

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :
Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Micro-ondes, Electromagnétiques et Optoélectronique

Présentée et soutenue par :
Mohamed Yahia

le : mardi 9 novembre 2010

Titre :

Modélisation Electromagnétique des Structures Complexes par Couplage des Méthodes

---

JURY
Pr. Victor FOUAD HANNA Président du jury (Université Paris 6-Paris)
M.C. HDR. Fethi CHOUBANI Rapporteur (SUP'COM –Ariana)
Pr. Junwu TAO Directeur de thèse (ENSEEIHT-Toulouse)
Pr. Mohamed Naceur ABDELKRIM Directeur de thèse (ENIG-Gabès)
M. A. Hafedh BENZINA Membre (ENIG-Gabès)

Ecole doctorale :
Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :
Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie

Directeur(s) de Thèse :
Pr. Junwu TAO (ENSEEIHT-Toulouse)
Pr. Mohamed Naceur ABDELKRIM (ENIG-Gabès)

Rapporteurs :
Pr. Victor FOUAD HANNA Rapporteur (Université Paris 6-Paris)
M.C. HDR. Fethi CHOUBANI Rapporteur (SUP'COM –Ariana)

A la mémoire de ma défunte grand-mère Ommi Gmar

A Baba Salem

A mes parents Abdelaziz et Naziha

A mon épouse Lobna

A ma fille Mariem

A mes frères et sœurs

A la famille Yahia

A la famille Chamam

A mes amis

Remerciements

Ce travail s'insère dans le cadre d'une thèse en cotutelle entre l'Université de Gabès et l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Il a été effectué au Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie LAPLACE (ex laboratoire Micro-ondes & Electromagnétisme LAME) à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et de Télécommunication (ENSEEIHT) à Toulouse et l'Unité de Recherche Modélisation, Analyse et Commande des Systèmes MACS à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabès (ENIG).

Je voudrais du fond du cœur remercier le Professeur Junwu TAO pour son aide, ses qualités humaines, sa disponibilité et son expérience le long de l'élaboration de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Hafedh BENZINA Maître Assistant à l'ENIG pour son aide et ses conseils pour aboutir à ce travail.

Que Monsieur le Professeur Mohamed Naceur ABDELKRIM trouve l'expression de mes vifs remerciements pour son soutien et ses conseils.

Je tiens à remercier Monsieur Victor FOUAD HANNA Professeur à l'Université Paris 6, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de faire partie de jury de cette thèse en tant que rapporteur.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur Fethi CHOUBANI Maître de Conférences à l'Ecole Supérieure des Communications de Tunis, pour l'intérêt qu'il a montré en acceptant d'être rapporteur de ma thèse.

Je tiens également à remercier tous ceux qui ont contribués à la réalisation de ce travail quelque soit en Tunisie ou en France.

En France : Mohamed Almustapha, Adnan Saguir, Ali Yallaoui, Hafedh Gaha, Rawdha Thabet, Tarek Bchini, Abderrahmane Rhaymi, Cristian Avram, Walid Atitallah, Majid, Bastien, Baha, Ibrahim Gaabab, Sami Habib, Meryam abdellatif, Kheirul, la famille Yahia, tout le personnel du département d'électronique et de l'ENSEEIHT.

En Tunisie : Abdelmonem Zallema, Hedi Sakli, Issam Jabri, Mehdi Dhaoui, Smaoui, Aloui, Mohamed Aoun, Abdesslem Benjeddou, Awatef Yahia, Najet Yahia, Ridha Alhamdi, Handoura, toute l'équipe de l'unité de recherche MACS, tout le personnel de l'ENIG.

Je remercie tout ceux que je n'ai pas cités et qui m'ont aidé pour l'accomplissement de ce travail.

Résumé

L'hybridation des méthodes numériques est l'une des nombreuses pistes dans la recherche de la rapidité et de l'efficacité et de la précision d'une modélisation électromagnétique des structures complexes associant des parties de formes régulières de grandes dimensions électriques et des parties de formes complexes de dimensions plus modestes. Au lieu d'une seule formulation globale, on cherche à appliquer l'hybridation de plusieurs méthodes numériques notamment la méthode variationnelle multimodale (MVM), la méthode des éléments finis (FEM) et les réseaux de neurones artificiels.

