
	Impédance	$K = 1 / \omega C$	$\left  \frac{X}{Z_0} \right  = \frac{\frac{K}{Z_0}}{1 - \left( \frac{K}{Z_0} \right)^2}$
	Admittance	$J = \omega C$	$J = Y_0 \tan \left  \frac{\phi}{2} \right $ $\phi = -\tan^{-1} \left( \frac{2B}{Y_0} \right)$
	Admittance	$J = 1 / \omega L$	$\left  \frac{B}{Y_0} \right  = \frac{\frac{J}{Y_0}}{1 - \left( \frac{J}{Y_0} \right)^2}$

Après avoir calculé l'ouverture des iris, la longueur du résonateur est déterminée par :

$$l_r = \left( \pi + \frac{1}{2}(\phi_1 + \phi_2) \right) \frac{\lambda_g}{2\pi} \quad (\text{I.80})$$

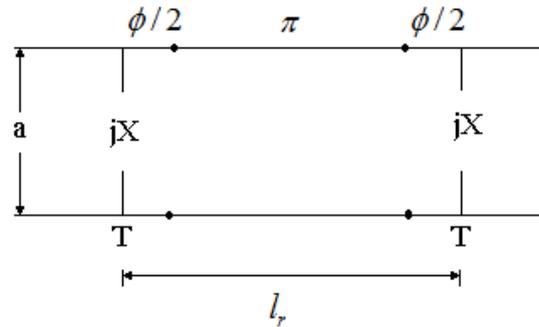


Figure I.19 Longueur de la cavité du filtre.

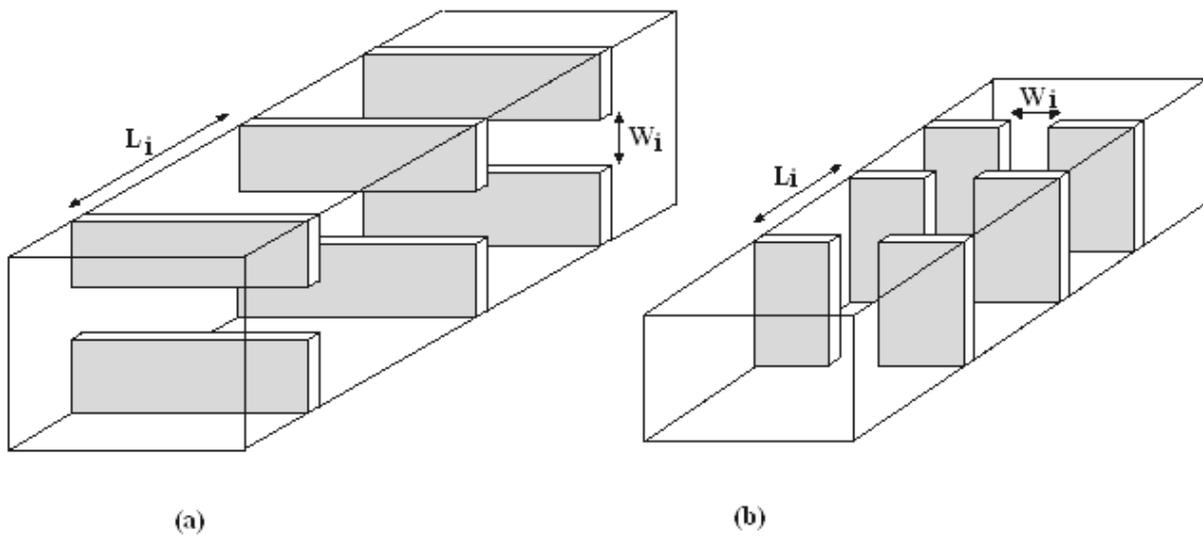


Figure I.20 Filtres à iris capacitifs (a), et à iris inductifs (b).

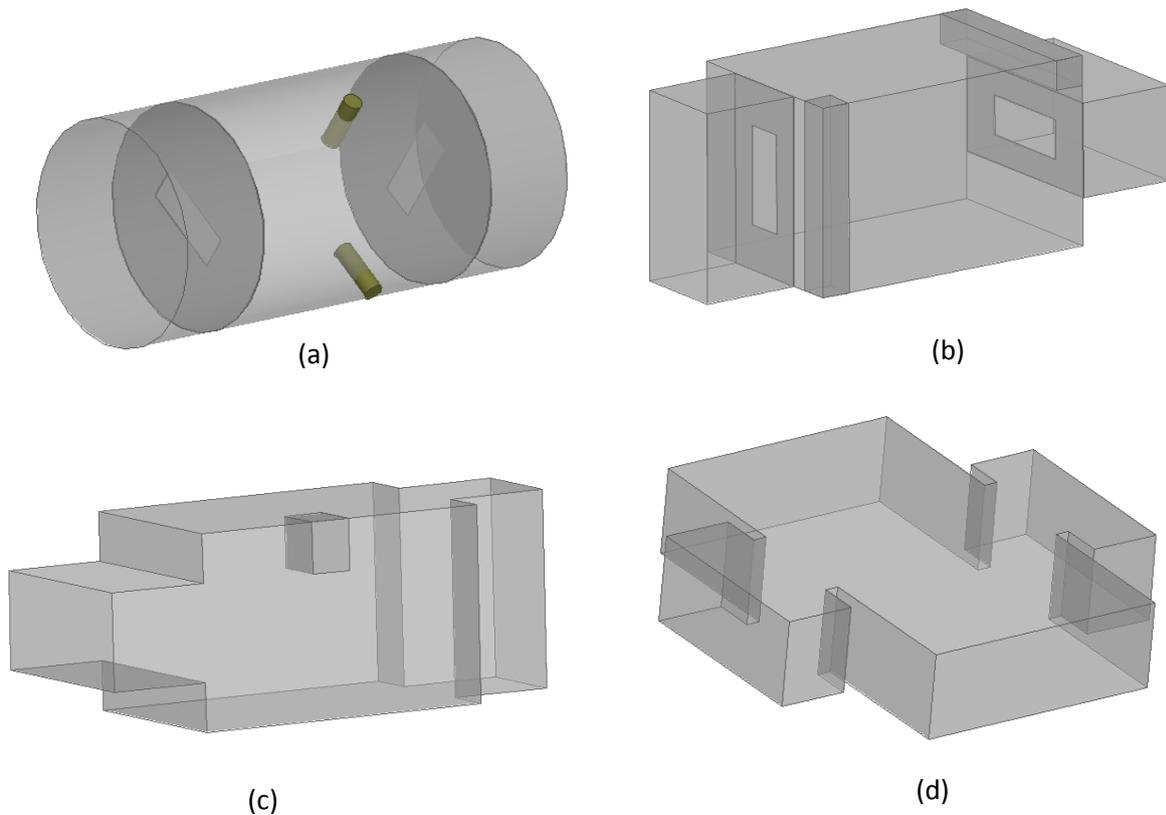
### I.11 filtres à cavités multi-modes

Les filtres à cavités multi-modes sont des filtres constitués d'une ou plusieurs cavités résonnantes, dans chacune d'elles deux ou plusieurs modes résonnent soit à la même fréquence, soit à des fréquences différentes. Le fait de faire résonner plusieurs modes dans la même cavité réduit le nombre de cavités nécessaires à la conception du filtre en gardant la même fonction de transfert (il est divisé par deux dans le cas des cavités dual-mode), et permet de créer des couplages entre les modes de la même cavité, ce qui peut servir à créer des zéros de transmissions.

La première application des filtres multi-modes fut celle des filtres dual-mode proposée par Williams [20] (figure I.21 (a)), où il s'agit de faire résonner dans une cavité cylindrique, deux modes de même répartition mais d'une polarisation perpendiculaire. Williams a inséré des vis à l'intérieur de la cavité pour le réglage des fréquences de chaque mode et du couplage entre les modes [21].

Plus tard, plusieurs configurations ont été présentées, où la possibilité de faire résonner plus de deux modes dans la même cavité est exploitée, comme le filtre tri-mode proposé dans [22] (figure I.21 (b)) ou le filtre à six modes proposé dans [23].

Pour faciliter la reproduction des filtres, plusieurs travaux ont été faits sur des filtres en guides d'ondes rectangulaires où les vis ont été remplacés par des obstacles ou des iris de couplage intra-cavités [24][16] (figure I.21 (c) et (d) respectivement).



**Figure I.21** Exemple de filtres à cavité multi-modes

## **I.12 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un rappel théorique sur les filtres et leurs approximations mathématiques, et nous nous sommes particulièrement intéressé à la synthèse des fonctions de transfert et des matrices de couplage des filtres Tchebychev généralisés, ensuite nous avons discuté le principe de conversion du prototype passe-bas en un filtre en technologie guides d'ondes.

## Références Bibliographiques du Chapitre I

- [1] L. Wanhammar, Analog Filters Using MATLAB, Springer Science&Business Media, LLC 2009.
- [2] L. Thede, Practical Analog and Digital Filter Design, Artech House, Inc. 2004.
- [3] I. Hunter, Theory and Design of Microwave Filters, Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom,2006.
- [4] R.J. Cameron, C.M. Kudsia, and Raafat R. Mansour, Microwave Filters For Communication Systems, John Wiley & Sons, Inc., Publication 2007.
- [5] S. Butterworth, On the theory of filter amplifiers', Experimental Wireless & The Wireless Engineer, 1930, pp. 536-541.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young et E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Norwood, Artech House, 1980.
- [7] Wai-Kai Chen, Passive, Active, and Digital Filters, CRC Press Taylor & Francis Group, 2009.
- [8] R. F. Baum, Design of unsymmetrical bandpass filters, IRE Trans. Circuit Theory 33-40, June 1957.
- [9] A.E. Atia, A.E. Williams, and R. W. Newcomb, Narrow-Band Multiple-Coupled Cavity Synthesis, IEEE Transaction on circuit and systems, vol. CAS-21, no. 5, September 1974, 249-655.
- [10] R. J. Cameron, et J. D. Rhodes, Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 29, No 1, 51-58. January 1981.
- [11] E. Kreyszig, Advanced Engineering Mathematics, 9rd ed., Wiley, New York, 2006.
- [12] ] R. J. Cameron , General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-47, No 4, 433-442, April 1999.

- [13] F. R. Gantmacher, *The Theory of Matrices*, Vol. 1, Chelsea Publishing, New York, 1959.
- [14] R. J. Cameron, Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT- 51, No 1, January 2003.
- [15] M. Bekheit, S. Amari, and F. Seyfert, A New Approach to Canonical Dual-Mode Cavity Filter Design, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-57, No 5 1, May 2009.
- [16] P. Jarry, E. Kerherve, O. Roquebrun, M. Guglielmi, D. Schmitt, J.M. Pham Rectangular Realizations Of A New Class Of Dual-mode Microwave Filters, *Proceedings SBMO/IEEE MTT-S IMOC 2003*.
- [17] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Polytechnic Institute of New York, December 1986.
- [18] R.V. Snyder, "Generalized cross-coupled filters using evanescent mode coupling elements," *IEEE MTT-S Digest*, vol. 2, 1997, pp 1095-1098.
- [19] C. Wang and K. A. Zaki, Full-wave modeling of electric coupling probes in comb-line resonators and filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-48, No12, December 2000, pp 2459-2464.
- [20] A.E. Williams, "A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-18, No12, December 1970, pp 1109-1114.
- [21] J. Montejo-Garai, L. Valor, J. Garcia and J. Zapata, A full-wave analysis of tuning and coupling posts in dual-mode circular waveguide filters. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 7, No 11, August 1994, pp 505-507.
- [22] G. Lastoria, G. Gerini, M. Guglielmi and F. Emma, CAD of triple-mode cavities in rectangular waveguide, *Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.8, No.10, October 1998, pp. 339-341.
- [23] R.R. Bonetti and A.E. Williams, Application of Dual TM Modes to Triple- and Quadruple-Mode Filters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-35, No 12, December 1987, pp.1143-1149.
- [24] R. Ihmels and F. Arndt, Field theory CAD of L-shaped iris coupled mode launchers and dual-mode filters, In *Microwave Symposium Digest*, IEEE MTT-S International, June 1993, pp 765-768.

CHAPITRE II

Analyse des Filtres en

Guides d'Ondes

Rectangulaires

Métalliques

## II.1 Introduction

La jonction entre deux guides d'ondes de sections différentes est l'élément de base dans la conception de plusieurs structures et dispositifs en hyperfréquences. Pour étudier le comportement des ondes électromagnétiques se propageant à l'intérieur du guide et notamment au niveau des discontinuités, un outil fiable et robuste de calcul est nécessaire pour analyser les dispositifs passifs en guides d'ondes disposant souvent d'un nombre important de jonctions.

Dans ce chapitre, nous utilisons une technique de calcul appelée méthode ou technique de raccordement modal "Mode-Matching", qui est reconnue pour être rigoureuse et fiable notamment pour des structures en guides d'ondes cylindriques métalliques où les modes s'y propageant sont analytiquement déterminés. Développée par Alvin Wexler durant les années 60[1], elle consiste à admettre que les énergies au niveau des deux côtés de la jonction sont égales sur l'interface commune aux deux guides. Donc le problème se résume à la détermination des champs électromagnétiques se propageant dans les deux guides, en tenant compte des conditions aux limites, et de la continuité de propagation au niveau de l'obstacle.

## II.2 Technique de Raccordement Modal

Le principe de fonctionnement de la technique de raccordement modal consiste à développer le champ électromagnétique de part et d'autre de la discontinuité sous forme d'une somme de combinaisons linéaires du mode fondamental et des modes d'ordre supérieur. Plus précisément, le but consiste à déterminer les amplitudes des ondes pour chaque mode qu'il soit propagatif ou évanescent, les exprimer sous forme de matrice de répartition des deux côtés de la jonction, puis appliquer les conditions de continuité et les conditions aux limites pour déduire la répartition des ondes dans toute la structure [2].

Il existe trois variantes de la technique de raccordement modal, nommé TE, TE-TM et  $TE^x$ , d'abord TE-TM qui est le cas général, car comme son nom l'indique, cette technique prend en considération les modes TE et TM avec toutes leurs composantes, du fait, qu'elle est la plus fiable et précise, mais aussi la plus complexe à programmer et la plus lente en temps de calcul.

La deuxième variante est la  $TE^x$ , celle ci est utilisée lorsque la composante du champ électrique  $E_x$  est très petite par rapport à  $E_z$  et  $E_y$  au niveau de la jonction, ce qui réduit le

nombre de composantes prises en considération à cinq. Dans ce cas, les champs électromagnétiques peuvent être décrits à partir des modes TE dérivés du potentiel vecteur  $A_h$  selon  $x$ , d'où le nom  $TE^x$ .

Dans la troisième variante, un seul type de modes est pris en considération selon le type de la discontinuité ou de l'obstacle que rencontre l'onde incidente, (capacitive ou inductive), car un obstacle inductif appelé aussi obstacle E, n'excite que les modes d'ordre supérieur du type TM, et vice-versa, un obstacle capacitif H n'excite que les modes du type TE.

Cette variante est la plus simple à programmer et la plus rapide en temps de calcul, mais elle ne peut être utilisée que pour les structures contenant un seul type d'obstacles.

### II.3 Guides d'ondes rectangulaires

Pour l'étude des guides d'ondes, nous donnons des notions de base en électromagnétique, et précisément le concept des modes et leur classification [3]:

- Transverse électrique et magnétique TEM.
- Transverse électrique TE.
- Transverse magnétique TM.

En partant des équations de Maxwell, nous avons:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \Rightarrow \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{II.1})$$

Qui peut être écrite sous forme d'équations :

$$\hat{x} : \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega\mu H_x \quad (\text{II.2})$$

$$\hat{y} : -\left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z}\right) = -j\omega\mu H_y \quad (\text{II.3})$$

$$\hat{z} : \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (\text{II.4})$$

De la même manière, en partant des équations d'Ampère, nous avons:

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\varepsilon \bar{E} \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\varepsilon E_x \\ -j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\varepsilon E_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon E_z \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

à partir des 6 équations précédentes nous pouvons déduire les composantes transverses de  $\bar{H}$  et  $\bar{E}$  tel que:

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left( \omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{II.6})$$

$$H_y = -\frac{j}{k_c^2} \left( \omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (\text{II.7})$$

$$E_x = -\frac{j}{k_c^2} \left( \beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (\text{II.8})$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left( -\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{II.9})$$

$$\text{avec } k_c^2 = k^2 - \beta^2 \text{ et } k^2 = \omega^2 \mu\varepsilon \quad (\text{II.10})$$

$k_c$  est le nombre d'ondes pour un guide d'ondes rectangulaires, il est donné par:

$$k_c^2 = \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 \quad (\text{II.11})$$

Nous pouvons constater que toutes les composantes transverses de  $\bar{H}$  et  $\bar{E}$  peuvent être écrites seulement en fonction des composantes axiales  $E_z$  et  $H_z$ , et c'est la cause de l'appellation des modes TE, TM.

Où  $n$  et  $m$  sont les indices du mode, ils ne peuvent pas être nuls simultanément car dans ce cas  $k_c = 0$  donc il n'existe ni mode TE ni TM. Chaque combinaison  $(m,n)$  générera une solution correspondante des équations de Maxwell.

### II.3.1 Les modes TE

les modes transverses électriques ont lieu lorsque  $E_z = 0$  et  $H_z \neq 0$ , dans ce cas, toutes les composantes de  $\vec{E}$  sont transversales à la direction de la propagation, donc en connaissant  $H_z$  nous pouvons trouver toutes les composantes des champs à partir des équations (II.6) (II.7) (II.8) (II.9) et (II.10). L'étude des modes TE commence par l'énoncé d'un problème aux limites sous forme:

$$\frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial y^2} + k_c^2 \bar{H}_z = 0 \quad (\text{II.12})$$

$$\text{où } \begin{cases} 0 < x < a \\ 0 < y < b \end{cases} \text{ et } \frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial x^2} = 0 \quad \text{si } \begin{cases} x = 0 \\ x = a \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{et } \frac{\partial^2 \bar{H}_z}{\partial y^2} = 0 \quad \text{si } \begin{cases} y = 0 \\ y = b \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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

$$H_z^{mn} = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad \text{où } \begin{cases} m = 0, 1, 2, 3, \dots \\ n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

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

$$\bar{E}_x(x, y) = H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.16})$$

$$\bar{E}_y(x, y) = -H_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.17})$$

$$\bar{H}_x(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.18})$$

$$\bar{H}_y(x, y) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.19})$$

### II.3.2 Les modes TM

comme pour les modes TE, les modes TM ont lieu lorsque  $H_z = 0$  et  $E_z \neq 0$ , donc pour étudier les champs des ondes H, on pose un problème aux limites sous forme:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{E}_z}{\partial y^2} + k_c^2 \bar{E}_z = 0 \quad (\text{II.20})$$

$$\text{où } \begin{cases} 0 < x < a \\ 0 < y < b \end{cases} \text{ et } \bar{E}_z = 0 \text{ si } \begin{cases} x = 0, x = a \\ y = 0, y = b \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

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

$$E_z^{mn} = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad \text{où } \begin{cases} m = 1, 2, 3, \dots \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Les composantes transversales du champ sont générées à partir de l'équation (II.22):

$$\bar{E}_x(x, y) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.23})$$

$$\bar{E}_y(x, y) = -E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.24})$$

$$\bar{H}_x(x, y) = E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.25})$$

$$\bar{H}_y(x, y) = -E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (\text{II.26})$$

### II.3.3 Les modes TEM

les modes transverses électrique et magnétique sont un cas particulier des modes de propagation où  $H_z = 0$  et  $E_z = 0$ , comme nous l'avons dit auparavant lorsque  $k_c = 0$  les composantes transversales ne peuvent plus être calculées en fonction des composantes longitudinales.

La fréquence de coupure  $f_c$  est une condition de la propagation, car pour que l'onde électromagnétique se propage à l'intérieur d'un guide d'ondes il est nécessaire que sa fréquence soit supérieure à la fréquence de coupure qui est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (\text{II.27})$$

Cette fréquence de coupure est nulle dans le cas des ondes TEM ( $k_c = 0$ ), donc ces derniers ne peuvent avoir lieu à l'intérieur des guides d'ondes creux, mais uniquement dans le cas où la transmission se fait à l'aide de deux conducteurs séparés comme les câbles coaxiaux, les plaques parallèles ou les lignes micro-rubans.

### II.4 Analyse d'une jonction en guides d'ondes rectangulaires

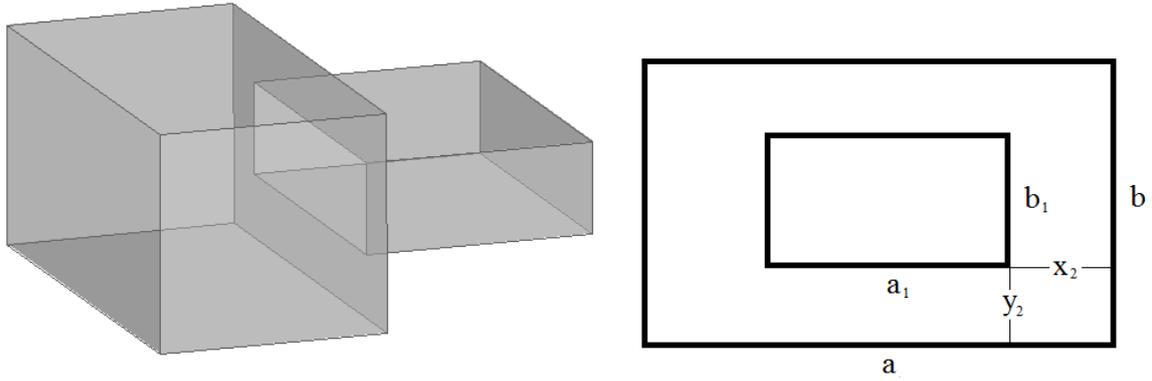
Pour l'analyse de la jonction entre deux guides d'ondes rectangulaires disposés sur le même axe de propagation et se partageant une section S, nous commençons par le cas général où l'on suppose que le champ incident est assuré par le mode fondamental, puis au niveau de la discontinuité les deux types de mode TE et TM sont excités, une partie de l'énergie continue sa propagation dans le petit guide (à droite) et constituera l'onde transmise, l'autre partie retourne au sens inverse de l'onde incidente, c'est l'onde réfléchie.

D'après le principe de continuité, les champs sont égaux de part et d'autre de la jonction entre les deux guides.

#### II.4.1 Cas d'une jonction EH

Pour analyser une jonction EH, nous pouvons utiliser deux variantes : l'analyse TE-TM et l'analyse [4] TE<sup>x</sup>.

Après l'étude de la convergence pour estimer le nombre de mode  $TE$  et  $TM$  à prendre en considération, la matrice de répartition finale sera de la taille  $(N+M) \times (N+M)$ , où  $N$  est le nombre des modes  $TE$  et  $M$  est le nombre des modes  $TM$ . Pour le calcul de la matrice de répartition, il est nécessaire de prendre en considération le couplage entre tous les modes au niveau de la jonction.



**Figure II.1** Jonction entre deux guides d'ondes rectangulaires.

Dans les deux guides de la jonction (le grand et petit), les champs sont générés par les vecteurs potentiels  $A_h^{I,II}$  et  $A_e^{I,II}$  donnés respectivement par:

$$A_h^{I,II} = \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N F_h^{I,II} T_h^{I,II} \cdot e^{(-\gamma_h^{I,II} z)} + B_h^{I,II} T_h^{I,II} e^{(+\gamma_h^{I,II} z)} \quad (\text{II.28})$$

et

$$A_e^{I,II} = \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N F_e^{I,II} T_e^{I,II} \cdot e^{(-\gamma_e^{I,II} z)} + B_e^{I,II} T_e^{I,II} e^{(+\gamma_e^{I,II} z)} \quad (\text{II.29})$$

avec

$$T_h^I = \frac{2 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_m} \sqrt{1+\delta_n} \sqrt{ab \left[ \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \right]}} \quad (\text{II.30})$$

$$T_e^I = \frac{2 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)}{\sqrt{ab\left(\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2\right)}} \quad (\text{II.31})$$

$$T_h^{II} = \frac{2 \cos\left(\frac{o\pi}{a_1}(x-e)\right) \cos\left(\frac{p\pi}{b_1}(y-c)\right)}{\sqrt{1+\delta_o}\sqrt{1+\delta_p}\sqrt{a_1b_1\left(\left(\frac{o\pi}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{b_1}\right)^2\right)}} \quad (\text{II.32})$$

$$T_e^{II} = \frac{2 \sin\left(\frac{o\pi}{a_1}(x-e)\right) \cos\left(\frac{p\pi}{b_1}(y-c)\right)}{\sqrt{a_1b_1\left(\left(\frac{o\pi}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{b_1}\right)^2\right)}} \quad (\text{II.33})$$

Les constantes de propagation dans les deux guides de la jonction sont données par:

$$k_{mm}^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II.34})$$

et

$$k_{op}^{II} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{o\pi}{a_1}\right)^2 - \left(\frac{p\pi}{b_1}\right)^2} \quad (\text{II.35})$$

Puisque dans le cas de la première variante *TE-TM* il faut prendre en considération les modes *TE* et *TM*, donc les champs électrique et magnétique seront constitués de la somme des deux composantes:

$$\vec{E} = \vec{E}_{TE} + \vec{E}_{TM} = \nabla \times (A_{hz} \vec{e}_z) + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \nabla \times (A_{ez} \vec{e}_z) \quad (\text{II.36})$$

et

$$\vec{H} = \vec{H}_{TE} + \vec{H}_{TM} = \nabla \times (A_{hz} \vec{e}_z) + \frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \nabla \times (A_{ez} \vec{e}_z) \quad (\text{II.37})$$

Les vecteurs amplitudes des modes  $TE$  et  $TM$  dans le grand et le petit guide de la jonction  $B^{e,h}$  et  $F^{e,h}$  sont donnés par :

$$B^e = \sum_{op} \sum_{mn} [EH \cdot F^h + EE \cdot F^e] \quad (II.38)$$

$$B^h = \sum_{op} \sum_{mn} [HH \cdot F^h + HE \cdot F^e] \quad (II.39)$$

Où  $HH$ ,  $EE$ ,  $HE$  et  $EH$  sont les intégrales :

$$HH = \int_s \vec{e}_{h,mn}^I \cdot \vec{e}_{h,op}^{II} ds \quad EE = \int_s \vec{e}_{e,mn}^I \cdot \vec{e}_{e,op}^{II} ds \quad (II.40)$$

$$HE = \int_s \vec{e}_{h,mn}^I \cdot \vec{e}_{h,op}^{II} ds \quad EH = \int_s \vec{e}_{e,mn}^I \cdot \vec{e}_{h,op}^{II} ds \quad (II.41)$$

Nous pouvons écrire les amplitudes des modes sous une forme matricielle en nous basant sur les équations (II.38), (II.39) et les 4 intégrales (II.40) et (II.41).

$$\begin{bmatrix} B^h \\ B^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} HH & HE \\ EH & EE \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^h \\ F^e \end{bmatrix} \quad \text{ou simplement} \quad [B] = [M][F] \quad (II.42)$$

Puis la matrice de répartition  $S$  en fonction des amplitudes des ondes incidentes et réfléchies :

$$\begin{bmatrix} F^- \\ B^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^+ \\ B^+ \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

Les signes (+) et (-) sont utilisés pour distinguer les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies. Pour leur calcul nous allons introduire des matrices diagonales  $Y_e^{I,II}$  et  $Y_h^{I,II}$  avec:

$$Y_e^{I,II} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\sqrt{(k_{c_{I,II}}^e)^2 - k_0^2}} \quad \text{et} \quad Y_h^{I,II} = \sqrt{\frac{(k_{c_{I,II}}^h)^2 - k_0^2}{j\omega\mu_0}} \quad (II.44)$$

Les sous-matrices de la matrice  $S$  sont données par :

$$[S_{22}] = \left( [Y^{II}] + [M]^T [Y^I] [M] \right)^{-1} \left( [Y^{II}] - [M]^T [Y^I] [M] \right) \quad (II.45)$$

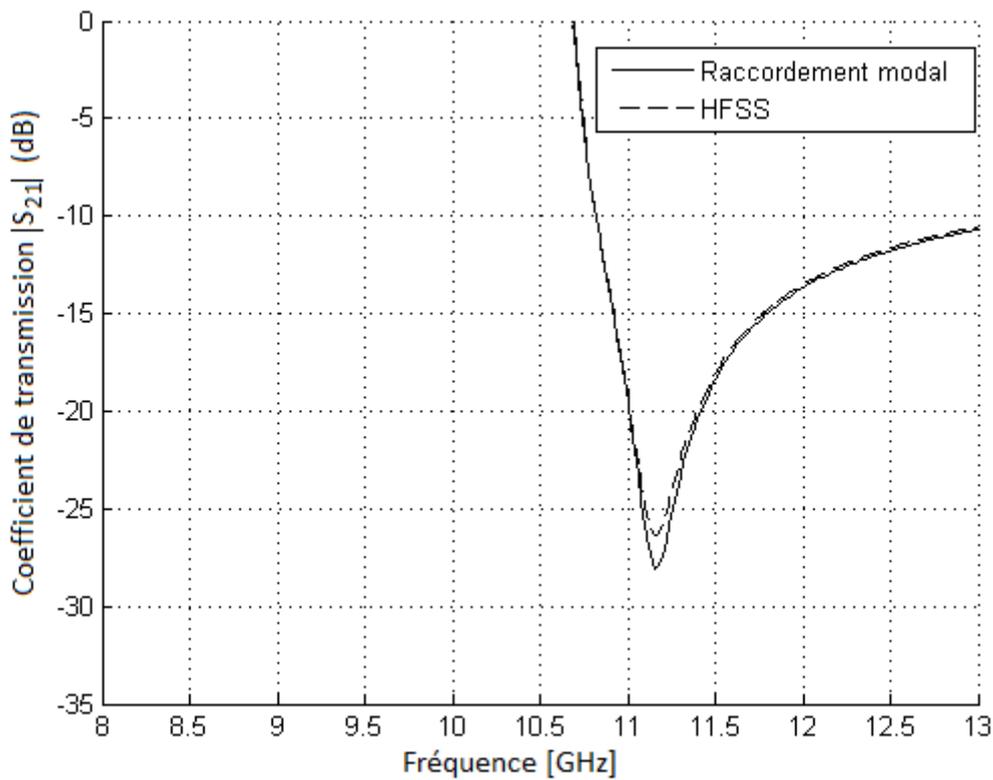
$$[S_{21}] = 2 \left( [Y^{II}] + [M]^T [Y^I] [M] \right) [M]^T [Y^I] \quad (II.46)$$

$$[S_{12}] = [M]([S_{22}] + [I]) \quad (\text{II.47})$$

$$[S_{11}] = [M]([S_{21}] - [I]) \quad (\text{II.48})$$

Pour vérifier la convergence de la méthode nous l'avons appliquée sur une jonction entre deux guides de sections différentes où le grand guide est un guide standard WR-75 ayant les dimensions 19.05x9.525mm et le petit guide est de 14x4mm.

Les résultats de l'analyse sont comparés à ceux du simulateur HFSS où une bonne concordance est constatée sur la figure II.2.



**Figure II.2** Réponse fréquentielle de la jonction EH.

#### II.4.2 Analyse $TE^x$

En supposant que la composante du champ électrique  $E_x$  est très petite par rapport à  $E_y$  et  $E_z$ , la discontinuité peut être décrite en utilisant cinq composantes du champ dérivées à partir d'un vecteur potentiel que l'on notera  $A_x^{I,II}$  car  $E_x$  est négligée, cette approche est nommée analyse des modes  $TE^x$ .

$$A_x^I = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^N T_{mn}^I \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \left(F_{mn}^I e^{-jk_z^I z} - B_{mn}^I e^{+jk_z^I z}\right) \quad (\text{II.49})$$

$$A_x^{II} = \sum_{o=1}^O \sum_{p=0}^P T_{op}^{II} \sin\left(\frac{o\pi}{a}(x-a_1)\right) \frac{\cos\left(\frac{p\pi}{b-b_1}(y-b_1)\right)}{\sqrt{1+\delta_{0p}}} \left(F_{op}^{II} e^{-jk_z^{II} z} - B_{op}^{II} e^{+jk_z^{II} z}\right) \quad (\text{II.50})$$

Nous pouvons simplifier les formes des vecteurs potentiels en classant les modes par ordre croissant de leurs fréquences de coupure, ce qui réduit les indices  $m n o$  et  $p$  à deux indices,  $m$  pour le grand guide d'ondes et  $n$  pour le petit. Dans ce cas, la taille de la matrice de répartition est réduite à  $N \times N$ . Les champs électrique et magnétique sont calculés à partir des vecteurs potentiels :

$$\vec{E} = \nabla \times (A_x \vec{e}_z) \quad (\text{II.51})$$

et

$$\vec{H} = -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \nabla \times (A_x \vec{e}_z) \quad (\text{II.52})$$

A partir des conditions de continuité au niveau de la jonction nous pouvons établir un système de trois équations

$$E_y : F_m^I + B_m^I = L_E^{m,n} (F_n^{II} + B_n^{II}) \quad (\text{II.53})$$

$$H_x : L_{H_x}^{m,n} (F_m^I + B_m^I) = F_n^{II} + B_n^{II} \quad \text{avec} \quad L_{H_x}^{m,n} = [L_E^{m,n}]^T \quad (\text{II.54})$$

$$H_y : L_{H_y}^{m,n} (F_m^I + B_m^I) = F_n^{II} + B_n^{II} \quad (\text{II.55})$$

Pour le calcul du champ magnétique, les équations (II.54) et (II.55) sont appliquées telle une seule équation où :

$$L_H^{m,n} = L_{H_x}^{m,n} \quad \text{si le mode } m \text{ ou } n \text{ est un mode du type } TE_{m0}^x.$$

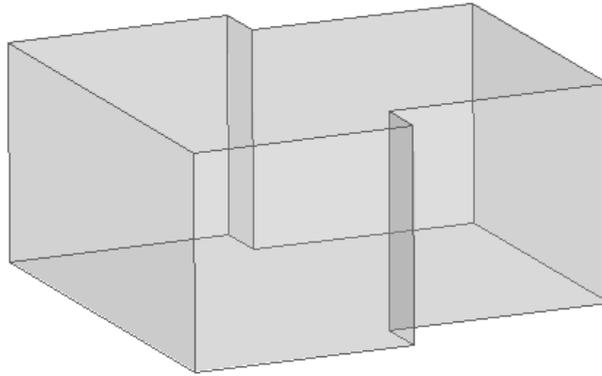
$$L_H^{m,n} = L_{H_y}^{m,n} \quad \text{si ni le mode } m \text{ ni } n \text{ ne sont du type } TE_{m0}^x.$$

Une fois les amplitudes calculées, la matrice de répartition est donnée par :

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^II \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F^I \\ B^II \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

### II.4.3 Discontinuité sur le plan H

Un cas exceptionnel de la discontinuité  $EH$  est la discontinuité plan-H.



**Figure II.3** Jonction entre deux guides sur le plan-H.

Il est possible d'analyser une telle discontinuité rien qu'en prenant en compte les modes  $TE_{m0}$ , dans ce cas les champs dans le grand guide sont donnés par:

$$E_y^I = \sum_{m=1}^M T_m^I \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \left( F_m^I e^{-jk_z^I z} + B_m^I e^{+jk_z^I z} \right) \quad (\text{II.57})$$

$$H_x^I = -\sum_{m=1}^M T_m^I Y_m^I \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \left( F_m^I e^{-jk_z^I z} - B_m^I e^{+jk_z^I z} \right) \quad (\text{II.58})$$

avec

$$k_z^I = \begin{cases} +\sqrt{\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} & \text{pour les modes propagatifs} \\ -j\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0} & \text{pour les modes évanescents} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

et

$$Y_m^I = \frac{k_z^I}{\omega\mu_0} \quad (\text{II.60})$$

Dans le petit guide nous avons

$$E_y^II = \sum_{n=1}^N T_m^II \sin\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) \left(F_n^II e^{-jk_z^II z} + B_n^II e^{+jk_z^II z}\right) \quad (\text{II.61})$$

$$H_x^II = -\sum_{n=1}^N T_n^II Y_n^II \sin\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) \left(F_n^II e^{-jk_z^II z} - B_n^II e^{+jk_z^II z}\right) \quad (\text{II.62})$$

En appliquant les trois conditions de continuité et les conditions aux limites au niveau de la jonction nous avons à  $z = 0$  :

$$E_y^I = 0 \quad \text{si} \quad 0 \leq x \leq a_1$$

$$E_y^I = E_y^II \quad \text{si} \quad a_1 \leq x \leq a$$

$$H_x^I = H_x^II \quad \text{si} \quad a_1 \leq x \leq a$$

Donc

$$\sum_{m=1}^M T_m^I \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) (F_m^I + B_m^I) = \sum_{n=1}^N T_m^II \sin\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) (F_n^II + B_n^II) \quad (\text{II.63})$$

et

$$\sum_{m=1}^M T_m^I Y_m^I \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) (F_m^I - B_m^I) = \sum_{n=1}^N T_n^II Y_n^II \sin\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) (F_n^II - B_n^II) \quad (\text{II.64})$$

Notre objectif est de calculer l'amplitude de chaque mode dans les deux guides de la jonction, puis déduire l'énergie transmise et celle réfléchiée par rapport au mode fondamental, ceci peut se résumer au calcul de la matrice de répartition S.

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^II \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F^I \\ B^II \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

Par de simples calculs en exploitant des relations trigonométriques (II.66), (II.67) et (II.68) appliquées à des équations sous forme de série de Fourier nous avons :

$$\int_0^a \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) dx = \begin{cases} 0 & \text{si } m \neq n \\ \frac{a}{2} & \text{si } m = n \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

$$\sin(a)\sin(b) = \frac{1}{2}(\cos(a-b) - \cos(a+b)) \quad (\text{II.67})$$

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}(\cos(a+b) + \cos(a-b)) \quad (\text{II.68})$$

Pour appliquer l'équation (II.66) sur l'équation (II.63), nous devons la multiplier par  $\sin\left(\frac{p\pi x}{a}\right)$ , puis faire l'intégrale sur la surface où la condition de continuité est valable, nous aurons alors :

$$\frac{a}{2} T_m^I (F_m^I + B_m^I) = \sum_{n=1}^N \int_0^a T_m^{II} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) (F_n^{II} + B_n^{II}) dx \quad (\text{II.69})$$

Pour le calcul de l'intégrale à l'équation (II.69) nous utiliserons l'équation (II.67).

L'équation (II.69) nous permet d'écrire les amplitudes des modes à l'entrée de la jonction  $F_m^I$  et  $B_m^I$  en fonction des amplitudes des modes à la sortie de la jonction  $F_n^{II}$  et  $B_n^{II}$  avec une matrice de répartition qu'on appellera  $L_E^{m,n}$  avec :

$$F_m^I + B_m^I = L_E^{m,n} (F_n^{II} + B_n^{II}) \quad (\text{II.70})$$

En procédant de la même manière avec l'équation (II.64), donc en la multipliant par  $\sin\left(\frac{q\pi x}{a-a_1}(x-a_1)\right)$  et puis en l'intégrant sur la surface commune entre les deux guides de la jonction, nous avons :

$$\sum_{m=1}^M \int_0^a T_m^I Y_m^I \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{q\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) dx (F_m^I - B_m^I) = \frac{a-a_1}{2} T_n^{II} Y_n^{II} (F_n^{II} + B_n^{II}) \quad (\text{II.71})$$

L'équation (II.71) nous permet d'écrire les amplitudes des modes à l'entrée de la jonction  $F_m^I$  et  $B_m^I$  en fonction des amplitudes des modes à la sortie de la jonction  $F_n^{II}$  et  $B_n^{II}$  avec une matrice de répartition qu'on appellera  $L_H^{m,n}$  avec :

$$L_H^{m,n} (F_m^I + B_m^I) = F_n^{II} + B_n^{II} \quad (\text{II.72})$$

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^{II} \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \end{bmatrix} \quad (\text{II.73})$$

A partir des équations (II.70), (II.72) et (II.73) nous pouvons calculer la matrice de répartition finale  $S$  :

$$S = \text{inv}(M_1) * M_2 \quad (\text{II.74})$$

avec

$$M_1 = \begin{bmatrix} I & -L_E^{m,n} \\ -L_H^{m,n} & -I \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad M_2 = \begin{bmatrix} -I & L_E^{m,n} \\ -L_H^{m,n} & -I \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

Pour  $N$  modes dans le grand guide et  $M$  mode dans le petit guide, la matrice de répartition  $S$  est donnée par :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11}(1,1) & \dots & S_{11}(1,M) & S_{12}(1,1) & \dots & S_{12}(1,M) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{11}(N,1) & \dots & S_{11}(N,M) & S_{12}(N,1) & \dots & S_{12}(N,M) \\ S_{21}(1,1) & \dots & S_{21}(1,M) & S_{22}(1,1) & \dots & S_{22}(1,M) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{21}(N,1) & \dots & S_{21}(N,M) & S_{22}(N,1) & \dots & S_{22}(N,M) \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

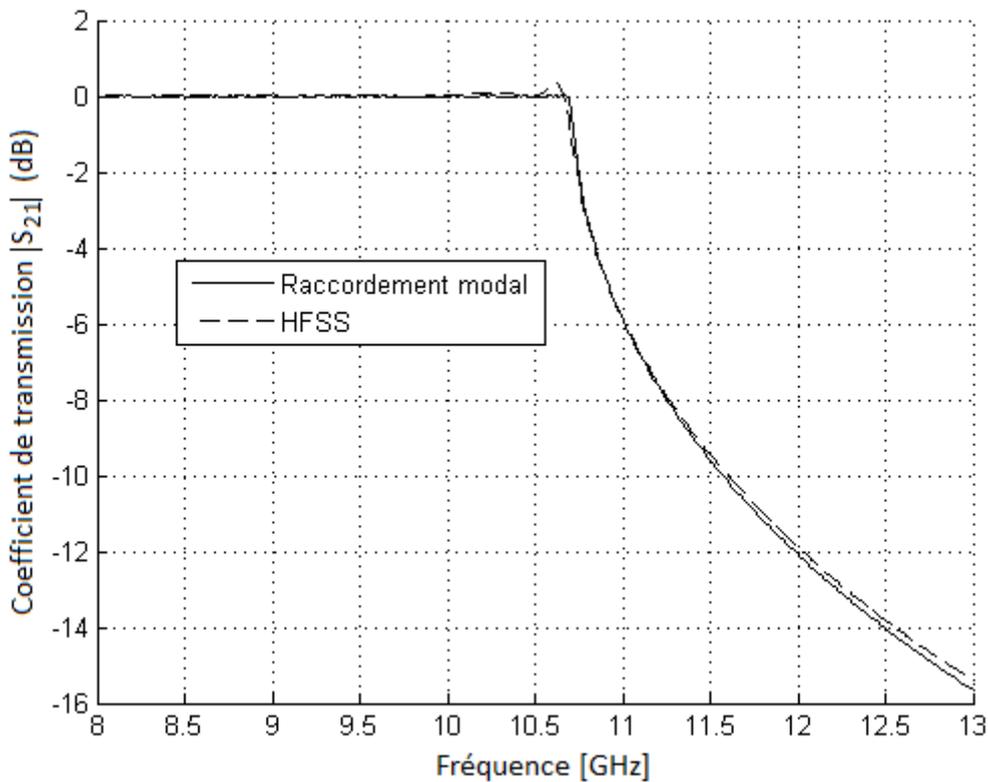
$S_{11}(1,1)$  est le coefficient de réflexion du 1<sup>er</sup> mode  $TE_{10}$  dans le grand guide par rapport au 1<sup>er</sup> mode  $TE_{10}$  dans le petit guide.

$S_{12}(N,M)$  est le coefficient de transmission du  $N^{eme}$  mode  $TE_{N0}$  dans le grand guide par rapport au  $M^{eme}$  mode  $TE_{M0}$  dans le petit guide.

### II.4.3.1 Exemple d'analyse d'une jonction plan-H

Dans cet exemple nous avons analysé une jonction symétrique dont les dimensions du grand guide sont 19.05x9.525mm et ceux du petit 14x9.525mm.

La figure II.4 montre une comparaison entre les résultats obtenus par l'application du raccordement modal et ceux de la simulation par un logiciel commercial (Ansoft HFSS), nous pouvons constater une très bonne concordance entre les deux courbes.



**Figure II.4** Réponse fréquentielle de la jonction plan-H de l'exemple.

### II.4.4 Cas d'une jonction sur le plan E

Comme nous l'avons fait pour la jonction plan-H, il est possible d'analyser la jonction plan-E en utilisant l'approche  $TE^x$  où il ne suffit de prendre en considération que les modes  $TE_{m0}$ . Les champs dans les deux côtés de la jonction peuvent être déduits en utilisant les fonctions génératrices et les équations de Maxwell. Pour un guide d'ondes rectangulaire nous avons dans le grand et le petit guide successivement:

$$A_x^I = \sum_{n=1}^N T_n^I \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_n}} \left(F_n^I e^{-jk_z^I z} - B_n^I e^{+jk_z^I z}\right) \quad (\text{II.77})$$

$$A_x^{II} = \sum_{m=1}^M T_m^{II} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{m\pi}{b-b_1}(y-b_1)\right)}{\sqrt{1+\delta_m}} \left(F_m^{II} e^{-jk_z^{II} z} - B_m^{II} e^{+jk_z^{II} z}\right) \quad (\text{II.78})$$

avec

$$k_z^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad \text{et} \quad k_z^{II} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{b_1}\right)^2} \quad (\text{II.79})$$

les composantes des champs E et H sont données par :

$$\vec{E} = \nabla \times \vec{A} \quad \text{et} \quad \vec{H} = \frac{j}{\omega\mu} \nabla \times \nabla \times \vec{A} \quad (\text{II.80})$$

où

$$\vec{A} = A_x \vec{e}_x \quad (\text{II.81})$$

En appliquant les conditions de continuité et les conditions aux limites, au niveau de la jonction, nous avons pour  $z = 0$  :

$$E_y^I = E_y^{II} \quad \text{si} \quad b_1 \leq y \leq b \quad (\text{II.82})$$

$$H_x^I = H_x^{II} \quad \text{si} \quad b_1 \leq y \leq b \quad (\text{II.83})$$

avec

$$E_y = \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad \text{et} \quad H_x = \frac{j}{\omega\mu} \left[ k_0^2 A_x + \frac{\partial^2}{\partial x^2} A_x \right] \quad (\text{II.84})$$

Comme pour la jonction plan-H, nous allons exploiter les relations trigonométriques (II.66), (II.67) et (II.68) appliquées à des équations sous forme de série de Fourier.

Pour appliquer l'équation (II.66) sur les équations (II.82) et (II.83), nous devons la multiplier par  $\cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right)$ , puis faire l'intégrale sur la surface où la condition de continuité est valable, nous aurons alors :

$$\frac{b}{2} T_m^I \frac{(F_m^I + B_m^I)}{\sqrt{1 + \delta_m}} = \sum_{n=1}^N \int_0^b T_m^{II} \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b-b_1}(y-b_1)\right) \frac{(F_n^{II} + B_n^{II})}{\sqrt{1 + \delta_n}} dx \quad (\text{II.85})$$

Pour le calcul de l'intégrale de l'équation (II.85) nous utiliserons l'équation (II.67).

L'équation (II.85) nous permet d'écrire les amplitudes des modes à l'entrée de la jonction  $F_m^I$  et  $B_m^I$  en fonction des amplitudes des modes à la sortie de la jonction  $F_n^{II}$  et  $B_n^{II}$  avec une matrice de répartition qu'on appellera  $L_E^{m,n}$  et  $L_H^{m,n}$  avec :

$$F_m^I + B_m^I = L_E^{m,n} (F_n^{II} + B_n^{II}) \quad (\text{II.86})$$

$$L_H^{m,n} (F_m^I - B_m^I) = F_n^{II} - B_n^{II} \quad (\text{II.87})$$

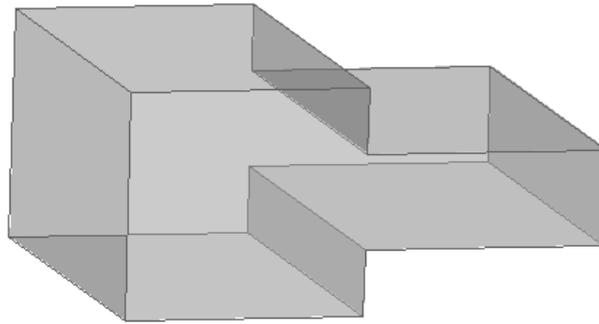
A partir des équations (II.86) et (II.87) nous pouvons calculer la matrice de répartition finale  $S$  :

$$S = \text{inv}(M_1) * M_2 \quad (\text{II.88})$$

$$\text{avec} \quad M_1 = \begin{bmatrix} I & -L_E^{m,n} \\ -L_H^{m,n} & -I \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad M_2 = \begin{bmatrix} -I & L_E^{m,n} \\ -L_H^{m,n} & -I \end{bmatrix} \quad (\text{II.89})$$

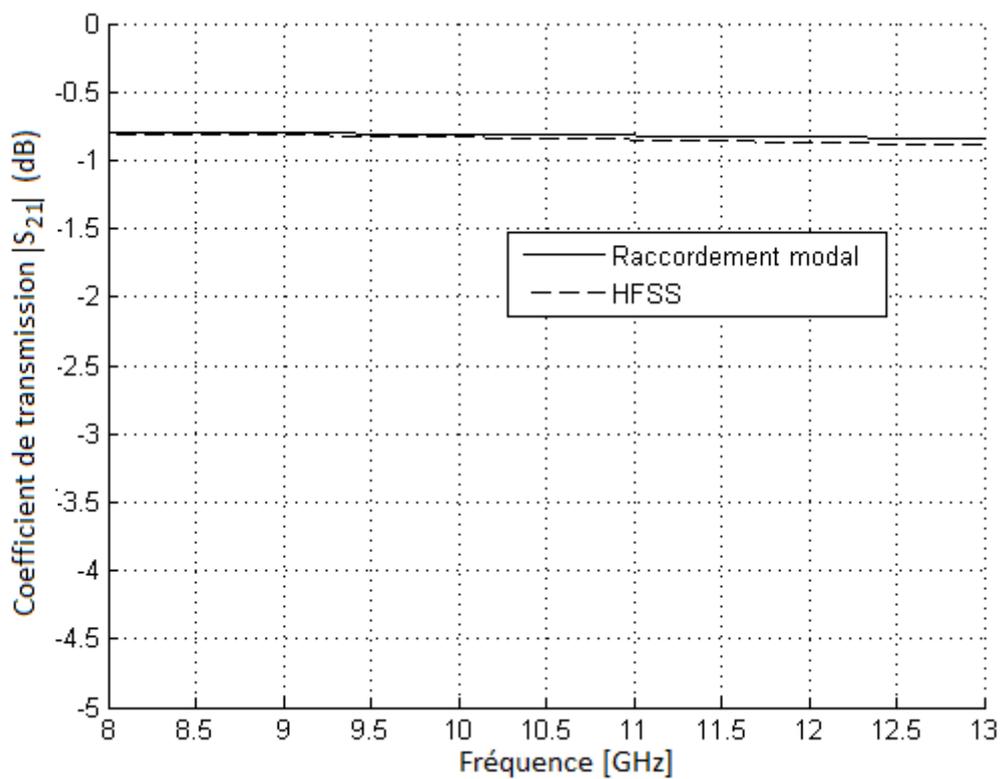
#### II.4.4.1 Exemple d'analyse d'une jonction plan E

Dans cet exemple, nous avons analysé une jonction symétrique dont les dimensions du grand guide sont 19.05x9.525mm et ceux du petit guide sont 19.05x4mm.



**Figure II.5** Jonction entre deux guides sur le plan-E.

La figure suivante montre une comparaison entre les résultats obtenus par l'application du raccordement modal et ceux de la simulation par HFSS, nous pouvons constater une très bonne concordance entre les deux courbes.



**Figure II.6** Réponse fréquentielle de la jonction plan E.

## II.5 Analyse du coude plan-H

Pour l'analyse du coude, nous divisons la structure en trois parties: le premier guide (partie I), le second (partie II) et la partie commune aux deux guides (partie III) comme le montre la figure II.7.

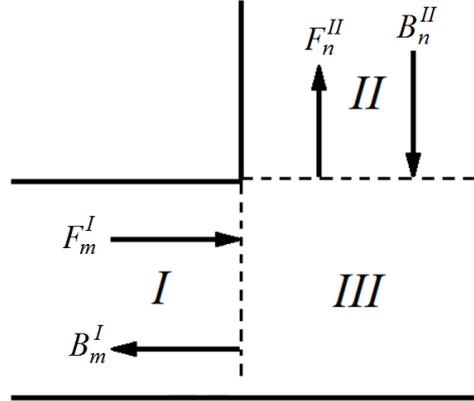


Figure II.7 Représentation d'un coude à 90°.

Par une application du principe de superposition, le champ dans cette dernière sera le total des champs des deux guides.

$$A^I = \sum_{m=1}^M T_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \left( F_m^I e^{-jk_m^I z} - B_m^I e^{+jk_m^I z} \right) \quad (\text{II.90})$$

$$A^{II} = \sum_{n=1}^N T_n^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a} z\right) \left( F_n^{II} e^{-jk_n^{II} (x-a)} - B_n^{II} e^{+jk_n^{II} (x-a)} \right) \quad (\text{II.91})$$

$$A^{III} = \sum_{m=1}^M C_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin(k_m^I (z-a)) + \sum_{n=1}^N C_n^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a} z\right) \sin(k_n^{II} x) \quad (\text{II.92})$$

En appliquant les conditions de continuité au niveau de la jonction nous avons:

$$F^I + B^I = D^I (F^I - B^I) + L^I (F^{II} - B^{II}) \quad (\text{II.93})$$

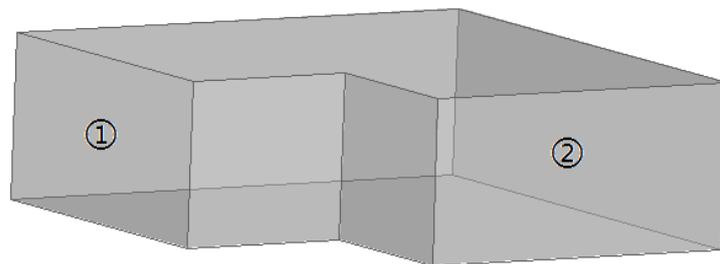
$$F^{II} + B^{II} = L^{II} (F^I - B^I) + D^{II} (F^{II} - B^{II}) \quad (\text{II.94})$$

$$\text{et } \begin{bmatrix} B^I \\ F^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \end{bmatrix} \quad (\text{II.95})$$

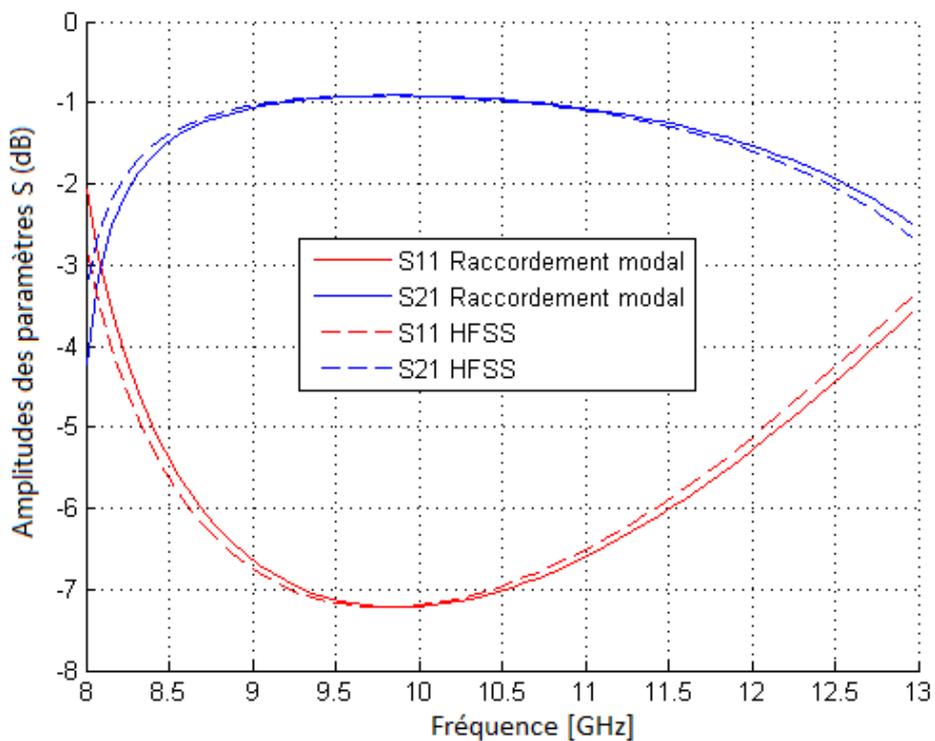
Après un développement algébrique du système constitué des équations (II.93) (II.94) et (II.95) nous avons:

$$[S] = inv \begin{bmatrix} I + D' & -L' \\ L'' & I - D'' \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} D' - I & -L'' \\ L'' & -D'' - I \end{bmatrix} \quad (II.96)$$

Un exemple de cette analyse est proposé pour vérifier sa fiabilité où il s'agit d'un coude à 90° constitué de deux guides identiques standards WR-75.



**Figure II.8** Coude en guides d'ondes sur le plan-H.



**Figure II.9** Réponse fréquentielle du coude plan-H.

## II.6 Analyse du coude plan-E

Comme pour le coude plan-H nous allons utiliser la même approche, avec comme unique différence les vecteurs potentiels  $A_x^I$ ,  $A_x^{II}$  et  $A_x^{III}$  qui sont donnés respectivement par :

$$A_x^I = \sum_{n=1}^N T_n^I \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_n}} \left(F_n^I e^{-jk_z^I z} - B_n^I e^{+jk_z^I z}\right) \quad (\text{II.97})$$

$$A_x^{II} = \sum_{m=1}^M T_m^{II} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{m\pi}{b-b_1} z\right)}{\sqrt{1+\delta_m}} \left(F_m^{II} e^{-jk_z^{II} (y-b)} - B_m^{II} e^{+jk_z^{II} (y-b)}\right) \quad (\text{II.98})$$

$$A_x^{III} = \sum_{m=1}^M C_m^I \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_n}} \cos(k^I (z-b)) + \sum_{n=1}^N C_m^{II} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} z\right)}{\sqrt{1+\delta_n}} \cos(k^{II} y) \quad (\text{II.99})$$

En appliquant les conditions de continuité au niveau de la jonction nous obtenons les mêmes équations que pour le coude plan H, la différence consiste dans les calculs des composantes  $D^{I,II}$  et  $L^{I,II}$  :

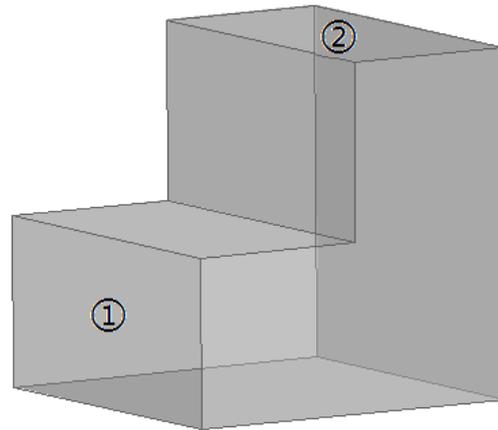
$$F^I + B^I = D^I (F^I - B^I) + L^I (F^{II} - B^{II}) \quad (\text{II.100})$$

$$F^{II} + B^{II} = L^{II} (F^I - B^I) + D^{II} (F^{II} - B^{II}) \quad (\text{II.101})$$

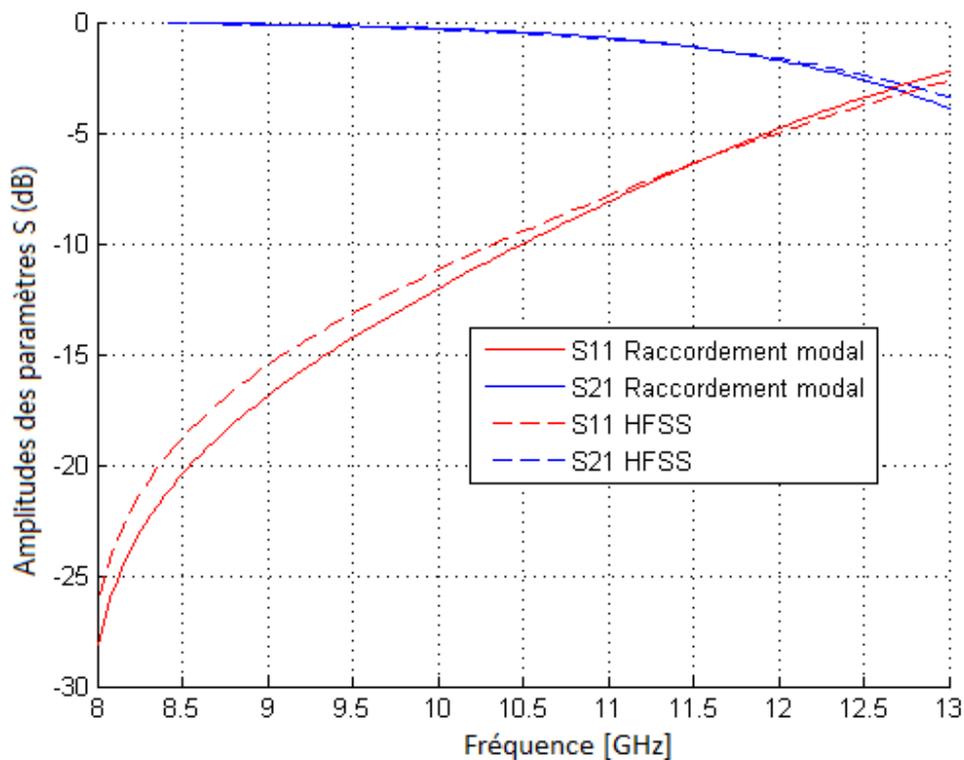
La matrice de répartition est donnée par la même équation que pour le coude plan H :

$$[S] = \text{inv} \begin{bmatrix} I + D^I & -L^I \\ L^{II} & I - D^{II} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} D^I - I & -L^{II} \\ L^I & -D^{II} - I \end{bmatrix} \quad (\text{II.102})$$

Un exemple d'un coude plan E est illustré sur la figure II.10 où il est constitué de deux guides identiques standards WR-75 disposés perpendiculairement, comme pour le premier exemple, pour nous assurer de la justesse de notre analyse, nous avons comparé nos résultats à ceux du simulateur HFSS :



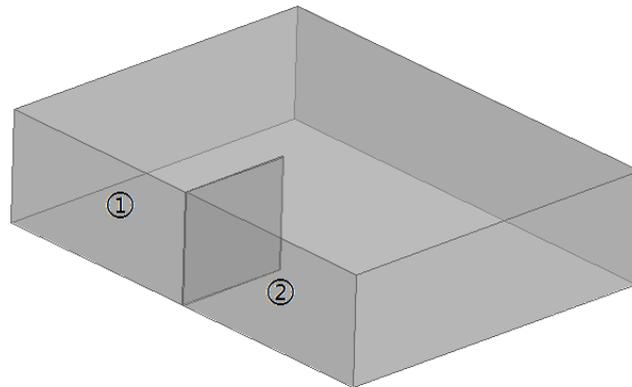
**Figure II.10** Coude en guides d'ondes sur le plan E.



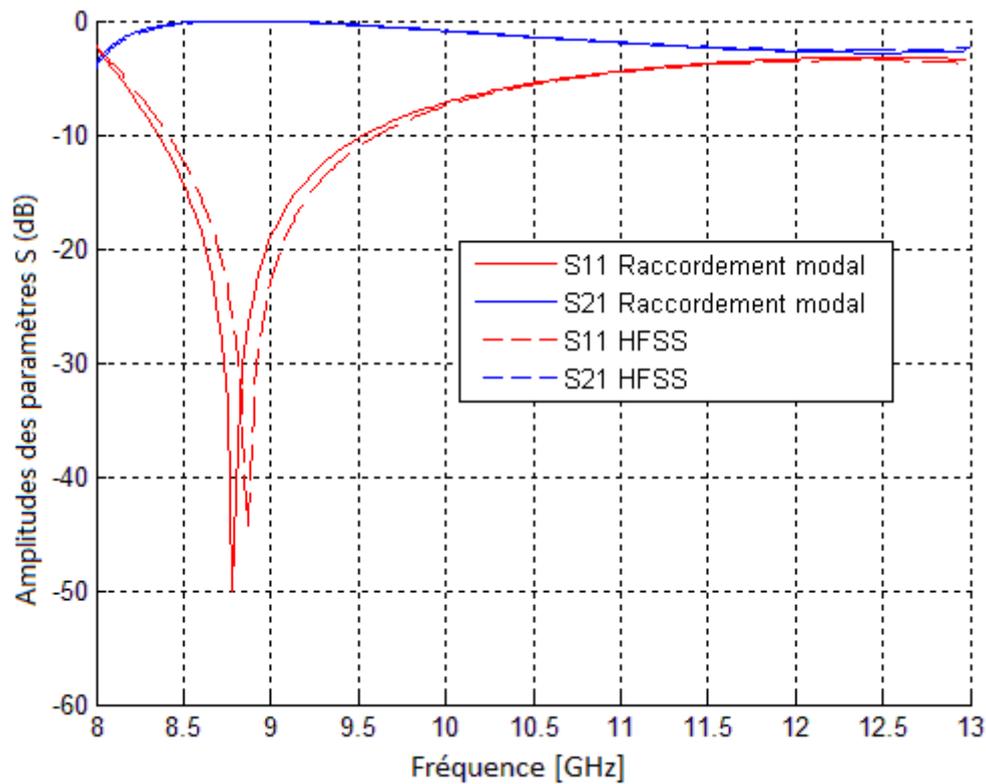
**Figure II.11** Réponse fréquentielle du coude plan E.

Deux coudes en guides d'ondes distincts peuvent être identifiés, les coudes à 90°( gauche) et les coudes à 270°( droite). Il suffit d'analyser un seul pour déduire l'autre, en changeant le centre des coordonnées, mais lorsque la structure à analyser contient ces deux coudes en même temps, le sens de ces derniers doit être pris en considération. Les exemples suivants illustrent les deux possibilités.

Le premier cas sur la figure II.12 montre une succession de deux coudes du même genre à partir de guide standard WR-75, elle est suivie de sa réponse fréquentielle sur la figure II.13.

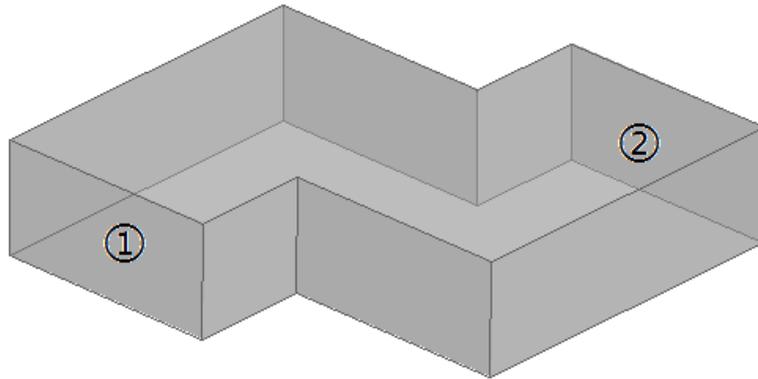


**Figure II.12** Succession de deux coudes du même type.

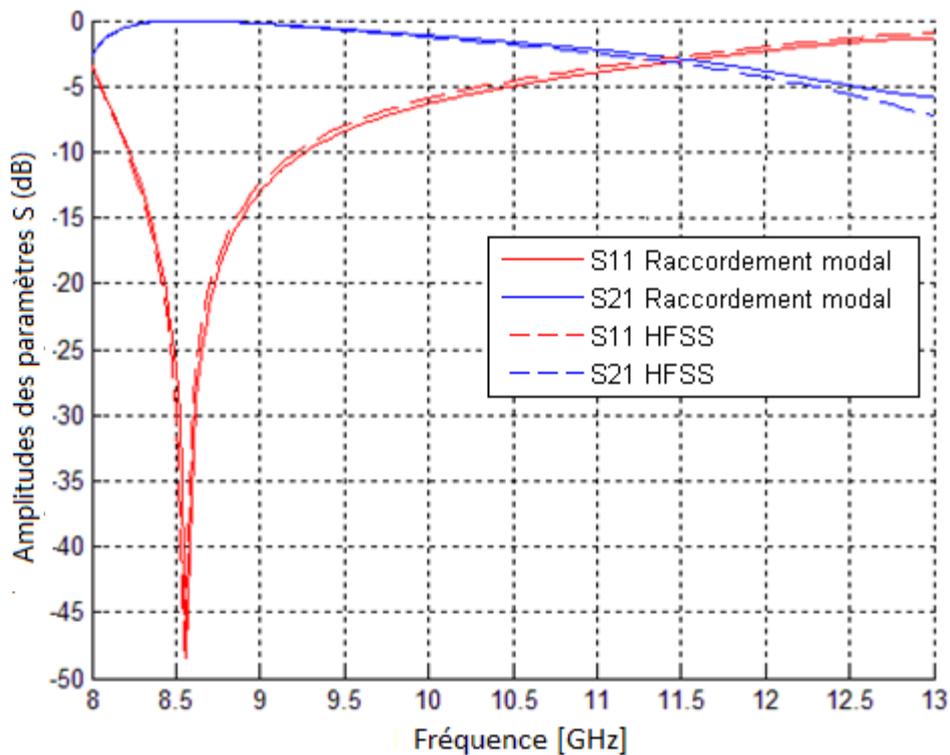


**Figure II.13** Réponse fréquentielle de la succession de deux coudes du même type.

Le deuxième cas sur la figure II.14 montre une succession de deux coudes de sens différents, à partir du guide standard WR-75, elle est suivie de sa réponse fréquentielle sur la figure II.15.



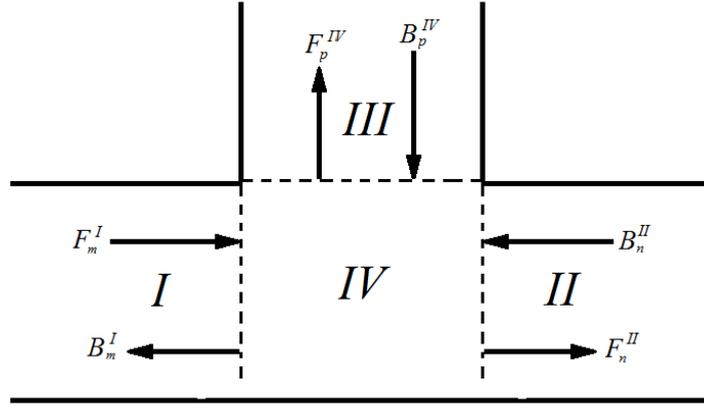
**Figure II.14** Succession de deux coudes de types différents.



**Figure II.15** Réponse fréquentielle de la succession de deux coudes de types différents.

### II.7 Analyse de la jonction T plan H

Pour analyser la jonction T plan-H, nous avons utilisé la même technique utilisée avec le coude plan-H, en ajoutant un troisième port et la région résonnante est formée par trois parois conductrices (ligne discontinue sur la figure II.16) [1], [2].


**Figure II.16** Représentation d'une jonction T.

Dans les quatre régions les vecteurs potentiels sont donnés par :

$$A^I = \sum_{m=1}^M T_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \left( F_m^I e^{-jk_m^I z} - B_m^I e^{+jk_m^I z} \right) \quad (\text{II.103})$$

$$A^{II} = \sum_{n=1}^N T_n^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \left( F_n^{II} e^{-jk_n^{II} (z-a)} - B_n^{II} e^{+jk_n^{II} (z-a)} \right) \quad (\text{II.104})$$

$$A^{III} = \sum_{p=1}^P T_p^{III} \sin\left(\frac{p\pi}{a} z\right) \left( F_p^{III} e^{-jk_p^{III} (x-a)} - B_p^{III} e^{+jk_p^{III} (x-a)} \right) \quad (\text{II.105})$$

$$A^{IV} = \sum_{m=1}^M C_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin(k_m^I (z-a)) + \sum_{n=1}^N C_n^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \sin(k_n^{II} z) + \sum_{p=1}^P C_p^{III} \sin\left(\frac{p\pi}{a} z\right) \sin(k_p^{III} x) \quad (\text{II.106})$$

En appliquant les conditions de continuité au niveau des jonctions nous obtenons :

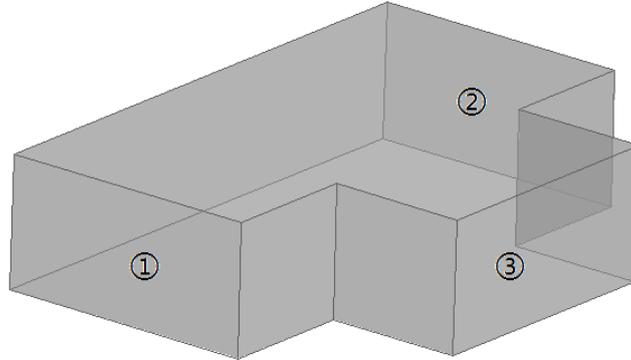
$$F^I + B^I = D^I (F^I - B^I) + L^{I,II} (F^{II} - B^{II}) + L^{I,III} (F^{III} - B^{III}) \quad (\text{II.107})$$

$$F^{II} + B^{II} = L^{II,I} (F^I - B^I) + D^{II} (F^{II} - B^{II}) + L^{II,III} (F^{III} - B^{III}) \quad (\text{II.108})$$

$$F^{III} + B^{III} = L^{III,I} (F^I - B^I) + L^{III,II} (F^{II} - B^{II}) + D^{III} (F^{III} - B^{III}) \quad (\text{II.109})$$

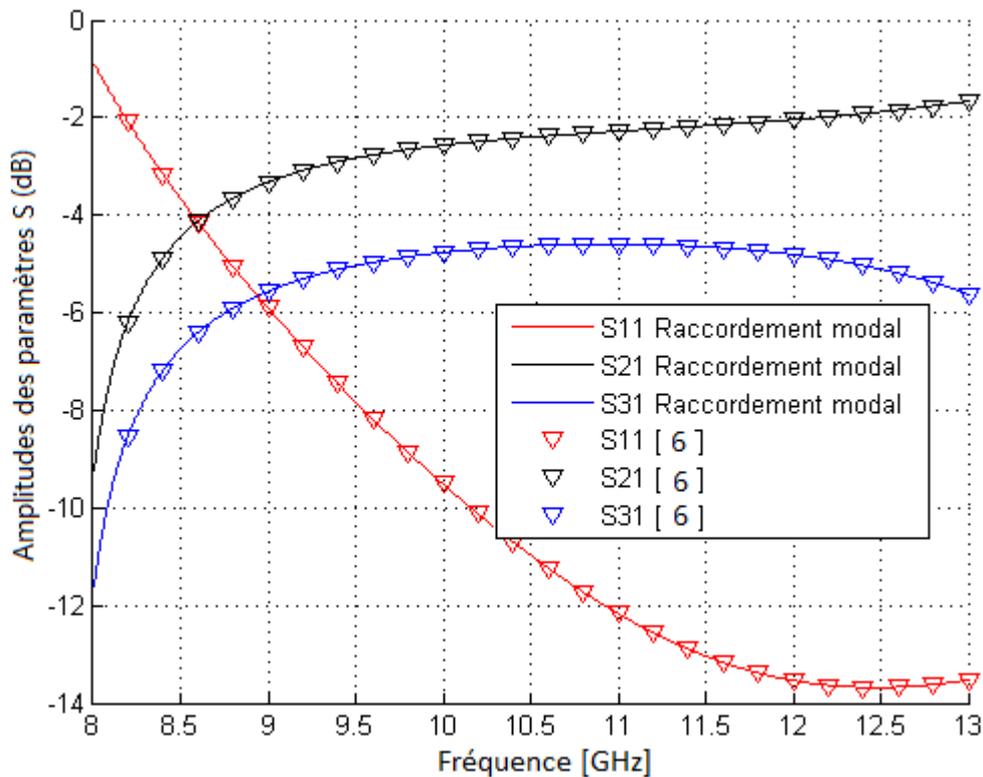
Comme pour la jonction et le coude, nous avons pu déduire le produit vectoriel pour simplifier le calcul de la matrice de répartition S pour la jonction T, ce dernier nous sera d'une grande aide pour la simulation des structures complexes.

$$[S] = \text{inv} \begin{bmatrix} I + D^I & -L^{I,II} & -L^{I,III} \\ L^{II,I} & I - D^{II} & -L^{II,III} \\ -L^{III,I} & -L^{III,II} & I - D^{III} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} D^I - I & -L^{I,II} & -L^{I,III} \\ L^{II,I} & -D^{II} - I & -L^{II,III} \\ -L^{III,I} & -L^{III,II} & -I - D^{III} \end{bmatrix} \quad (\text{II.110})$$



**Figure II.17** Jonction T sur le plan-H.

De la figure II.18 nous pouvons constater une parfaite superposition entre les résultats de l'analyse par raccordement modal et ceux proposés dans la référence [6].



**Figure II.18** Réponse fréquentielle de la jonction T sur le plan H [6].

## II.8 Jonction T plan-E

Pour analyser la jonction T plan E, nous avons utilisé la même technique utilisée avec le coude plan E, en ajoutant un troisième port :

$$A_x^I = \sum_{n=1}^N T_n^I \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_n}} \left(F_n^I e^{-jk_z^I z} - B_n^I e^{+jk_z^I z}\right) \quad (\text{II.111})$$

$$A_x^{II} = \sum_{m=0}^M T_m^{II} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{m\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_m}} \left(F_m^{II} e^{-jk_z^{II}(z-b)} - B_m^{II} e^{+jk_z^{II}(z-b)}\right) \quad (\text{II.112})$$

$$A_x^{III} = \sum_{p=0}^P T_p^{III} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{p\pi}{b} z\right)}{\sqrt{1+\delta_p}} \left(F_p^{III} e^{-jk_y^{III}(y-b)} - B_p^{III} e^{+jk_y^{III}(y-b)}\right) \quad (\text{II.113})$$

$$A_x^{IV} = \sum_{n=1}^N C_n^I \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_n}} \cos(k_z^I(z-b)) + \sum_{m=0}^M C_m^{II} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{m\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_m}} \cos(k_z^{II} z) +$$

$$\sum_{p=1}^P C_p^{III} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{p\pi}{b} z\right)}{\sqrt{1+\delta_p}} \cos(k_y^{III} y) \quad (\text{II.114})$$

En appliquant les conditions de continuité au niveau des jonctions, nous obtenons les mêmes équations que pour la jonction T plan H, la différence consiste dans les calculs des composantes  $D^{I,II,III}$  et  $L^{I,II,III}$  :

$$F^I + B^I = D^I(F^I - B^I) + L^{I,II}(F^{II} - B^{II}) + L^{I,III}(F^{III} - B^{III}) \quad (\text{II.115})$$

$$F^{II} + B^{II} = L^{II,I}(F^I - B^I) + D^{II}(F^{II} - B^{II}) + L^{II,III}(F^{III} - B^{III}) \quad (\text{II.116})$$

$$F^{III} + B^{III} = L^{III,I}(F^I - B^I) + L^{III,II}(F^{II} - B^{II}) + D^{III}(F^{III} - B^{III}) \quad (\text{II.117})$$

L'expression de la matrice de répartition reste la même que pour le T plan H :

$$[S] = \text{inv} \begin{bmatrix} I + D^I & -L^{I,II} & -L^{I,III} \\ L^{II,I} & I - D^{II} & -L^{II,III} \\ -L^{III,I} & -L^{III,II} & I - D^{III} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} D^I - I & -L^{I,II} & -L^{I,III} \\ L^{II,I} & -D^{II} - I & -L^{II,III} \\ -L^{III,I} & -L^{III,II} & -I - D^{III} \end{bmatrix} \quad (\text{II.118})$$

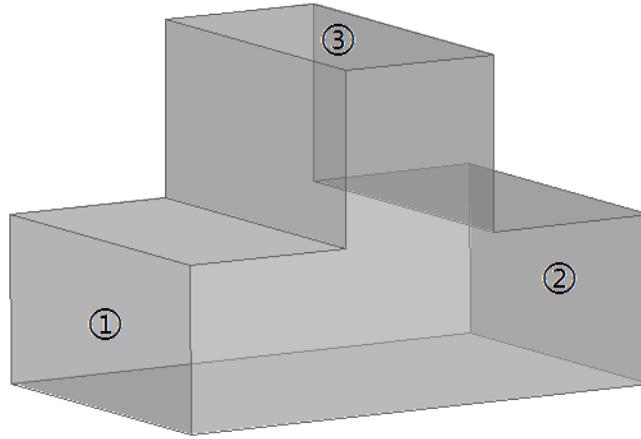


Figure II.19 Jonction T sur le plan-E.

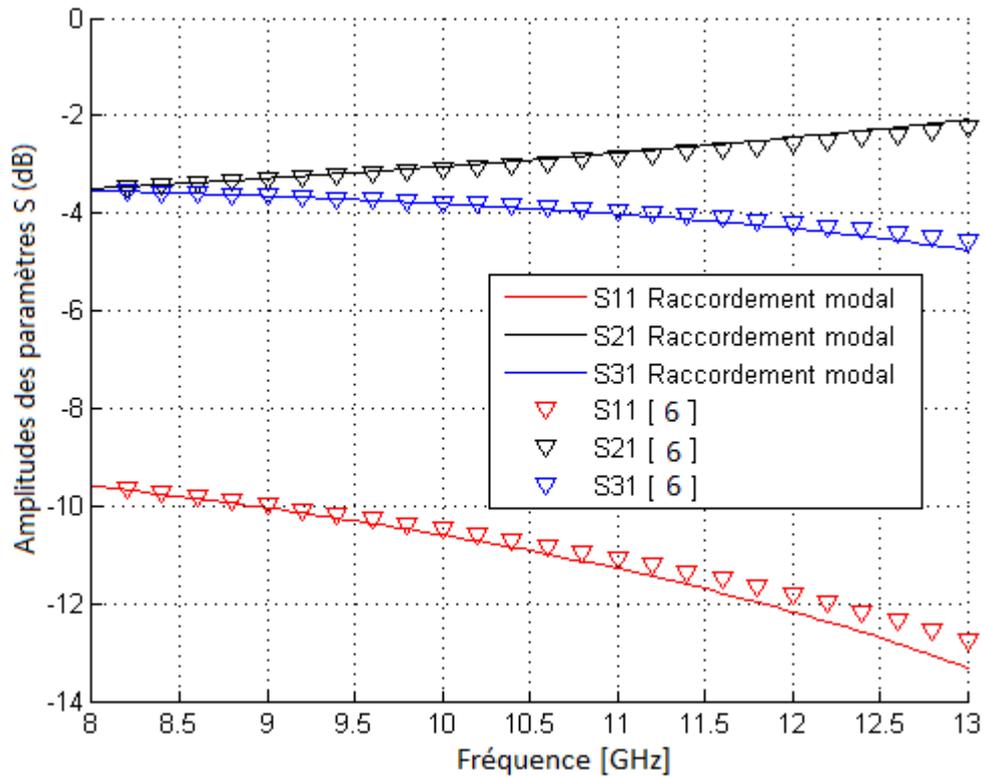


Figure II.20 Réponse fréquentielle de la jonction T sur le plan E [6].

## II.9 Analyse des structures complexes par la méthode de segmentation

Lorsqu'il s'agit d'analyser une structure complexe (par complexe, on désigne les structures passives, planaire ou en guides d'ondes, avec un ou plusieurs ports d'entrée/sortie) plusieurs techniques sont utilisées avec plus ou moins de succès. Pour cela, une méthode d'analyse par segmentation, combinée à la technique de raccordement modal, (qui consiste à fragmenter la structure complexe en plusieurs structures élémentaires, analyser chaque structure séparément puis créer un réseau constitué de ces dernières, interconnectées entre elles), est utilisée.

Après la segmentation de la structure, deux types de ports sont distingués. Les ports externes sont les ports qui existaient déjà avant la segmentation et qui représentent les ports entrée/sortie de la structure à analyser et les ports internes, qui délimitent chaque structure élémentaire.

Le problème de l'analyse se résume donc à trouver la matrice d'interface qui relie les ports internes entre eux, en utilisant les conditions de continuités, à trouver la matrice générale qui déterminera le rapport entre chaque port de la structure (interne et externe), puis à déduire la matrice finale qui considère la structure comme une boîte noire avec des ports d'entrée/sortie [7].

## II.10 Matrice d'interface

Déterminer la matrice d'interface revient à traduire un réseau de segments reliés en une matrice de répartition  $S_N$ . Nous donnons ci-dessous un exemple pour illustrer ce principe.

Considérons la structure à deux ports entrée/sortie E/S représentée sur la figure II.21 (a). Pour analyser cette structure, nous la fragmentons en trois parties figure II.21 (b) et cette segmentation créera quatre autres ports représentés en pointillés sur la figure II.21 (c). Ces derniers sont les ports internes, dénotés par  $C_n$  et les ports externes sont repérés par ( $P_n$ ). Nous traitons ce réseau en utilisant les matrices impédances ou admittances suivant que les segments sont connectés en série ou en parallèle. Pour des configurations complexes, l'utilisation des matrices de répartition S est la plus adéquate.

Il faut noter aussi que dans chaque port, qu'il soit interne ou externe, nous avons une onde incidente et une réfléchie; cette onde elle même est la superposition de plusieurs modes de propagation et chaque mode a sa propre amplitude. Ces amplitudes sont présentées sous

forme vectorielle qu'on dénotera  $P_n^+$  et  $C_n^+$  pour les ondes incidentes dans les ports externes et internes respectivement, et  $P_n^-$  et  $C_n^-$  pour les ondes réfléchies dans les ports externes et internes respectivement.

La matrice de répartition générale  $S_N$  est une matrice qui prend en considération non seulement les ports externes mais aussi les ports internes, donc si on a  $P$  ports externes et  $C$  ports internes, la taille de cette dernière sera  $(P+C)^2$ , et peut être écrite de la manière suivante [8][9]:

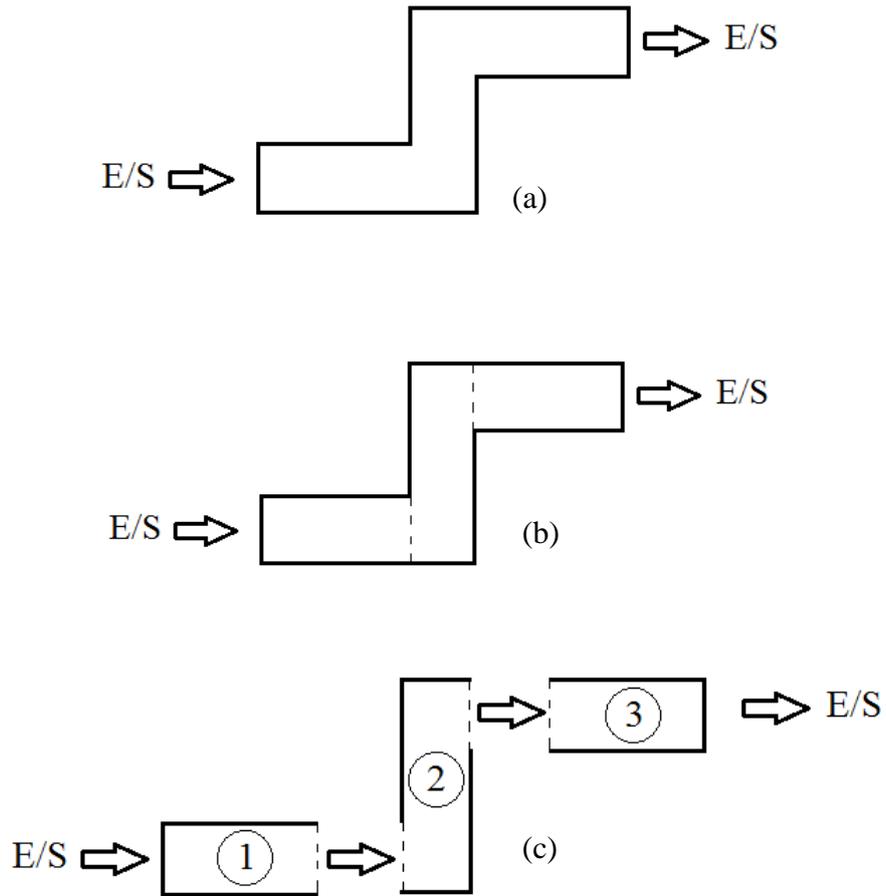
$$\begin{bmatrix} P_1^- \\ \vdots \\ P_m^- \\ C_n^- \\ \vdots \\ C_n^- \end{bmatrix} = [S_N] \begin{bmatrix} P_1^+ \\ \vdots \\ P_m^+ \\ C_n^+ \\ \vdots \\ C_n^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.119})$$

de façon plus simplifiée en termes de vecteurs et matrices elle est exprimée comme suit:

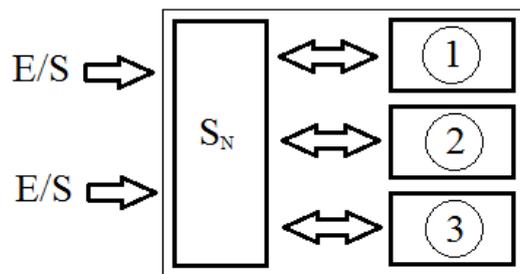
$$\begin{bmatrix} P_n^- \\ C_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{PP} & S_{PC} \\ S_{CP} & S_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_n^+ \\ C_n^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.120})$$

Où  $S_{PP}$  est une sous-matrice de la taille  $(P \times P)$ ,  $S_{PC}$  est de la taille  $(P \times C)$ ,  $S_{CP}$  est de la taille  $(C \times P)$ , et  $S_{CC}$  est de la taille  $(C \times C)$ .

Après la détermination des ports internes, l'étape suivante consiste à déduire la matrice de connexion  $\Gamma$  dont tous les éléments sont nuls à l'exception des ports adjacents où l'élément prend la valeur 1.



**Figure II.21** Représentation des étapes de la segmentation.



**Figure II.22** Ports externes de la structure après la segmentation.

Les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies sont en relation entre elles via la matrice de connexion  $\Gamma$  où:

$$C_n^- = \Gamma C_n^+ \tag{II.121}$$

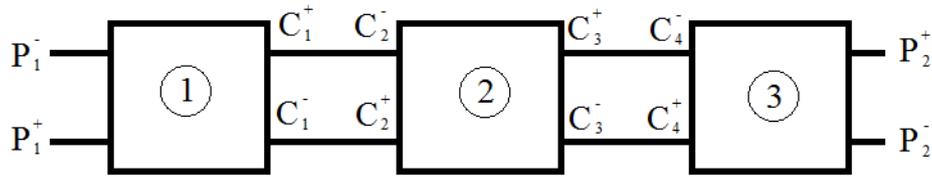
Puisque la matrice finale ne prend en considération que les ports externes et traite la structure telle une boîte noire, nous pouvons écrire:

$$P_n^- = S_p P_n^+ \quad (\text{II.122})$$

Nous pouvons la calculer à partir des équations (II.120), (II.121) et (II.122). Elle est donnée par l'équation (II.123).

$$[S_p] = [S_{pp} + S_{pc} [\Gamma - S_{cc}]^{-1} S_{cp}] \quad (\text{II.123})$$

Pour appliquer l'équation (II.123) à l'exemple proposé, nous le présentons sous forme de quadripôles sur la figure II.23.



**Figure II.23** Représentation matricielle de la structure.

Les matrices des trois quadripôles sont données par :

$$\begin{bmatrix} P_1^- \\ C_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^1 & S_{12}^1 \\ S_{21}^1 & S_{22}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1^+ \\ C_1^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.124})$$

$$\begin{bmatrix} C_2^- \\ C_3^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^2 & S_{12}^2 \\ S_{21}^2 & S_{22}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_2^+ \\ C_3^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.125})$$

$$\begin{bmatrix} C_4^- \\ P_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^3 & S_{12}^3 \\ S_{21}^3 & S_{22}^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_4^+ \\ P_2^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.126})$$

La matrice générale  $S_N$  globale s'exprimera comme suit:

$$\begin{bmatrix} P_1^- \\ P_2^- \\ C_1^- \\ C_2^- \\ C_3^- \\ C_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^1 & O & S_{12}^1 & O & O & O \\ O & S_{22}^3 & O & O & O & S_{21}^3 \\ S_{21}^1 & O & S_{22}^1 & O & O & O \\ O & O & O & S_{11}^2 & S_{12}^2 & O \\ O & O & O & S_{21}^2 & S_{22}^2 & O \\ O & S_{12}^3 & O & O & O & S_{11}^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1^+ \\ P_2^+ \\ C_1^+ \\ C_2^+ \\ C_3^+ \\ C_4^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.127})$$

A partir de cette matrice générale, nous pouvons déduire les sous-matrices  $S_{PP}$ ,  $S_{PC}$ ,  $S_{CP}$  et  $S_{CC}$  :

$$S_{PP} = \begin{bmatrix} S_{11}^1 & O \\ O & S_{22}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.128})$$

$$S_{PC} = \begin{bmatrix} S_{12}^1 & O & O & O \\ O & O & O & S_{21}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.129})$$

$$S_{CP} = \begin{bmatrix} S_{21}^1 & O \\ O & O \\ O & O \\ O & S_{12}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.130})$$

$$S_{CC} = \begin{bmatrix} S_{22}^1 & O & O & O \\ O & S_{11}^2 & S_{12}^2 & O \\ O & S_{21}^2 & S_{22}^2 & O \\ O & O & O & S_{11}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.131})$$

Pour écrire la matrice de connexion  $\Gamma$ , il suffit d'établir les égalités apparentes à partir du schéma de segmentation:

$$C_1^+ = C_2^-, C_1^- = C_2^+, C_3^- = C_4^+ \text{ et } C_3^+ = C_4^- \quad (\text{II.132})$$

Puis les mettre sous forme de matrice dans le même ordre choisi dans la matrice générale.

$$\begin{bmatrix} C_1^- \\ C_2^- \\ C_3^- \\ C_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O & I & O & O \\ I & O & O & O \\ O & O & O & I \\ O & O & I & O \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1^+ \\ C_2^+ \\ C_3^+ \\ C_4^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.133})$$

donc

$$\Gamma = \begin{bmatrix} O & I & O & O \\ I & O & O & O \\ O & O & O & I \\ O & O & I & O \end{bmatrix} \quad (\text{II.134})$$

Où  $I$  et  $O$  sont la matrice identité et la matrice nulle respectivement.

La matrice finale peut être déduite du fait que tous les éléments de l'équation (II.123) sont déterminés.

## II.11 Exemples d'application de la méthode de segmentation

### II.11.1 Structure 1

Le premier exemple est le filtre passe-bande en guides d'ondes rectangulaires constitués de sept (7) iris résonants proposé par Chen [10]. Nous avons porté notre choix sur cet exemple pour deux raisons principales :

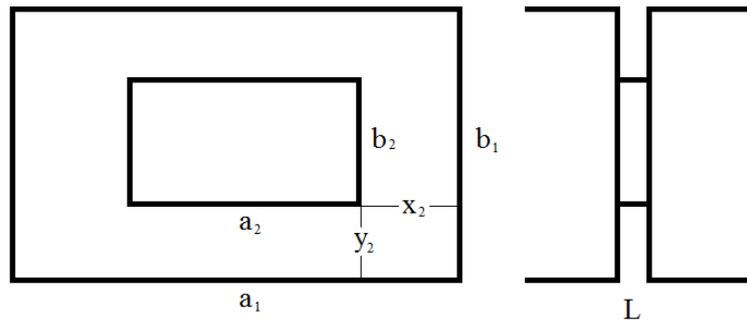
- Ce type de filtre est le cas de figure le plus simple en guides d'ondes rectangulaires, où toutes les cavités et les iris sont disposés sur l'axe de propagation. L'étude des iris nécessite une analyse rigoureuse par modes TE-TM (et avec une erreur minime pour une analyse  $TE^x$ ).
- L'analyse de ce filtre, nous permet d'illustrer clairement l'application de la technique de segmentation.

En effet, nous procédons à la segmentation du filtre comme suit. Nous disposons de deux types de segments, les iris et les cavités. L'iris lui même est une substructure constituée de deux jonctions entre deux guides de sections droites différentes, espacées par un tronçon du petit guide qui est l'épaisseur de l'iris.

Dans cet exemple et dans toute la suite de notre travail nous considérons l'iris comme un seul élément. Il sera analysé par un sous-programme ou une fonction qui donnera sa matrice de répartition en fonction des dimensions, de la fréquence et du nombre de modes pris en considération.

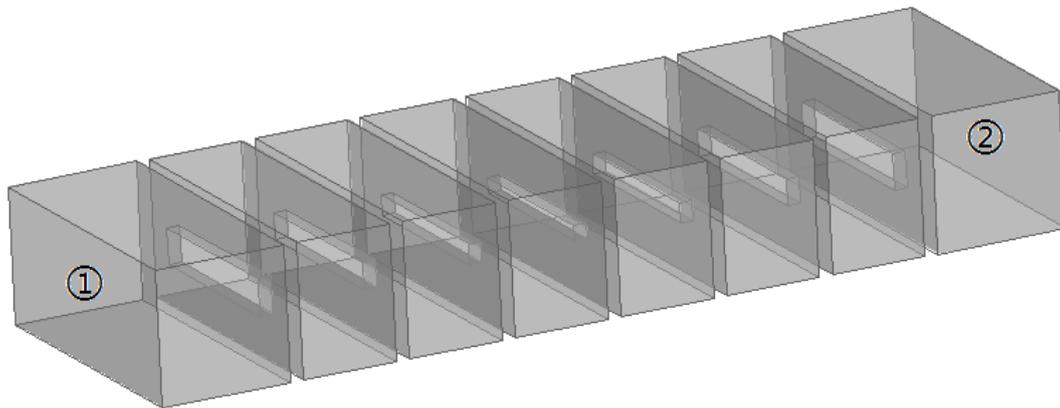
Il sera présenté sous la forme suivante:

$$S = iris(a1, b1, a2, b2, x2, y2, L, M, f) \quad (II.135)$$



**Figure II.24** Dimensions d'un iris.

Où  $a_1$ ,  $b_1$ , et  $a_2$  et  $b_2$  sont les dimensions du grand guide et de l'iris respectivement,  $x_2$  et  $y_2$  sont les coordonnées de positionnement de l'iris,  $L$  est l'épaisseur de l'iris,  $M$  est la taille de matrice de répartition et  $f$  la fréquence à laquelle la matrice est calculée.

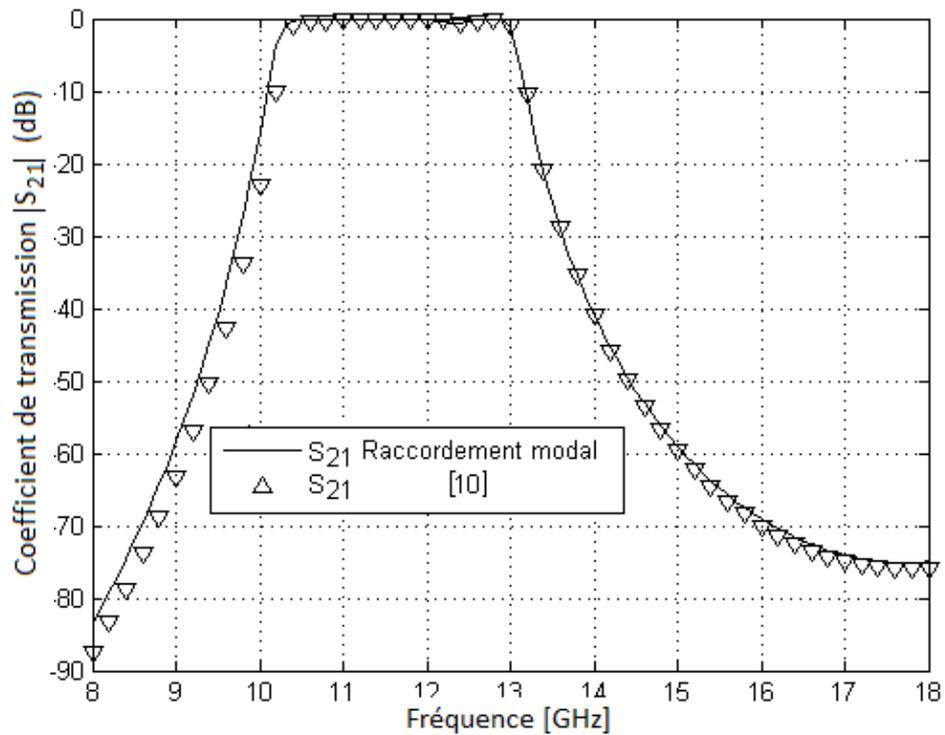


**Figure II.25** Filtre proposé dans [10].

Puisque la structure est d'une configuration symétrique, il est possible d'analyser une seule moitié puis faire la jonction entre les deux demi-structures pour analyser le filtre. Ceci simplifiera l'analyse et réduira le temps de calcul. La matrice d'interface et les sous-matrices de la segmentation sont données ci-dessous:



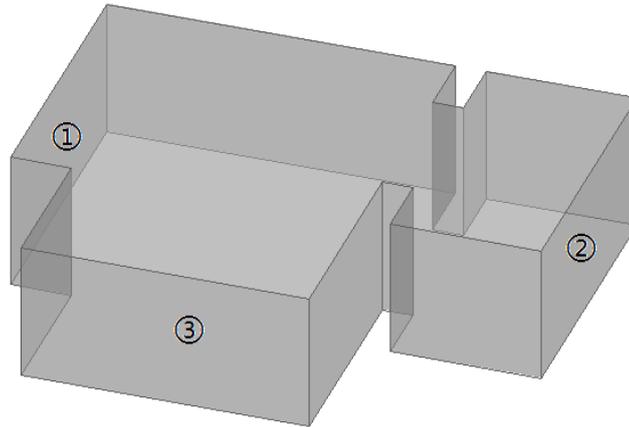
Les résultats de l'analyse par la méthode hybride (raccordement modal et segmentation) et ceux des mesures présentées dans [10] sont illustrés sur la figure II.26.



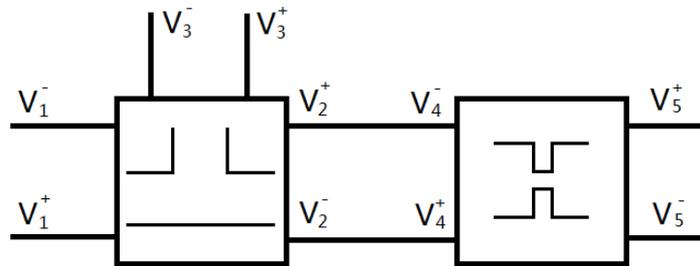
**Figure II.26** Réponse fréquentielle du Filtre proposé dans [10].

### II.11.2 Structure 2

Dans le deuxième exemple, nous avons analysé une structure relativement simple qui comporte deux types d'éléments de base que nous avons vus dans la 1ère partie du chapitre (cette structure est constituée d'une jonction T et d'un iris inductif), puis nous l'avons simulée sur HFSS pour comparer les résultats.



**Figure II.27** Structure constituée d'une jonction T et d'un iris plan H.



**Figure II.28** Représentation matricielle de la structure 2.

Les matrices de la jonction T et de l'iris sont données :

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^T & S_{12}^T & S_{13}^T \\ S_{21}^T & S_{22}^T & S_{23}^T \\ S_{31}^T & S_{32}^T & S_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.141})$$

$$\begin{bmatrix} V_4^- \\ V_5^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4^+ \\ V_5^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.142})$$

La matrice générale est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_3^- \\ V_5^- \\ V_2^- \\ V_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^T & S_{13}^T & O & S_{12}^T & O \\ S_{31}^T & S_{33}^T & O & S_{32}^T & O \\ O & O & S_{22}^i & O & S_{21}^i \\ S_{21}^T & S_{23}^T & O & S_{22}^T & O \\ O & O & S_{12}^T & O & S_{11}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_3^+ \\ V_5^+ \\ V_2^+ \\ V_4^+ \end{bmatrix} \quad (\text{II.143})$$

Les sous-matrices sont alors déduites :

$$S_{PP} = \begin{bmatrix} S_{11}^T & S_{13}^T & O \\ S_{31}^T & S_{33}^T & O \\ O & O & S_{22}^i \end{bmatrix} \quad (\text{II.144})$$

$$S_{PC} = \begin{bmatrix} S_{12}^T & O \\ S_{32}^T & O \\ O & S_{21}^i \end{bmatrix} \quad (\text{II.145})$$

$$S_{CP} = \begin{bmatrix} S_{21}^T & S_{23}^T & O \\ O & O & S_{12}^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.146})$$

$$S_{CC} = \begin{bmatrix} S_{22}^T & O \\ O & S_{11}^i \end{bmatrix} \quad (\text{II.147})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} O & I \\ I & O \end{bmatrix} \quad (\text{II.148})$$

Les résultats de l'analyse par la méthode hybride et ceux du simulateur HFSS sont illustrés sur la figure II.29.

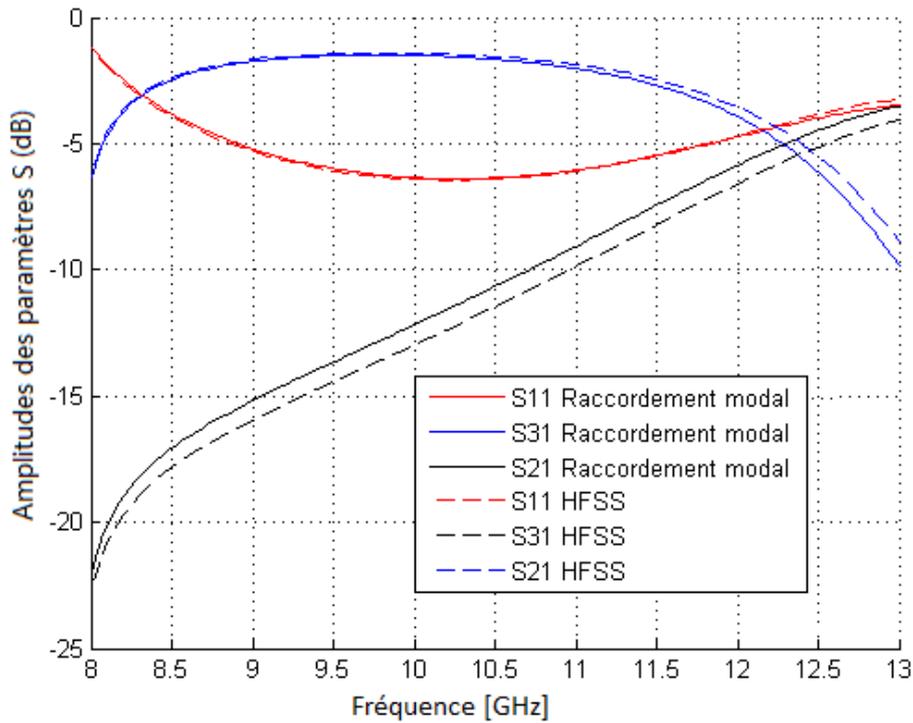
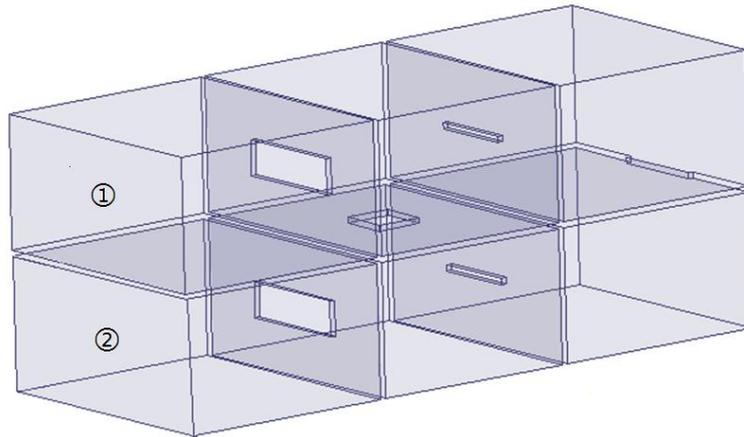


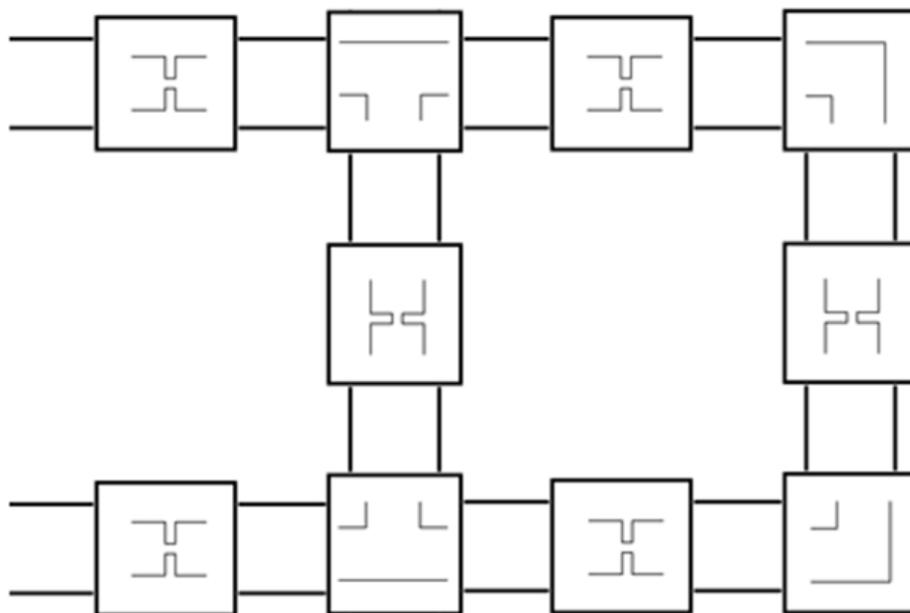
Figure II.29 Réponse fréquentielle de la structure 2.

### II.11.3 Structure 3

Dans le troisième exemple, nous avons analysé une structure relativement complexe qui comporte plusieurs éléments de base que nous avons vus dans la première partie du chapitre. Cette structure est un filtre passe-bande proposé dans [11] (figure II.30). Nous avons comparé les résultats de la simulation par la méthode de raccordement modal et les mesures présentées dans la référence [11].



**Figure II.30** Filtre proposé dans [11].



**Figure II.31** Représentation de la segmentation du filtre de [11].

Les résultats de l'analyse par la méthode hybride et ceux des mesures présentées dans [11] sont illustrés sur la figure II.32.

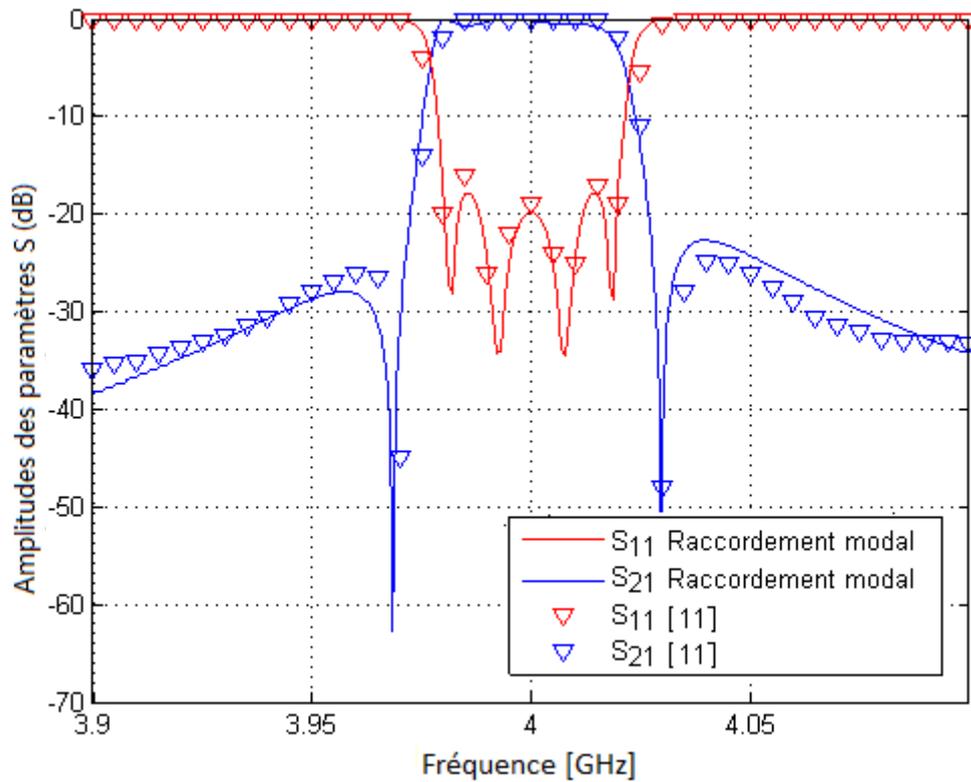


Figure II.32 Réponse fréquentielle du Filtre proposé dans [11].

## II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, afin d'analyser les filtres en guides d'ondes, nous avons d'abord utilisé la méthode de raccordement modal pour étudier le comportement du champ électromagnétique à l'intérieur des guides d'ondes en présence de différents types d'obstacles (cette méthode est réputée pour sa robustesse et sa fiabilité en particulier lorsqu'elle est appliquée aux guides d'ondes). Une fois les structures de base et les discontinuités en guides d'ondes analysées, nous avons utilisé la méthode de segmentation pour l'analyse de dispositifs relativement complexes constitués de ces structures de base. Pour nous assurer de la bonne implémentation de la méthode, nous avons comparé avec succès les résultats obtenus avec ceux de la littérature et ceux simulés par utilisation de HFSS.

## Références Bibliographiques du Chapitre II

- [1] A. Wexler, Solution of Waveguide Discontinuities by Modal Analysis, Phys. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, MTT-15, No 9, September 1967.
- [2] H. Patzelt et F. Arndt, Double-Plane Steps in Rectangular Waveguides and their Application for Transformers, Irises, and Filters, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, MTT-30, No 5, May1982.
- [3] D. M. Pozar, Microwave Engineering, JohnWiley & Sons, Inc. 2012.
- [4] J. Bornemann, R. Vahldieck, Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using a Modified TEx Mode Approach, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. MTT-38, No 12, December 1990.
- [5] T. Sieverding and F. Arndt, Field theoretical CAD of open or aperture matched T-junction coupled rectangular waveguide structures. IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, MTT- 40, No 2, February 1992, pp 353-362.
- [6] R. H. MacPhie et Ke-Li Wu, Full-Wave Modal Analysis of Arbitrarily Shaped Waveguide Discontinuities Using the Finite Plane-Wave Series Expansion, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, MTT- 47, No 2, February 1999.
- [7] V.A. Monaco, and P. Tiberio, Computer-Aided Analysis of Microwave Circuits, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-22, No 3, March 1974, pp. 249-263.
- [8] T. Okoshi, Y. Uehara, and T. Takeuchi, The Segmentation Method-An Approach to the Analysis of Microwave Planar Circuits, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, October 1976.
- [9] R. Chad, and K. C. Gupta, Segmentation Method Using Impedance Matrices for Analysis of Planar Microwave Circuits, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-29, No 1, January 1981, pp 71-74.
- [10] T.S. Chen, Characteristics of waveguide resonant iris filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-15, No 4, April 1967, pp 260-262.

[11] T. Shen, H.T Hsu, K.A. Zaki, A.E. Atia, and T.G. Dolan, "Full-Wave Design of Canonical Waveguide Filters by Optimization," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-51, No 2, February 2003, pp 533-552.

CHAPITRE III

Application de

l'Optimisation à la

synthèse de Filtres en

Guides d'Ondes

Rectangulaires

### III.1 Introduction

Nous avons montré dans le deuxième chapitre qu'il était possible de calculer le couplage entre chaque mode avec une grande précision et que les résultats des simulations des circuits équivalents satisfaisaient largement les cahiers des charges préalablement déterminés. Nous avons également adopté une méthode qui permettait de traduire ces paramètres de couplage en une structure en guides d'ondes en introduisant des obstacles de différentes formes pour créer des inverseurs et des cavités résonnantes. Mais une fois la structure du filtre obtenue, sa réponse fréquentielle ne répondait pas exactement à nos objectifs. Ceci est dû essentiellement au circuit équivalent qui est sensé reproduire le comportement naturel des ondes électromagnétiques à l'intérieur des guides d'ondes, ce qui représente un grand défi de la synthèse des filtres. Cependant, les circuits équivalents adoptés ne sont approximatifs pour satisfaire au mieux les spécificités recherchées que dans une bande de fréquences étroite. Cette différence entre le résultat de la synthèse et les objectifs soulignés nous laisse croire qu'il est très difficile voir impossible de créer un modèle représenté sous forme de circuit équivalent, pouvant reproduire le comportement des ondes électromagnétiques à l'intérieur des guides d'ondes. Cette constatation se traduit par la difficulté, voir l'impossibilité de faire la synthèse directe des filtres en guides d'ondes.

Puisque les résultats de la simulation des filtres obtenus s'approchaient de nos objectifs, l'utilisation d'une technique d'optimisation nous permettra de modifier les dimensions du filtre de façon à corriger sa réponse fréquentielle, où les dimensions obtenues par la synthèse seront introduites comme dimensions initiales dans le programme d'optimisation pour réduire le temps de calcul.

Dans ce chapitre nous allons discuter quelques techniques d'optimisation et précisément des techniques inspirées de la nature telles que les algorithmes génétiques, l'optimisation par essaim de particules et les réseaux de neurones, voir leurs principes de fonctionnement, puis les appliquer à l'optimisation des filtres obtenus précédemment. Nous verrons aussi quelques techniques d'estimation utilisées dans toutes les méthodes d'optimisation telle que la fonction coût, pour nous permettre de repérer le meilleur résultat possible.

### III.2 Algorithme génétique

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation inspirés de la théorie de l'évolution Darwinienne et des mécanismes d'évolution de la nature : croisements, mutations, sélections. Les premiers travaux de John Holland sur les systèmes adaptatifs remontent à 1975 [1]. L'ouvrage de David Goldberg a largement contribué à les vulgariser [2].

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

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

La programmation génétique est fondée sur [3]:

- 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 transmis aux descendants (croisement et mutation).

### III.2.1 L'organigramme d'un algorithme génétique

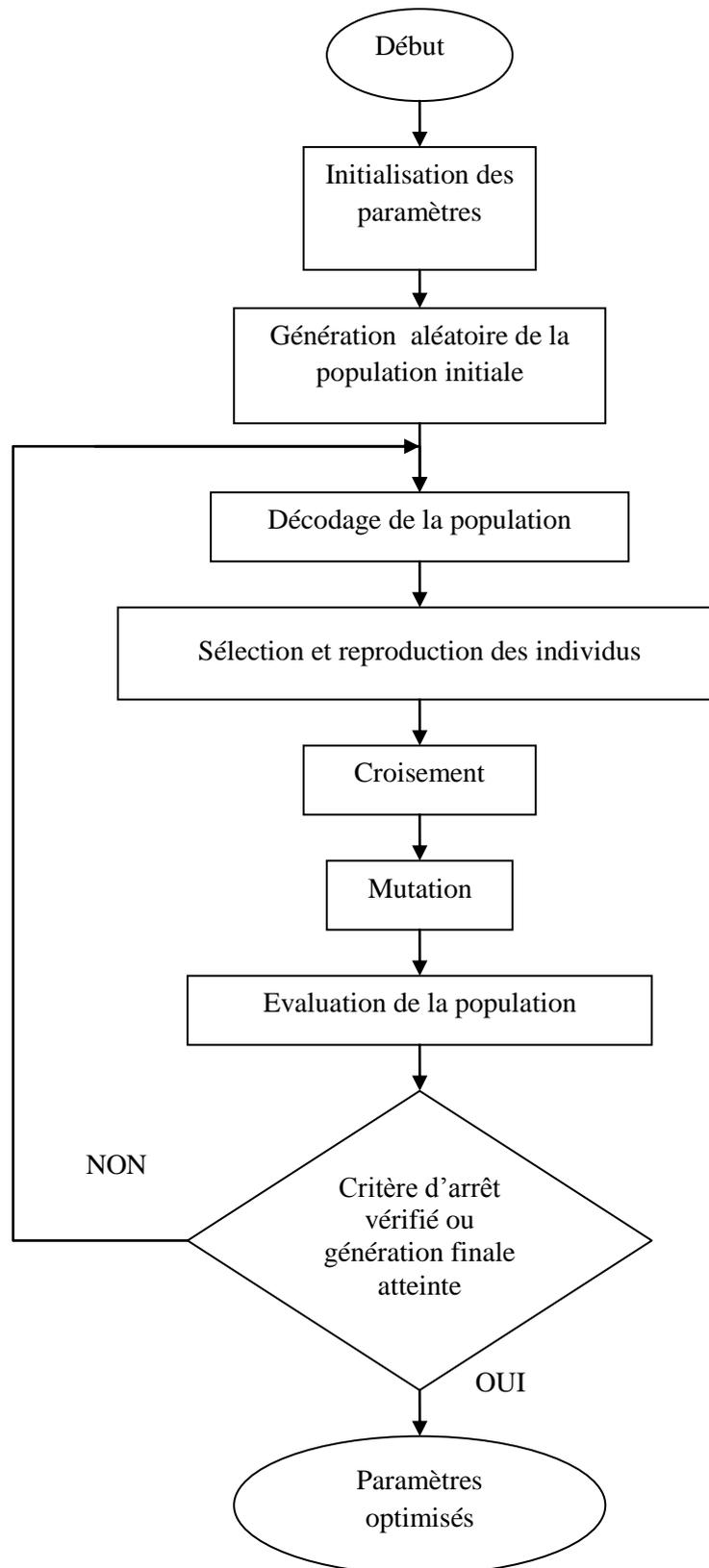


Figure III.1 Organigramme de l'algorithme génétique.

### III.2.2 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, les individus sont générés dans un sous domaine particulier afin d'accélérer la convergence.

### III.2.3 Codage des données

Le codage utilisé par les algorithmes génétiques est une conversion du décimal au binaire représentée sous forme de chaînes de bits; chaque partie de la chaîne de bits représente une variable. Ce type de codage permet de créer des opérateurs de croisement et de mutation.

### III.2.4 Décodage des données

Pour cela, on utilise l'opération de décodage 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:

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

$P_{\max}$  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  $P$ .

### III.2.5 Les opérateurs génétiques

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

### III.2.5.1 La sélection

La phase de sélection spécifie les individus de la population qui doivent survivre. La méthode appelée roue de loterie, attribue à chaque individu  $V_i$  une probabilité de survie proportionnelle à son adaptation dans la population [4]:

$$p_i = \frac{Adaptation(V_i)}{\sum_{j=1}^n Adaptation(V_j)} \quad (\text{III.2})$$

n: étant la taille de la population.

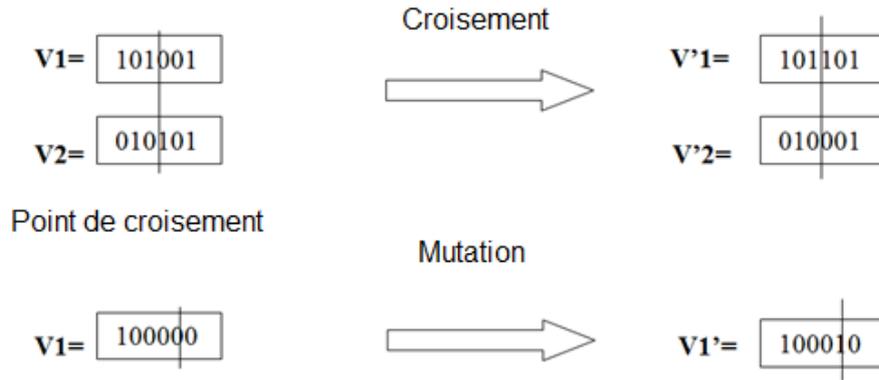
Lors de la phase de sélection, les individus sont sélectionnés en respectant les probabilités  $P_i$  associées pour former la population de la nouvelle génération. Ceci s'effectue par le calcul des probabilités d'une sélection cumulée  $q_i$  tel que :

$$q_i = \sum_{j=1}^i P_j \quad (\text{III.3})$$

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 voire jamais.

### III.2.5.2 Le croisement

S'inspirant directement du croisement biologique, le croisement se définit comme suit (figure III. 2) : soit deux chaînes binaires  $V_1$  et  $V_2$  juxtaposées, le croisement découpe en un point choisi aléatoirement  $V'_1$  et  $V'_2$  après avoir échangé les parties coupées. 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 [5]. Il faut également noter qu'une partie seulement de la population participe à cette opération.



**Figure III.2** Les opérations de croisement et de mutation.

### III.2.5.3 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 l'évolution du programme, car les individus deviennent similaires. 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.

### III.3 Optimisation par essaim de particules :

La tendance à former des essaims apparaît dans de nombreux organismes vivants tels que certaines espèces d'oiseaux et de poissons. Le comportement d'essaim offre plusieurs avantages comme la protection contre les prédateurs ou la recherche de nourriture, en particulier dans le cas des fourmis et des abeilles. Le principe est que plusieurs yeux sont plus susceptibles de trouver de la nourriture qu'une seule paire. Dans un essaim il n'y a pas de leader apparent par rapport aux autres membres du groupe, et le comportement de l'essaim est donc issu d'une interaction locale de chaque individu.

Présenté en 1995 par J. Kennedy et R. Eberhart [6], les algorithmes PSO tentent de saisir les aspects importants de l'essaim dans l'optimisation. Essentiellement, dans la PSO, chaque particule est associée à la fois à une position et à une vitesse dans l'espace de recherche, ainsi qu'à un procédé pour déterminer les changements de vitesse en fonction de la performance de

la particule elle-même et celle des autres particules. L'optimisation par PSO est un concept simple qui peut être implémenté en quelques lignes de code informatique.

Par rapport aux algorithmes génétiques, les deux méthodes sont favorables à accomplir avec un taux élevé de succès des tâches de synthèse et d'optimisation de structures micro-ondes, avec un léger avantage pour l'AG, mais un gros avantage pour la PSO en vitesse d'exécution. Dans ce qui suit, nous allons donner la notation et l'algorithme de la méthode [7].

### III.3.1 Notation de la PSO

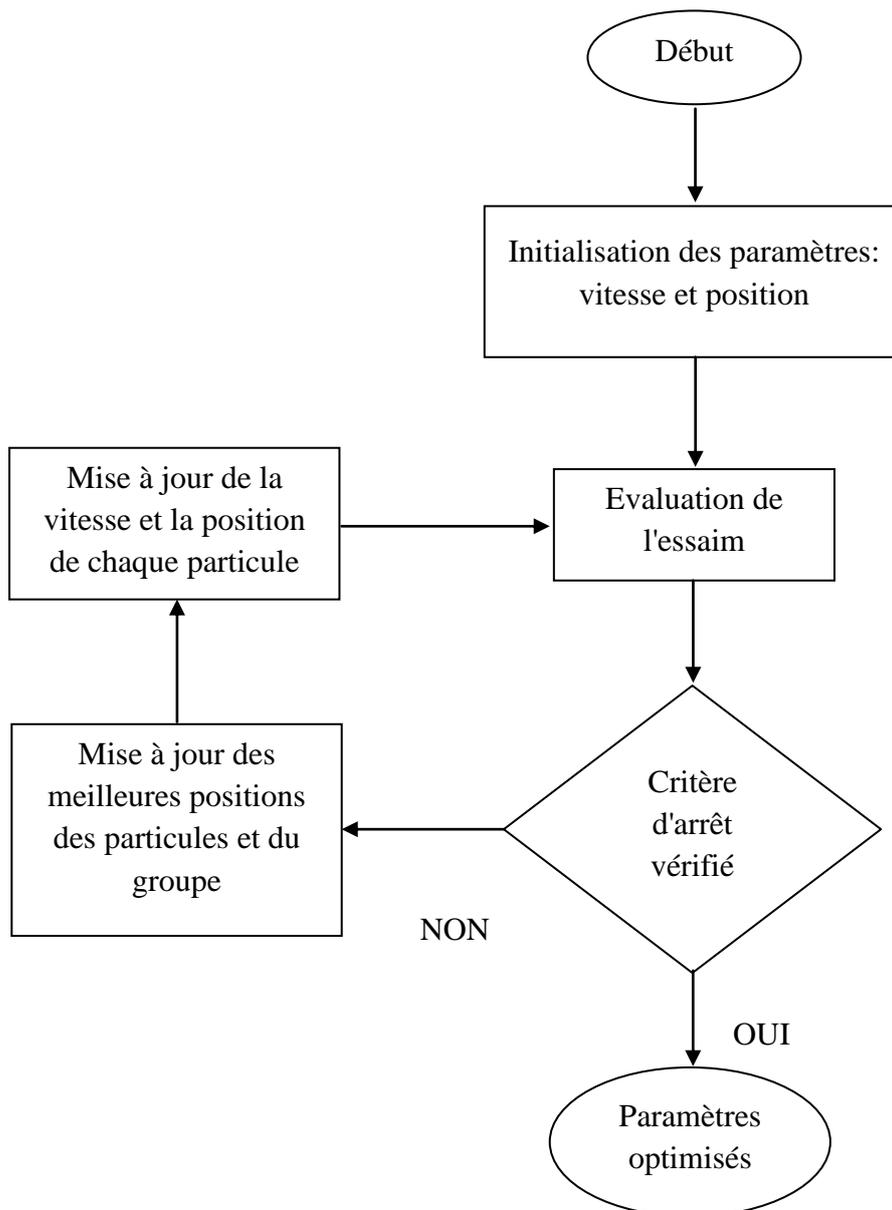
Pour chaque particule  $i$ :

- $x_i$  est le vecteur de position.
- $y_i$  est l'évaluation de la particule.
- $v_i$  est le vecteur de vitesse.
- $Pbest_i$  est l'évaluation de  $p_i$ .
- $p_i$  est la meilleure position obtenue depuis le début de l'exécution.
- $Gbest_i$  est l'évaluation de  $g_i$ .
- $g_i$  est la meilleure position de tout l'essaim.

Pour la mise à jour de la vitesse:

- $\vec{U}(0, \varphi_i)$  est un vecteur aléatoire uniformément distribué sur  $[0, \varphi_i]$ , il est généré à chaque itération pour chaque particule.
- $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  sont des coefficients d'accélération utilisés pour déterminer l'influence de  $p_i$  et  $g_i$  sur l'essaim.
- $\otimes$  est l'opérateur de multiplication.

### III.3.2 Organigramme du PSO



**Figure III.3** Organigramme de l'optimisation PSO.

### III.3.3 Algorithme du PSO [8]

- 1- Initialisation aléatoire des positions et vitesses.
- 2- Jusqu'à satisfaction du critère d'arrêt :
  - a - Pour chaque particule  $i$ :
    - Calculer la fonction d'évaluation  $y_i$  à la position  $x_i$  .

- Si  $y_i$  est meilleur que  $Pbest_i$  alors, mettre à jour  $Pbest_i$  et  $p_i$ .

- Si  $y_i$  est meilleur que  $Gbest_i$  alors, mettre à jour  $Gbest_i$  et  $g_i$ .

b - pour chaque particule  $i$ :

- mettre à jour la position  $x_i$  et la vitesse  $y_i$  en utilisant les équations:

$$\vec{v}_{i+1} \leftarrow \vec{v}_i + \vec{U}(0, \varphi_1) \otimes (\vec{p}_i - \vec{x}_i) + \vec{U}(0, \varphi_2) \otimes (\vec{g}_i - \vec{x}_i)$$

(III.4)

$$\vec{x}_{i+1} \leftarrow \vec{x}_i + \vec{v}_i \tag{III.5}$$

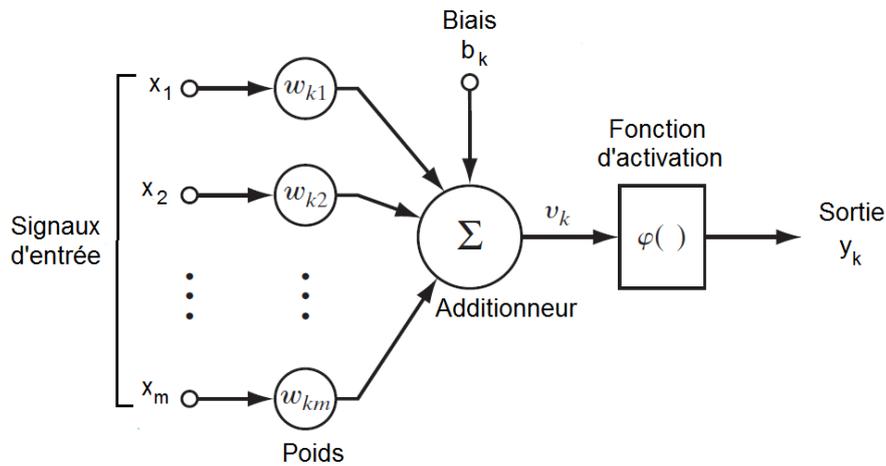
### III.4 Les réseaux de neurones

Les réseaux de neurones sont une simulation informatique des comportements du cerveau humain. Ils appartiennent à la branche de l'intelligence artificielle. L'élément de base du réseau de neurones est le neurone artificiel. Le premier modèle a été proposé par McCulloch et Pitts en 1943 [9] où ils se sont inspirés du neurone biologique pour créer un automate doté d'une fonction de transfert qui transforme ses entrées en sortie selon des règles précises. Ce même modèle a été utilisé par Rosenblatt en 1959 [10] pour créer un réseau constitué d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie. Il appela ce modèle le perceptron. A la base, un réseau de neurones est un outil de modélisation conçu pour acquérir des problèmes suivis de leurs solutions, puis résoudre de nouveaux problèmes similaires à ceux qu'il a appris par une généralisation.

Un neurone est l'unité fondamentale pour le traitement des informations dans un réseau de neurones. Le diagramme de la Figure III.4 montre le modèle d'un neurone qui est constitué de trois éléments [11]:

- Un ensemble de synapses, ou des liens de connexions, dont chacune est caractérisée par un poids. Plus précisément, un signal  $x_j$  à l'entrée de la synapse  $j$  connectée au neurone  $k$  est multiplié par le poids synaptique  $w_{kj}$ .
- Un additionneur pour additionner les signaux d'entrée.
- Une fonction d'activation pour limiter l'amplitude de la sortie d'un neurone.

- Un biais appliqué de l'extérieur pour augmenter ou abaisser l'entrée de la fonction d'activation.



**Figure III.4** Neurone artificiel.

Le modèle de la figure IV.4 peut être exprimé mathématiquement par les équations :

$$u_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} x_j$$

et

$$y_k = \varphi(u_k + b_k)$$

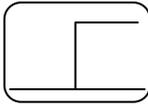
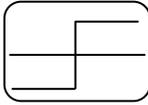
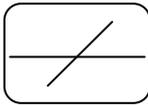
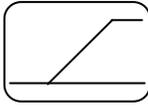
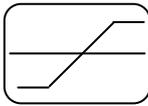
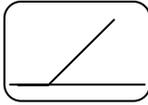
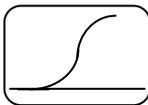
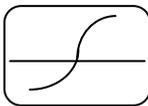
Où  $x_1, x_2, \dots, x_m$  sont les signaux d'entrée,  $w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{km}$  sont les poids correspondant aux signaux d'entrée pour un neurone  $k$ ,  $b_k$  est le biais du neurone  $k$ ,  $\varphi$  est la fonction d'activation et  $y_k$  est le signal de sortie du neurone  $k$ .

### III.4.1 Fonctions d'activation

La fonction d'activation servant à introduire une non-linéarité dans le fonctionnement du neurone présente généralement trois intervalles :

- en dessous du seuil, le neurone est non-actif (souvent dans ce cas, sa sortie vaut 0 ou -1).
- aux alentours du seuil, une phase de transition ;
- au-dessus du seuil, le neurone est actif (souvent dans ce cas, sa sortie vaut 1).

**Tableau III.1 : Fonctions d'activation**

Nom de la fonction	Relation entrée / sortie	Icône
Seuil	$a = 0$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$	
seuil symétrique	$a = -1$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$	
Linéaire	$a = n$	
Linéaire saturée	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $0 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$	
Linéaire saturée symétrique	$a = -1$ si $n < -1$ $a = n$ si $-1 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$	
Linéaire positive	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $n \geq 0$	
Sigmoïde	$a = \frac{1}{1 + e^{-n}}$	
Tangente hyperbolique	$a = \frac{e^{-n} - e^n}{e^{-n} + e^n}$	

Compétitive	$a = 1$ si $n$ maximum $a = 0$ autrement	<div style="border: 1px solid black; border-radius: 10px; width: 40px; height: 40px; margin: auto; display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <b>C</b> </div>
-------------	---	---

### III.4.2 Architecture de réseau

Un réseau de neurones est un maillage de plusieurs neurones, généralement organisé en couches. Nous pouvons identifier deux classes d'architectures de réseau fondamentalement différentes.

#### III.4.2.1 Réseau monocouche : Le perceptron

Le réseau neuronal monocouche représente la configuration la plus simple des architectures (figure III.5), il est constitué d'une couche d'entrée qui projette directement sur une couche de sortie de neurones (nœuds de calcul), mais pas l'inverse.

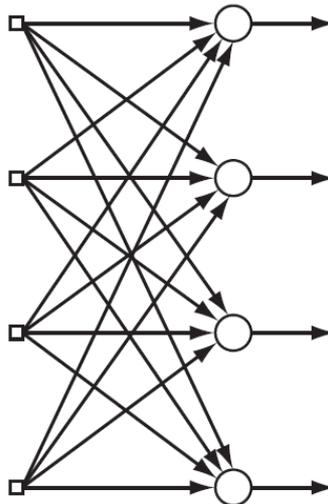


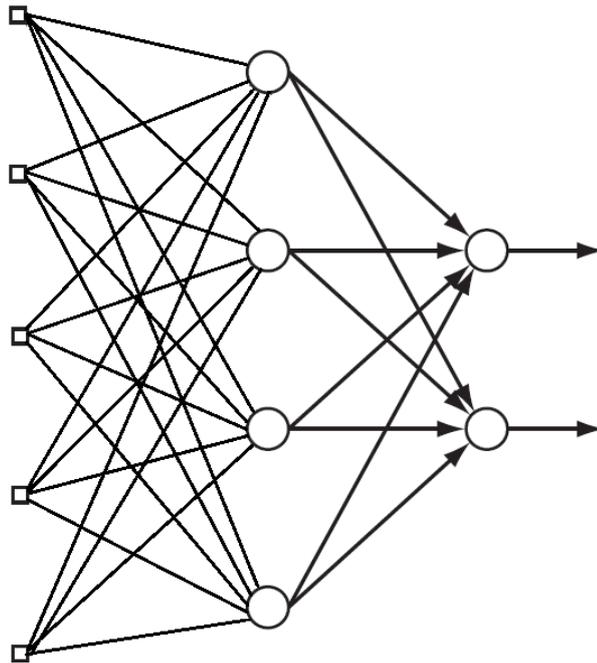
Figure III.5 Réseau de neurones monocouche.

#### III.4.2.2 Le perceptron multicouche MLP

La deuxième classe des réseaux de neurones se distingue par la présence d'une ou plusieurs couches cachées, dont les nœuds de calcul correspondants sont appelés neurones cachés. Le terme caché, se réfère au fait que cette partie du réseau neural n'est visible ni de l'entrée ni de la sortie du réseau.

Les nœuds sources dans la couche d'entrée du réseau représentent le vecteur d'entrée et les signaux de sortie de la couche d'entrée sont utilisés comme entrées pour la deuxième couche, et ainsi de suite pour le reste du réseau. Les signaux de sortie des neurones dans la couche de sortie (finale) du réseau constituent la réponse globale du réseau.

Un réseau avec  $m$  nœuds sources,  $h1$  neurones dans la première couche cachée,  $h2$  neurones dans la deuxième couche cachée et  $q$  les neurones dans la couche de sortie est appelé un réseau  $m-h1-h2-q$ .



**Figure III.6 Réseaux MLP 5-4-2.****III.4.3 Apprentissage des réseaux de neurones artificiels**

L'apprentissage d'un réseau de neurones artificiels signifie modifier la valeur de ses poids et de ses biais pour qu'il réalise la fonction entrée/sortie désirée. Un apprentissage est dit supervisé lorsque l'on force le réseau à converger vers un état final précis, ceci se fait par l'introduction de combinaisons [entrée, sortie] obtenues soit par des mesures effectuées sur un système similaire, soit par la simulation du système à modéliser. Pour chaque entrée, une autre sortie est estimée par le réseau de neurones puis comparée à la sortie de l'ensemble d'apprentissage et les poids et les biais des neurones sont ensuite modifiés de façon à minimiser l'écart entre les sorties désirées et les sorties calculées. L'algorithme de rétro-propagation est le plus populaire parmi les techniques d'apprentissage supervisé [7].

À l'inverse, lors d'un apprentissage non-supervisé, le réseau est laissé libre de converger vers n'importe quel état final. Dans ce cas, le modèle final est créé en comparant les réponses de sorties du réseau à des entrées aléatoires puis en cherchant des similarités entre ces paires [entrée, sortie]. Donc l'apprentissage non supervisé est utilisé lorsque nous ne disposons pas de paires [entrée, sortie] pour former une base d'apprentissage [12].

**III.4.4 Optimisation par les réseaux de neurones**

Comme nous l'avons vu, les réseaux de neurones sont un puissant outil de modélisation. Si à la fin du processus, la réponse du modèle montre une grande robustesse, ce dernier peut être utilisé dans l'optimisation comme substitut de la simulation. Car c'est cette simulation qui consomme la majorité du temps d'exécution d'une méthode d'optimisation itérative, notamment dans le cas des simulations électromagnétiques. Dans ce cas le modèle neural nous permettra de gagner un temps considérable dans l'optimisation [13][14].

Dans le cas contraire, où le modèle neural n'arrive pas à assurer une erreur minimale requise entre sa sortie et celle des échantillons d'apprentissages, ce modèle ne pourra pas substituer l'étape de la simulation mais peut être utilisé comme fonction grossière d'approximation au

problème à optimiser [15]. Cette dernière sera d'une grande aide dans l'optimisation car elle permet de s'approcher de la solution optimale et donc réduire l'espace initial de recherche. Puis une autre méthode de simulation plus précise (plus lente) sera utilisée dans l'optimisation.

En microonde, le cas typique d'utilisation des réseaux de neurones est celui d'essayer de trouver un modèle mathématique où les entrées sont les dimensions physiques ou géométriques de la structure et les sorties sont les paramètres électriques. C'est la procédure directe. Il est possible de procéder dans le sens inverse où les entrées seront les paramètres électriques et les sorties, les dimensions physiques ou géométriques. Cette configuration est appelée réseau de neurones inverse. Dans ce cas, tout ce qui a été dit sur les réseaux de neurones reste inchangé, et il suffit de permuter simplement les entrées et les sorties.

Le réseau de neurones inverse peut être utilisé non pas comme une méthode de modélisation mais comme une méthode de synthèse [16][17], car nous pouvons introduire comme entrée la réponse fréquentielle du filtre et prédire instantanément ses dimensions comme sorties. Nous avons testé les deux variantes des réseaux de neurones (direct et inverse) les résultats obtenus seront présentés plus tard dans ce chapitre.

### III.5 Fonction d'évaluation

La fonction d'évaluation est la partie la plus importante de toute méthode d'optimisation, car son rôle est d'estimer la qualité de la solution (de l'individu). La solution optimale est celle qui minimise la fonction d'évaluation.

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

#### III.5.1 Fonction Min-max directe

Dans cette fonction,  $U$  est représenté sous la forme suivante [18] :

$$U = U(\phi, \psi) = \max [w_s(\psi)(F(\phi, \psi) - S_s(\psi)) - w_i(\psi)(F(\phi, \psi) - S_i(\psi))] \quad (\text{III.7})$$

Où :

$F(\phi, \psi)$  est la réponse à optimiser.

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

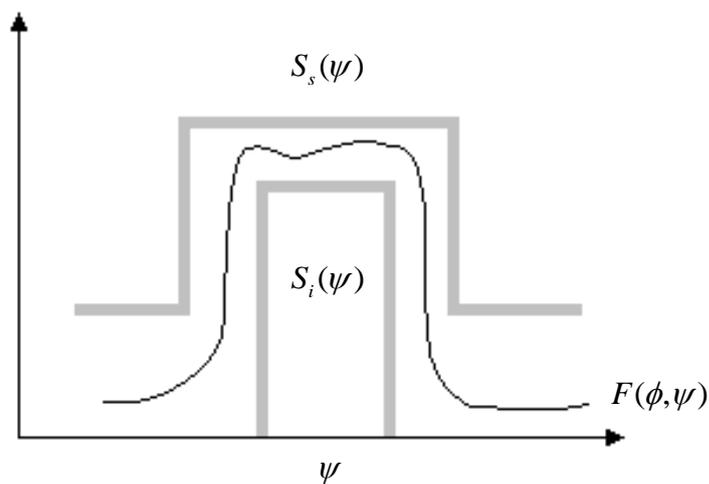
$S_s(\psi)$  est la forme supérieure de la réponse désirée.

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

$w_s(\psi)$  est le coefficient poids de  $S_s(\psi)$ .

$w_i(\psi)$  est le coefficient poids de  $S_i(\psi)$ .

Cette formulation est illustrée par la figure III.7, qui représente le gabarit d'un filtre passe bande.



**Figure III.7** Exemple d'un cahier des charges d'un filtre passe bande.

Les conditions suivantes doivent être strictement respectées :

$$S_s(\psi) \geq S_i(\psi), \quad w_s(\psi) > 0 \quad \text{et} \quad w_i(\psi) > 0 \quad (\text{III.8})$$

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 des charges n'est pas réalisé, et nuls dans l'autre cas. Les deux termes sont négatifs quand le cahier des charges est dépassé. Dans le cas idéal, la réponse doit être comprise entre une limite inférieure et une limite supérieure, et l'objectif recherché est de minimiser la valeur maximale et de maximiser la valeur minimale jusqu'à la satisfaction du cahier des charges.

### III.5.2 Approximation du moindre $P$

Cette approximation est une fonction d'évaluation parmi les plus utilisées dans la littérature. Dans le cas où  $P=2$ , appelée approximation du moindre carré, 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 [18]:

$$U = U(\phi, \psi) = \sum_{i=1}^n |w_i (F_i(\phi) - S_i)|^p \quad (\text{III.9})$$

$$\text{Où } \psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

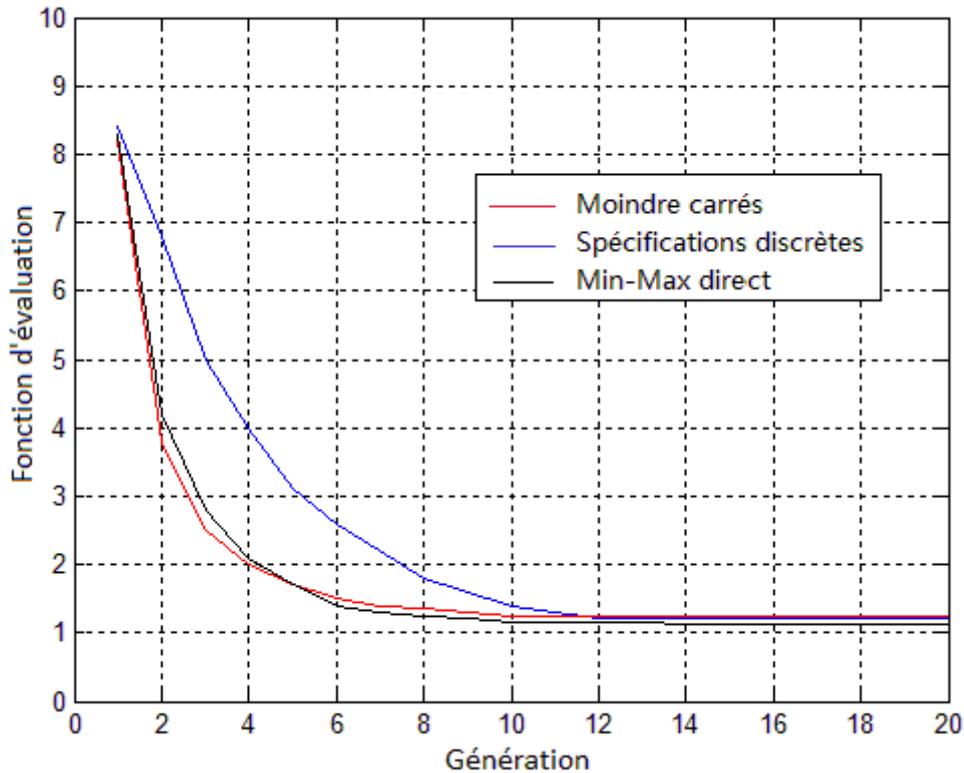
L'indice  $i$  revient à l'évaluation du point  $\psi_i$ , et  $p$  est un entier positif quelconque possible. Donner à  $p$  une grande valeur permet d'accentuer l'erreur et donc de mieux distinguer les bons individus des mauvais.

### III.5.3 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 des charges à sa valeur correspondante, et la valeur 0 pour les autres points (qui ne correspondent pas au cahier des 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  $N$  [19]:

$$F(S_{21}) = \frac{\sum_{i=1}^N \text{fit}S_{21}(i)}{N} \quad (\text{III.11})$$

Pour comparer les convergences des approximations, nous avons appliqué les trois fonctions d'évaluation pour optimiser le même filtre et les trois fonctions ont donné un résultat acceptable. Ces convergences sont représentées sur la figure III.8.



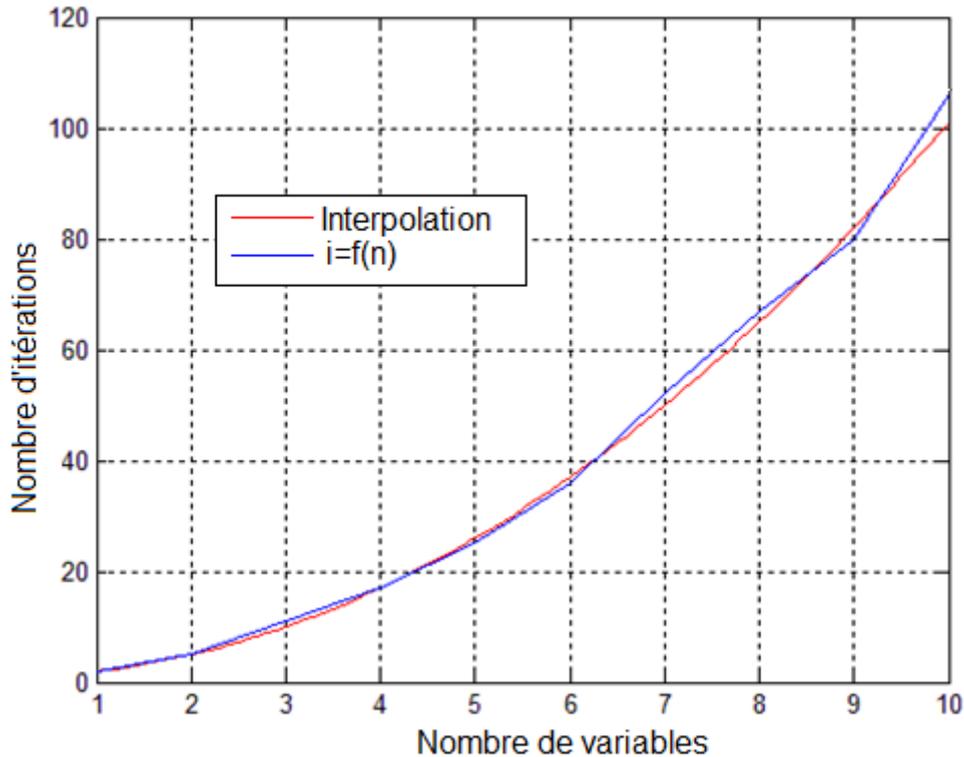
**Figure III.8** Comparaison des fonctions d'évaluations.

### III.6 Influence du nombre de variables sur le nombre d'itérations

Pour étudier l'influence du nombre de variables sur le nombre d'itérations, nous avons fait la synthèse d'un filtre d'ordre 4 dont le nombre de variables (dimensions géométriques) est de 10. Après la sauvegarde des résultats, nous avons resynthétisé le même filtre, mais en insérant neuf des dix dimensions, ce qui réduit le problème qui consistera à ne chercher qu'une seule dimension. Ensuite, nous avons répété l'opération pour deux, trois ... jusqu'à neuf variables. Nous avons réalisé 20 essais pour chaque manœuvre afin de tracer la variation du nombre d'itérations en fonction du nombre de variables (figure III.9).

Nous avons fait une interpolation mathématique des résultats obtenus et nous avons trouvé que le nombre d'itérations augmente avec le carré du nombre de variables:

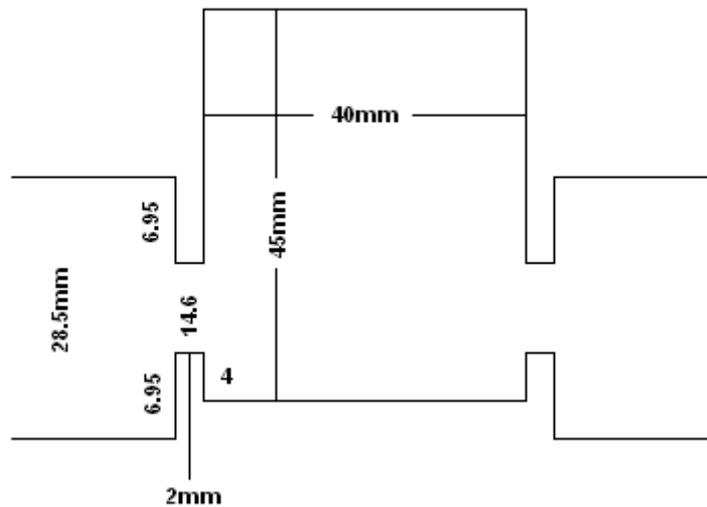
$$y = x^2 + 1 \tag{III.12}$$



**Figure III.9** Variation du nombre d'itérations en fonction du nombre de variables.

### III.7 Comparaison entre les trois techniques d'optimisation

Pour comparer les trois techniques d'optimisation nous avons d'abord appliqué les algorithmes génétiques et la PSO à l'optimisation d'un filtre dual mode d'ordre 2, proposé dans [20] ( figure III.10). Les dimensions du filtre sont calculées de façon à faire résonner les deux modes  $TE_{10}$  et  $TE_{30}$  en même temps dans une seule cavité. Les figures III.10 et III.11 montrent les dimensions et les résultats de simulation du filtre avant l'optimisation.



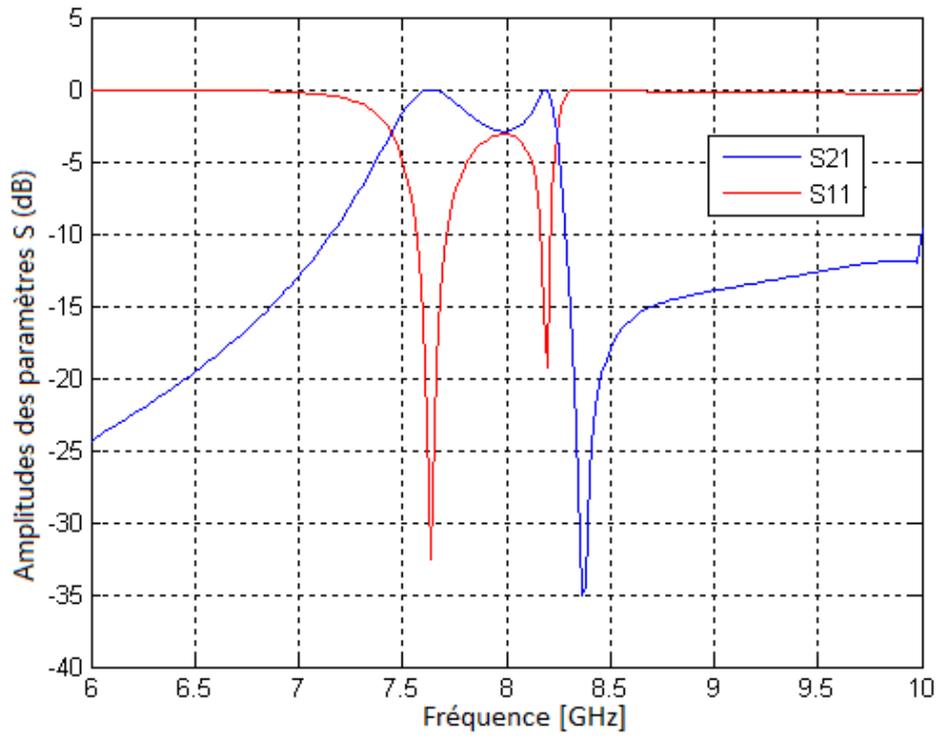
**Figure III.10** Dimensions initiales du filtre dual-mode à optimiser.

Nous avons utilisé la même fonction d'évaluation pour comparer les deux techniques d'optimisations qui est la méthode du moindre carré. Pour estimer le temps de calcul et le taux de succès de l'optimisation, nous avons répété l'optimisation 40 fois pour les deux techniques. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures III.12 et III.13, et comparés avec ceux de la référence [20].

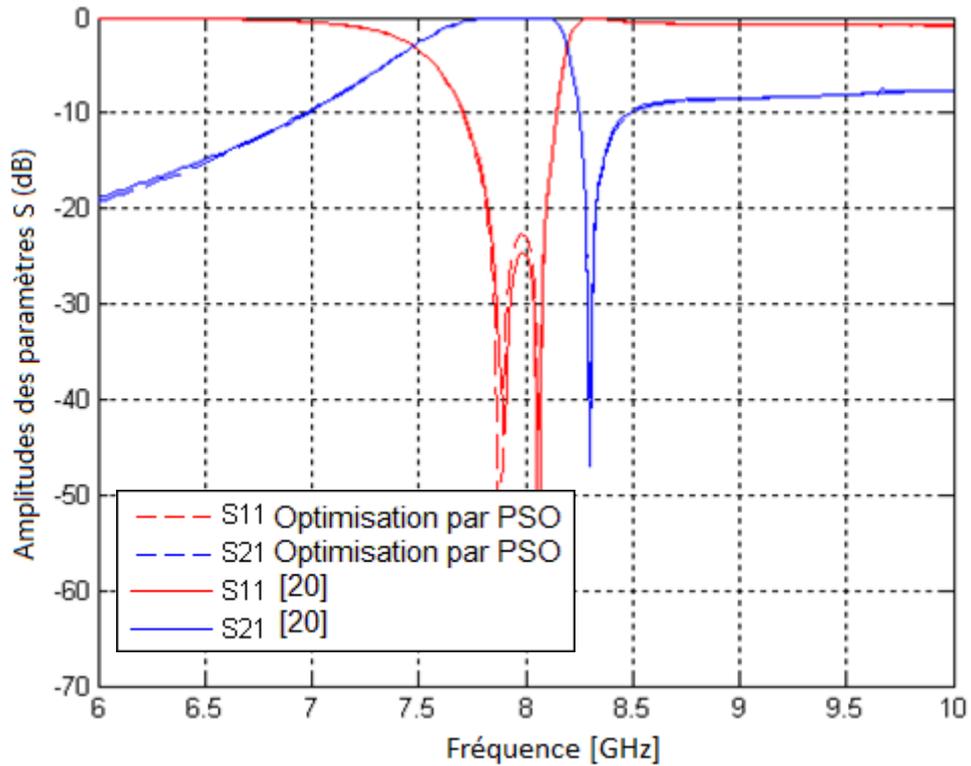
Les dimensions obtenues du filtre par les deux méthodes sont présentées sur le tableau ci-dessous:

**Tableau III.1** Dimensions du filtre

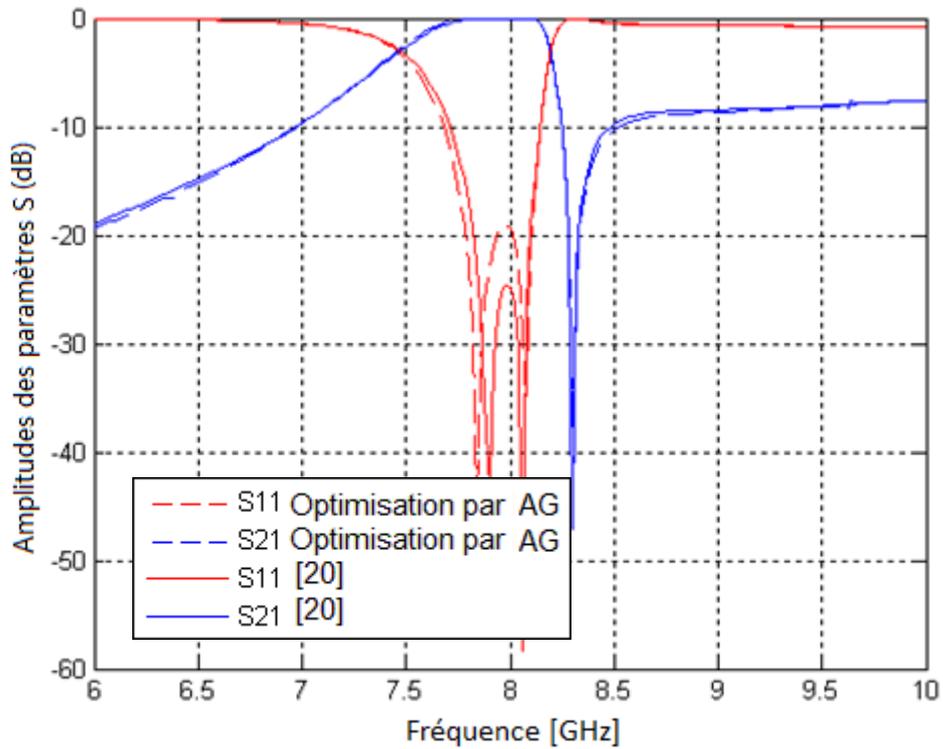
Dimensions [mm]	Ouverture iris	Longueur cavité	Largeur cavité
Référence [20]	16.6	35.45	62.1
Optimisation par PSO	17.6910	35.6067	62.0315
Optimisation par AG	17.6719	35.7422	62.0027



**Figure III.11** Réponse fréquentielle du filtre avant l'optimisation.

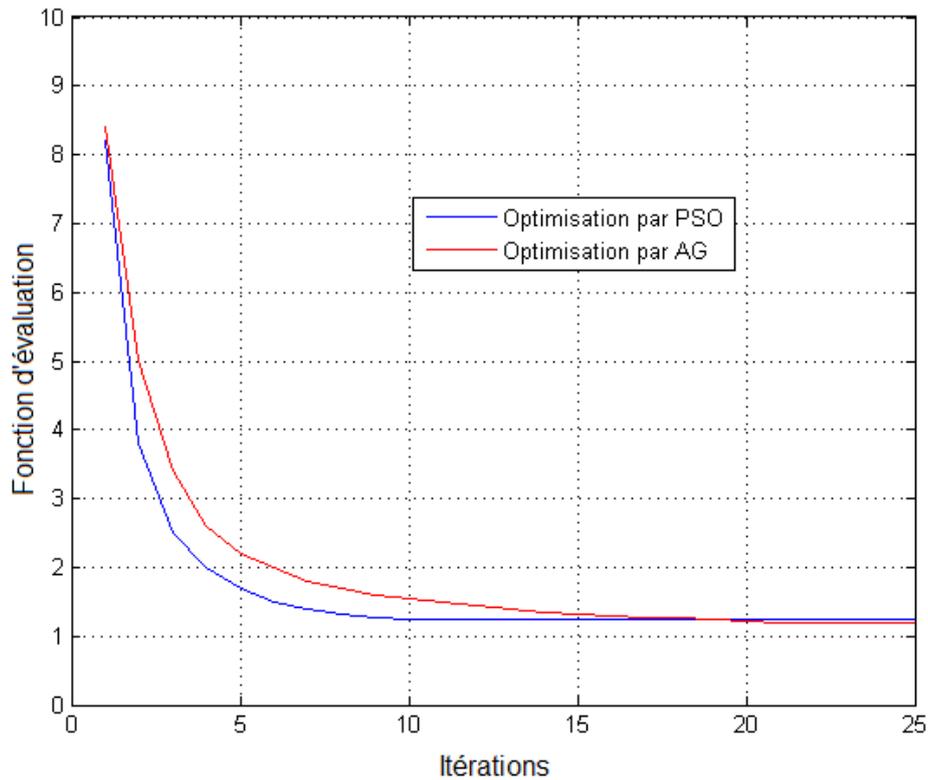


**Figure III.12** Réponse fréquentielle du filtre optimisé par PSO.



**Figure III.13** Réponse fréquentielle du filtre optimisé par AG.

Pour les 40 essais effectués, nous avons eu un taux de réussite de 37/40 pour les AG et de 34/40 pour la PSO, ce qui représente un léger avantage pour les AG. Nous avons calculé la moyenne des courbes de convergence vers le résultat optimal, ils sont présentés sur la figure III.14, où l'avantage des PSO est clair, car le résultat final est obtenu à la 10<sup>ème</sup> itération (génération) tandis qu'il nous faudra 20 itérations pour les AG.



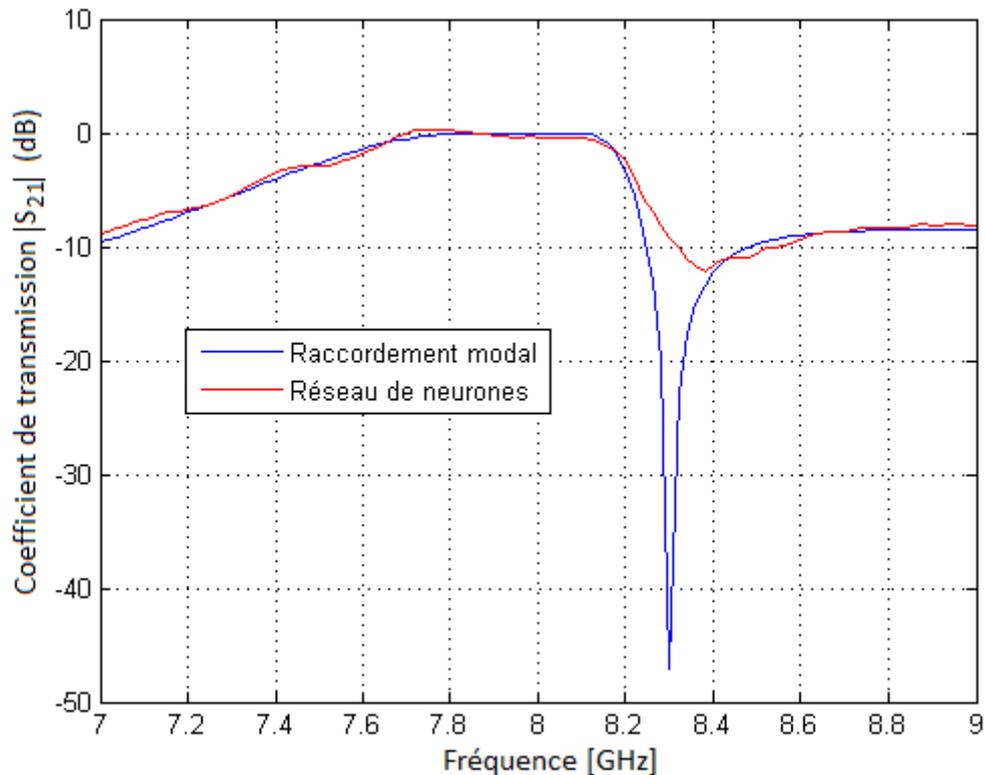
**Figure III.14** Comparaison des convergences de l'optimisation par AG et PSO.

### III.8 Application des réseaux de neurones

D'abord, nous avons utilisé les réseaux de neurones pour la modélisation du filtre dual-mode avec une configuration MLP 3-30-15-100, car nous avons comme entrées les dimensions inconnues du filtre, et sa réponse comme sortie. Cette dernière est tracée par 100 points (échantillons). 30 et 15 sont les nombres de neurones dans la première et la seconde couche cachée respectivement; ils ont été choisis par la méthode de cross validation. Notre base de données est constituée de 1000 simulations effectuées sur un intervalle de  $\pm 20\%$  des dimensions initiales du filtre. Cette dernière est divisée en trois sous-ensembles : l'ensemble d'apprentissage (600 simulations), de validation (200 simulations) et de test (200 simulations).

La figure III.15 représente la réponse du filtre obtenu par le modèle neural comparée à celle calculée par la méthode de raccordement modal. Nous pouvons constater que la réponse du modèle neural se rapproche de celle de la méthode de raccordement modal mais manque de précision, notamment au niveau du zéro de transmission. Dans ce cas, le modèle obtenu ne

pourra pas substituer la simulation dans une méthode d'optimisation itérative, mais servira comme fonction grossière d'approximation.



**Figure III.15** Réponse du filtre par le modèle neural.

Nous avons ensuite utilisé les réseaux de neurones inverses pour la synthèse directe du filtre dual-mode, pour lequel nous avons utilisé une configuration monocouche 100-25-3. Nous avons considéré comme entrées la réponse du filtre représenté par 100 points d'échantillonnage, et les dimensions du même filtre comme sorties. Nous avons gardé les 1000 simulations utilisées pour l'apprentissage, le test et la validation dans le premier modèle.

Pour vérifier le bon fonctionnement du modèle inverse obtenu, nous avons utilisé comme entrée la réponse optimale du filtre dual-mode [20], donc à la sortie nous aurons les dimensions du filtre. Les nouvelles dimensions du filtre sont calculées par la technique de raccordement modal et les résultats obtenus sont satisfaisants.

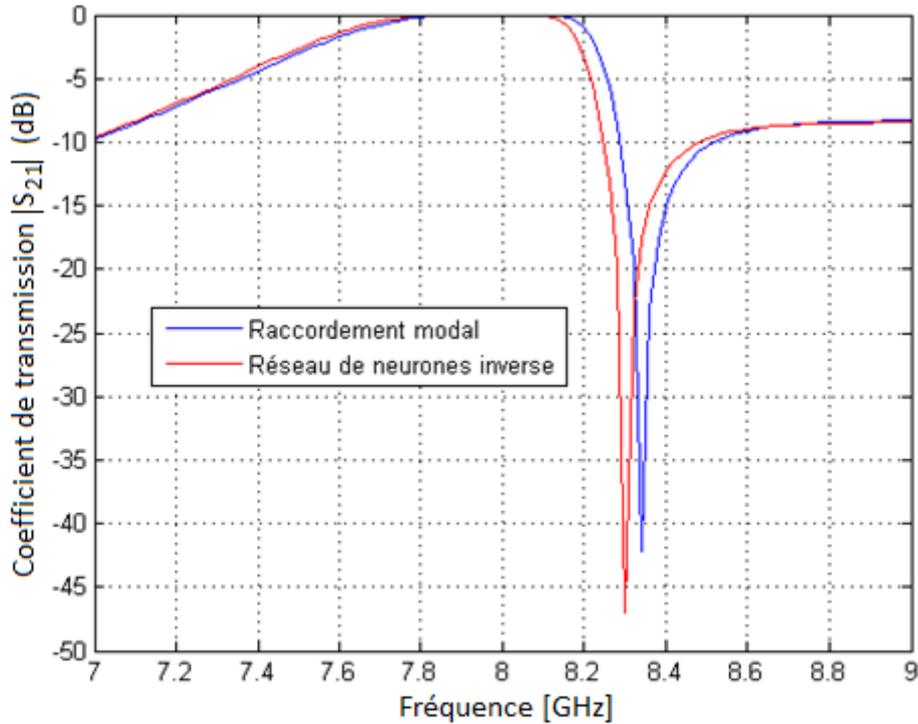


Figure III.16 Synthèse directe du filtre par réseau de neurones inverse.

### III. 9 Synthèse de quelques filtres microondes en guides d'ondes rectangulaires

#### III.9.1 Exemple 1: Filtre Tchebychev ordre 2

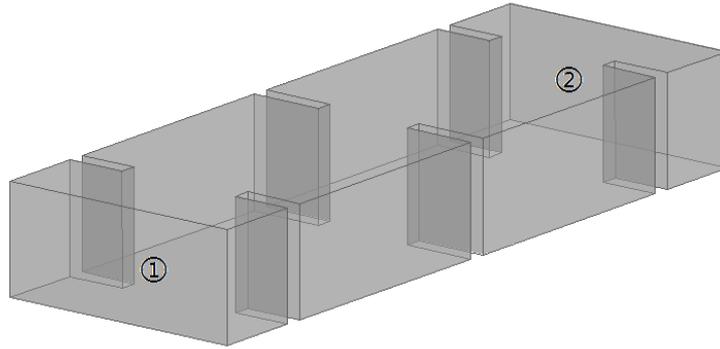
Le premier exemple illustre un filtre Tchebychev d'ordre 2 avec une réponse symétrique, une largeur de bande de 400Mhz et une atténuation de réflexion de 20dB au niveau de la bande passante, utilisant des iris inductifs. Le guide d'ondes utilisé est le standard WR112 (28.5x12.62 mm). Le filtre a été synthétisé à partir de la matrice de répartition suivante [21] :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1.2250 & 0 & 0 \\ 1.2250 & 0 & 1.6580 & 0 \\ 0 & 1.6580 & 0 & 1.2250 \\ 0 & 0 & 1.2250 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Une fois optimisées, les dimensions du filtre sont:

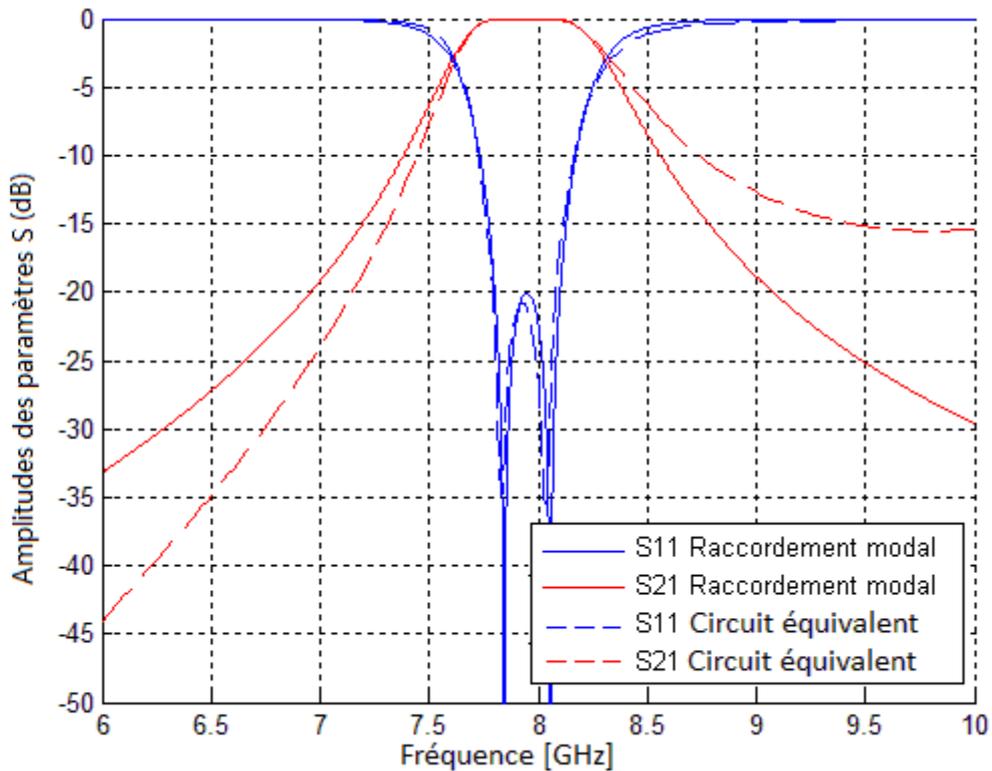
$$L_1 = L_2 = 19.507mm \quad W_1 = W_3 = 14.886mm \quad \text{et} \quad W_2 = 11.173mm .$$

où  $L_1$  et  $L_2$  sont les longueurs des cavités et  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_3$  sont les ouvertures des iris.



**Figure III.17** Filtre Tchebychev d'ordre 2.

Nous avons tracé la réponse fréquentielle du filtre et celle du circuit équivalent du prototype; elles sont représentées sur la figure III.18



**Figure III.18** Réponses fréquentielles du filtre en guides d'ondes et du circuit prototype.

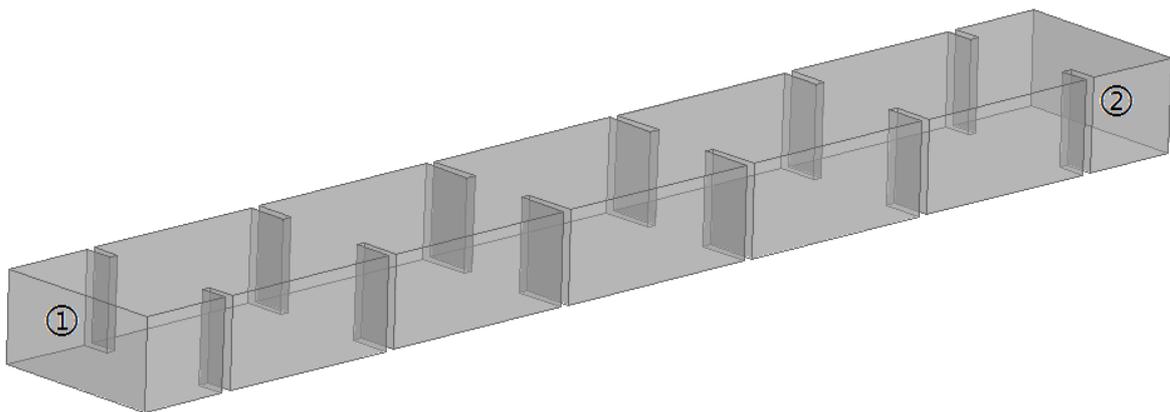
### III.9.2 Exemple 2 : Filtre Tchebychev ordre 5

Le deuxième exemple est similaire au premier. Il représente un filtre d'ordre 5 utilisant une structure symétrique qui mène à une réponse aussi symétrique. Dans cet exemple, nous avons

utilisé comme guide d'ondes principal le standard WR75 (19.05 x 9.525mm). À partir des spécifications du filtre, nous avons calculé la matrice de répartition qui est donnée ci-dessous.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1.0140 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0140 & 0 & 0.8650 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8650 & 0 & 0.6360 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6360 & 0 & 0.6360 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.6360 & 0 & 0.8650 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8650 & 0 & 1.0140 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0140 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

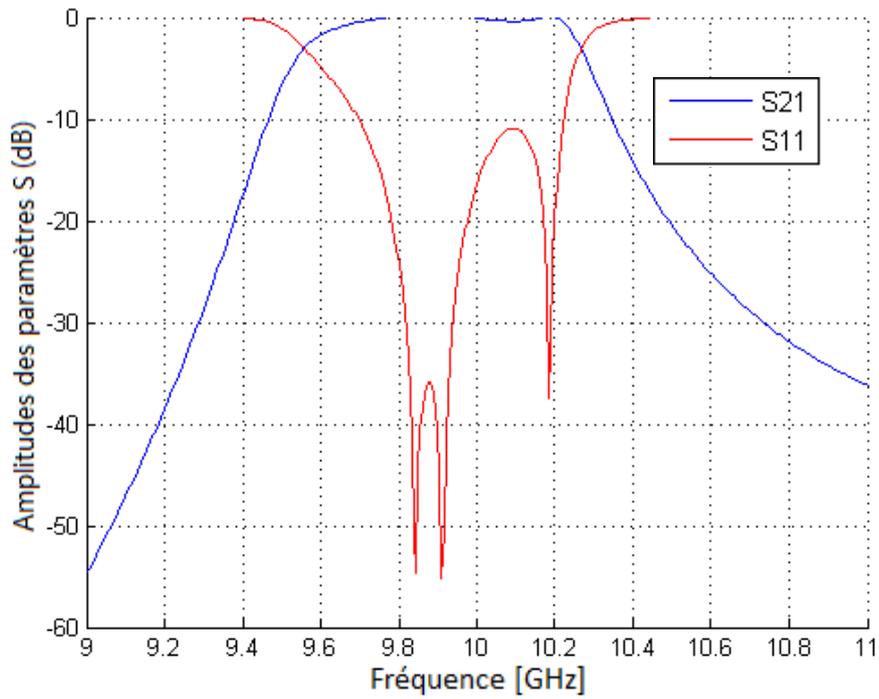
Les dimensions initiales du filtre calculées analytiquement et celles après optimisation sont présentées sur le tableau III.2. Elles sont suivies des réponses du filtre avant et après optimisation sur les figures III.20 et III.1 respectivement.



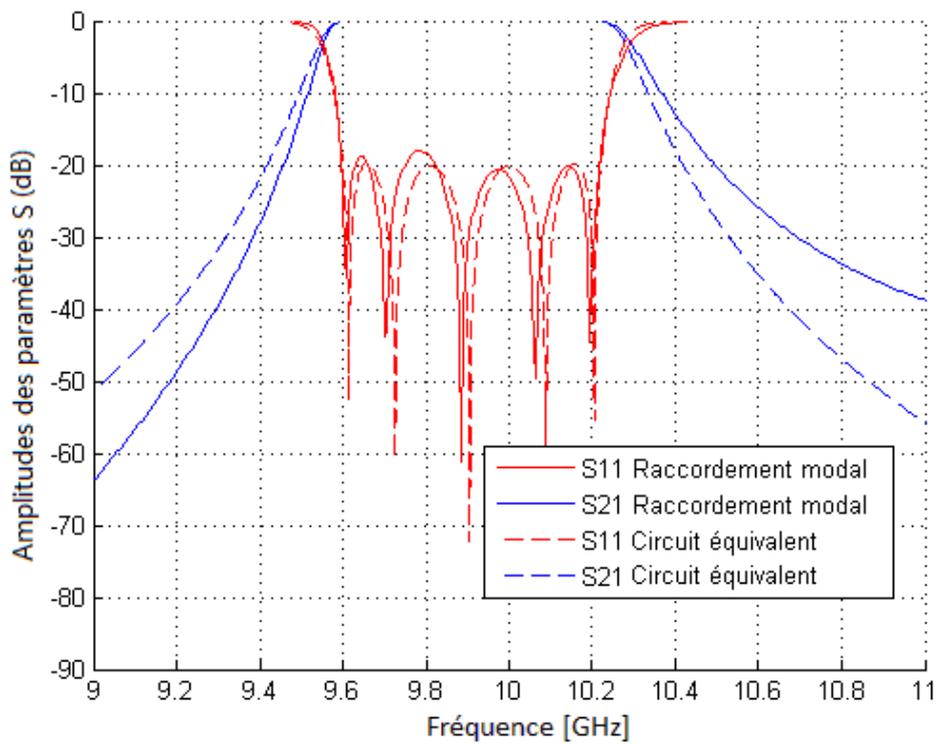
**Figure III.19** Filtre Tchebychev d'ordre 5.

**Tableau III.2** dimensions du filtre

Dimensions [mm]	a2	a3	a4	l2	l3	l4
Avant optimisation	12.721	9.540	8.288	19.009	21.378	21.598
Après optimisation	11.997	8.983	8.278	18.886	21.347	21.752



**Figure III.20** Réponse du filtre avant optimisation.



**Figure III.21** Réponse du filtre après optimisation.

### III.9.3 Exemple 3 : Filtre dual-mode ordre 2

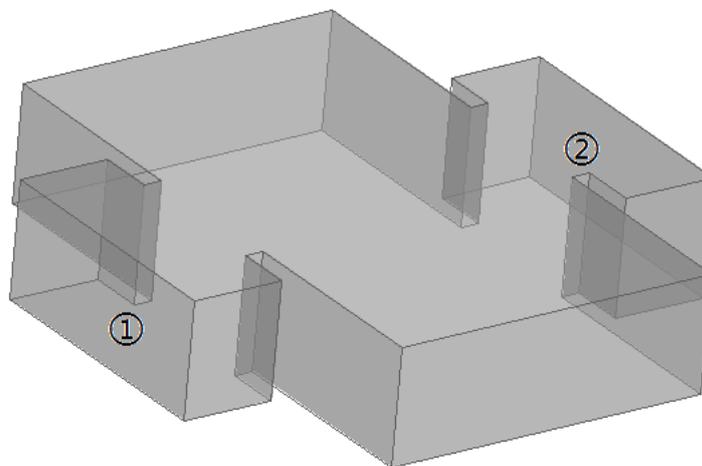
Le filtre du troisième exemple est un filtre dual-mode d'ordre 2, où il s'agit de faire résonner deux modes différents à la même fréquence dans la même cavité; ceci permet d'introduire un couplage entre eux et de créer un zéro de transmission. Les modes utilisés sont  $TE_{10}$  et  $TE_{30}$ . Le filtre obtenu a une réponse fréquentielle asymétrique avec une largeur de bande de 400MHz centrée à 8GHz. La matrice de couplage est donnée :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -1.3990 & 0 & 0 \\ -1.3390 & 0.8960 & 0.9280 & 0.9950 \\ 0 & 0.9280 & -1.1640 & 0.8960 \\ 0 & 0.9950 & 0.8960 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

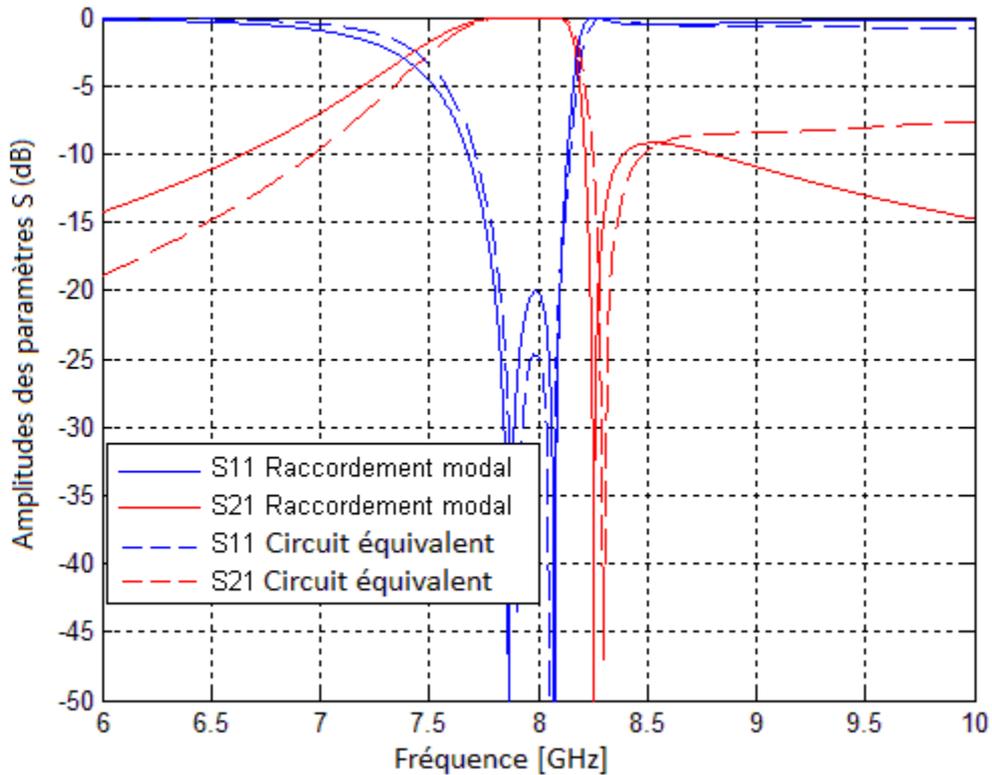
Le guide d'ondes d'entrée/sortie est le standard WR112 (28.5x12.62 mm). Les dimensions du filtre après optimisation sont :

La longueur de la cavité  $L=35.729\text{mm}$ , la largeur de la cavité  $A=62.190\text{mm}$ , l'ouverture des iris est  $W=15.860\text{mm}$ .

La réponse du filtre est tracée avec celle du circuit équivalent sur la figure III.23.



**Figure III.22** Filtre dual-mode d'ordre 2.



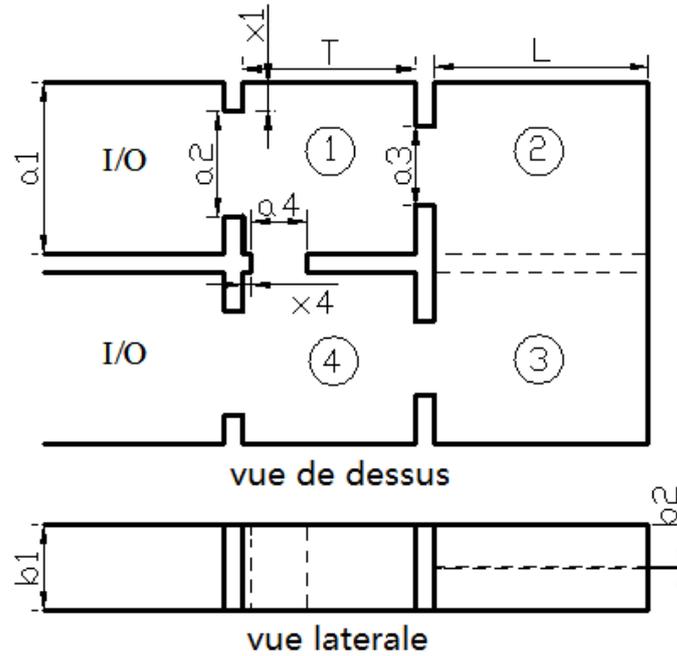
**Figure III.23** Réponse du filtre dual-mode d'ordre 2.

#### III.9.4 Exemple 4 : Filtre Tchebychev généralisé d'ordre 4

Le quatrième exemple est un filtre Tchebychev généralisé d'ordre 4 avec deux zéros de transmissions, une bande passante de 350Mhz et une atténuation de réflexion de 20dB. Pour cela nous avons utilisé une structure symétrique pour une réponse fréquentielle de forme elliptique. La matrice de répartition du filtre est donnée par [22]:

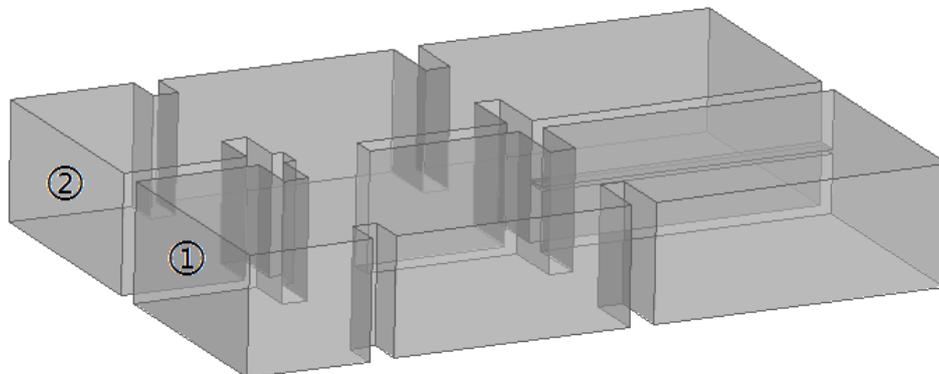
$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.856 & 0 & 0.220 \\ 0.856 & 0 & -0.786 & 0 \\ 0 & -0.786 & 0 & 0.856 \\ 0.220 & 0 & 0.856 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Les couplages entre les résonateurs sont assurés par des ouvertures de type purement inductif ou purement capacitif selon le signe du coefficient du couplage. Dans le but de faciliter une future réalisation du filtre en utilisant une machine de gravure à commande numérique, nous avons choisi une configuration juxtaposée des guides d'ondes d'entrée/sortie.

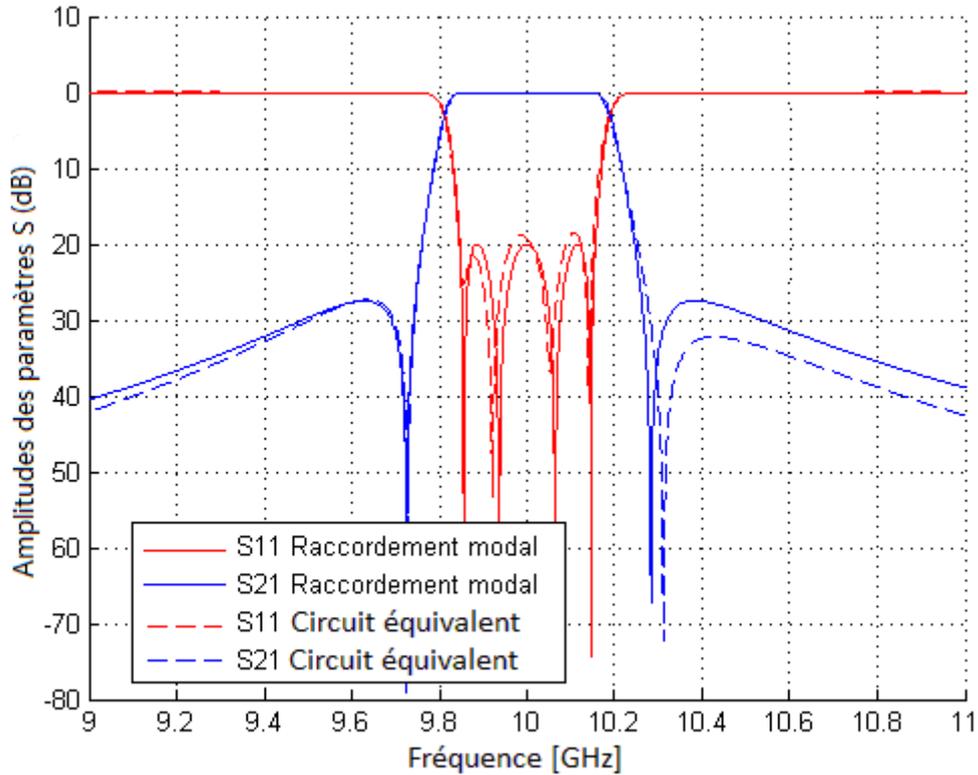


**Figure III.24.** Vue de dessus et vue latérale du filtre.

La configuration et les dimensions du filtre sont représentées sur la figure III.24, où le guide d'entrée/sortie I/O est le standard WR75 (19.0500 x 9.5250mm). L'ouverture du premier iris (entre I/O et la cavité ①) est  $a_2=11.5833\text{mm}$  avec un décalage  $x_1=3.2430\text{mm}$ . L'ouverture du second iris (entre la cavité ① et la cavité ②) est  $a_3=8.3379\text{mm}$ . L'ouverture de l'iris capacitif (entre la cavité ② et la cavité ③) est  $b_2=0.3000\text{mm}$ . L'ouverture du quatrième iris (entre la cavité ① et la cavité ④) est  $a_4=5.9782\text{mm}$  avec un décalage de  $x_4=0.9809\text{mm}$ . La longueur de la première cavité est  $T=19.0990\text{mm}$  et la longueur de la seconde  $L=23.5963\text{mm}$ . L'épaisseur de tous les iris est  $d=2\text{mm}$ .



**Figure III.25** Filtre Tchebychev généralisé d'ordre 4.



**Figure III.26** Réponses fréquentielles du filtre et de son circuit équivalent.

### III.10 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons d'abord présenté quelques techniques d'optimisation: les algorithmes génétiques, l'optimisation par essaim de particules et les réseaux de neurones. Nous les avons ensuite appliquées à l'optimisation des dimensions d'un filtre dual-mode obtenues par la synthèse analytique. Une étude comparative a été établie entre les algorithmes génétiques et l'optimisation par essaim de particules. Enfin, nous avons utilisé les réseaux de neurones, dans le sens direct, pour créer une fonction grossière d'approximation du filtre utilisée pour réduire l'espace de recherche, puis dans le sens inverse, pour faire la synthèse directe du filtre.

Dans la seconde partie, nous avons proposé quelques configurations de filtres en guides d'ondes rectangulaires métalliques que nous avons étudiées, en partant d'un cahier donné, par utilisation de la méthode numérique hybride ( synthèse par la matrice de couplage et méthode de raccordement modal avec optimisation) qui nous permettra la conception finale de ces filtres optimisés.

### **Références Bibliographiques du Chapitre III**

- [1] J. H. Holland Adaptation in Natural and Artificial Systems, First MIT Press edition, 1975.
- [2] D.E. Goldberg, Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning, Addison-Wesley Publishing Company, INC, 1989.
- [3] L. H. Randy and D. H. Werner, Genetic Algorithms in Electromagnetics, IEEE Press. A John Wiley & Sons, Inc, Publication 2007.
- [4] T. Bäck, D. B. Fogel and Z. Michalewicz, Handbook of evolutionary computation, New York, Oxford. 1997.
- [5] Erick Cantu-Paz, Efficient and Accurate Parallel Genetic Algorithms, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [6] J. Kennedy and R. Eberhart , Particle Swarm Optimization, IEEE, 1995,pp1942-1948.
- [7] M. Wahde, Biologically Inspired Optimization Methods, An Introduction, WIT Press 2008.
- [8] Y.Shi and R. C. Eberhart, Particle swarm optimization: developments, applications and resources, In Proceedings of the 2001 congress on evolutionary computation, Vol 1, May 2001, pp 81-86.
- [9] W. McCulloch and W. Pitts, A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity, Bulletin of Mathematical Biophysics, Vol. 5, 1943, pp 115–133.
- [10] F. Rosenblatt, The perceptron: A probabilistic model for information storage and organization in the brain. Psychological review, Vol 65, No 6, 1958, pp 386-408.
- [11] S. Haykin, Neural Networks and Learning Machines, Pearson Education, Inc, 2009.
- [12] D. O Hebb, The organization of behavior: A neuropsychological theory, John Wiley & SonsS, Inc, 1949.
- [13] P. M. Watson and K. C. Gupta, Design and optimization of CPW circuits using EM-ANN models for CPW components, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-45, No 12, December 1997, pp 2515-2523.

- [14] A. H. Zaabab, Q. J. Zhang, and M. Nakhla, A neural network modeling approach to circuit optimization and statistical design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-43, No 6, June 1995, pp 1349-1358.
- [15] J.W. Bandler, M.A. Ismail, J.E. Rayas-Sánchez and Q.J. Zhang, Neuromodeling of microwave circuits exploiting space mapping technology, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, 1999, pp. 2417-2427.
- [16] H. Kabir, Y. Yu, M. Wang and Q. J. Zhang, Neural network inverse modeling and applications to microwave filter design, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-56, No 4, April 2008, pp 867-879.
- [17] O. May, L.J Ricalde, B. Ali, and al, Neural Network Inverse Modeling for Optimization, In, *Artificial Neural Networks-Models and Applications*, In Tech, 2016.
- [18] J. W. Bandler, Optimization methods for computer-aided design, *IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques*, MTT-17, No 8, August 1969, pp 533-552.
- [19] 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, pp 99-103.
- [20] M. Guglielmi, P. Jarry, E.K erherve, O. Roquebrun and D. Schmitt, A new family of all-inductive dual-mode filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-49, No 10, October 2001, pp 1764-1769.
- [21] I. Bouchachi, M.L. Riabi, Fast Waveguide Filter Synthesis, using the Mode Matching Method for Analysis and Practical Swarm Optimization *Advanced Electromagnetics Symposium*, AES 2013, 19 – 22 March 2013, Sharjah – United Arab Emirates.
- [22] I. Bouchachi, J. Mateu, M.L. Riabi, Waveguide Filter Modeling and Simulation using Mode-matching, *Fullwave Network Analysis and Swarm Optimization Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, Vol. 32, No. 2, pp 169-177, February 2017.

# Conclusion Générale

Le but de notre travail est de contribuer à la modélisation de structures et dispositifs micro-ondes passifs avec application à la conception de filtres en technologie guides d'ondes rectangulaires standards. Pour cela, nous avons proposé une méthode de synthèse de filtres en guides d'ondes métalliques. C'est une méthode hybride consistant en une combinaison de plusieurs techniques de calculs de simulation et d'optimisation classées dans un ordre défini pour aboutir à la conception des filtres passe bande en respectant un cahier de charges donné.

Les filtres en microonde avec leurs différents types (passe-haut, passe-bas, passe bande et coupe-bande), sont synthétisés à partir de: soit une matrice de couplage qui va décrire les couplages entre chaque résonateur du filtre par un facteur  $M$ , soit par des prototypes passe-bas sous forme de circuits électriques constitués de résonateurs et inverseurs en éléments localisés. Ces circuits sont créés à partir d'une fonction de transfert, elle même obtenue par des méthodes d'approximations mathématiques de filtrage, comme l'approximation Tchebychev, Butterworth, inverse Tchebychev; elliptique....etc.

Plusieurs méthodes d'approximations existent dans la littérature et le choix d'une telle ou telle méthode est tributaire des spécifications exigées du filtre (le gain, l'existence ou non d'ondulations au niveau de la bande passante, et le nombre et la position des zéros de transmission.....).

Une fois le prototype passe-bas obtenu, les autres types de filtres sont déduits par des transformations fréquentielles correspondantes.

Dans ce travail, nous avons d'abord fourni assez de détails sur chacune des étapes nécessaires à la synthèse d'un filtre, puis nous avons suivi une combinaison que nous avons jugée adéquate et fiable à la synthèse d'un filtre en guides d'ondes métalliques creux. Il s'agit :

En premier, de générer la matrice de couplage en partant d'un cahier des charges, ensuite de convertir le circuit équivalent en une structure micro-onde, ce qui consiste donc à remplacer les résonateurs et inverseurs du circuit par des cavités résonantes et des coupleurs. Une fois le circuit converti, nous utilisons une méthode d'analyse de cette structure pour s'assurer de la bonne conversion. Pour cela, nous avons choisi la méthode de segmentation, qui consiste à fragmenter la structure en plusieurs éléments basiques (jonctions, coudes et Tés) où chacun

des éléments est analysé séparément par la méthode de raccordement modal, puis la structure est assimilée à un réseau constitué de ces éléments basiques. Sachant que le résultat final nécessite une optimisation car il ne correspond pas parfaitement aux spécifications de la structure à synthétiser, nous avons alors utilisé des techniques d'optimisation : les Algorithmes génétiques, l'optimisation par essaim de particules et les réseaux de neurones.

Pour valider notre technique hybride de synthèse, nous l'avons appliquée avec succès à des filtres passe-bande en guides d'ondes du type Tchebychev, Dual-mode, puis Tchebychev généralisé.

# LISTE DES TRAVAUX

## PUBLICATION INTERNATIONALE

**I. Bouchachi, J. Mateu, et M.L. Riabi**

Waveguide Filter Modeling and Simulation using Mode-matching, Fullwave Network Analysis and Swarm Optimization, Applied Computational Electromagnetics Society Journal, Vol. 32, No. 2, pp 169-177, February 2017. ISSN 1054-4887.

<http://www.aces-society.org/search.php?vol=32&no=2&type=2>

## COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

**I. Bouchachi, M.L. Riabi**

Fast Waveguide Filter Synthesis, using the Mode Matching Method for Analysis and Practical Swarm Optimization, Advanced Electromagnetics Symposium, AES 2013, 19 – 22 March 2013, Sharjah – United Arab Emirates. ISBN:978-2-9545460-1-8.

[www.mysymposia.org](http://www.mysymposia.org)

**I. Bouchachi, M.L. Riabi**

Rigorous Design and Efficient Optimization of Inverse Chebyshev Filters in Rectangular Waveguides Using the Mode-matching Method and the Genetic Algorithm, Eleventh International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA2010. Dec. 19-21 2010 Monastir, Tunisia . ISBN: 978-9973-959-28-7.

<http://www.sta-tn.com/>