Un nouveau schéma hybride original qui combine la MVM et la FEM a été proposé pour caractériser une discontinuité complexe dans un guide d'onde rectangulaire. Les résultats obtenus tout en étant conformes aux résultats fournis par les simulateurs commerciaux et les résultats expérimentaux, apportent une amélioration sensible quant au temps de calcul. Le schéma hybride a été étendu pour la caractérisation des discontinuités complexes en cascade et appliqué à la conception de filtres micro-onde présentant des discontinuités complexes permettant ainsi un gain de temps très important.

L'hybridation des réseaux de neurones artificiels et les méthodes modales a amélioré le temps de calcul pour l'analyse des discontinuités simples dans les guides d'onde rectangulaires ce qui a permis d'améliorer l'optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés.

Mots clés : Modélisation électromagnétique, discontinuités uni−axiales, guides d'onde rectangulaires, guides d'ondes nervurés, discontinuités complexes, filtres micro-ondes, méthode variationnelle multimodale, méthode des éléments finis, réseaux de neurones artificiels, méthode du simplexe…

ABSTRACT

Hybridization of numerical methods is one inventive way in the research of the rapidity, the efficiency and the precision of the electromagnetic modeling of complex structures joining straight and large elements with complex and small ones. Instead of a global and unique formulation, we hybridize many numerical methods which are the modal methods, the finite element methods and the artificial neural networks.

A novel computer-aided design (CAD) tool of complex passive microwave devices in rectangular waveguide technology is suggested. The multimodal variational method is applied to the full-wave description in the rectangular waveguides while the finite element analysis characterizes waves in the arbitrarily shaped discontinuities. The suggested hybrid approach is successfully applied to the full-wave analysis of complex discontinuities with great practical interest, thus improving CPU time and memory storage against several full-wave finite element method (FEM) based CAD tools. The proposed hybrid CAD tool is successfully extended to the design of filters with cascaded complex discontinuities.

The hybridization of modal methods and the artificial neural networks improved the CPU time in the analysis of simple waveguide discontinuities which enhanced the optimization of rectangular ridged waveguide filters.

***Key-words**: electromagnetic modeling, uniaxial discontinuities, rectangular waveguides, ridged waveguides, multimodal variational method, finite element method, artificial neural networks, simplex method…*

TABLE DES MATIERES

Notations……..... 10

Liste des figures.....15

Liste des tableaux 19

Introduction Générale..... 21

Chapitre I

Méthodes Numériques de Modélisation Electromagnétique……23

I. 1. Introduction……..……24

I. 2. La méthode de la matrice S-généralisée……...26

I. 3. La méthode variationnelle multimodale classique……...29

I. 4. La méthode des éléments finis…….33

I. 4. 1. Elément rectangulaire……..34

I. 4. 2. Elément triangulaire……35

I. 5. Les réseaux de neurones……37

I. 6. Modélisation des discontinuités uni-axiales simples entre deux guides rectangulaires vides…….38

I. 6. 1. Introduction ……..……38

I. 6. 2. Modélisation par les réseaux de neurones……... 39

I. 6. 2. 1. Discontinuité plan E……..40

I. 4. 2. 2. Discontinuité plan H…….44

I. 6. 2. 3 Discontinuité plan E_H……..45

I. 7. Conclusion……47

Bibliographie du Chapitre I…….48

Chapitre II

Hybridation de la MVM et la FEM: Application à la modélisation des discontinuités complexes.....……...53

II. 1 Introduction……..54

II. 2 Formulation de la nouvelle méthode hybride……..55

II. 3. Application de la méthode hybride à la modélisation des discontinuités uni-axilales entre guides d'ondes rectangulaires……59
II. 3. 1. Introduction……59
II. 3. 2. Discontinuités simples……60
II. 3. 2. 1. Discontinuité plan E_H……61
II. 3. 2. 2. Discontinuité plan H……63
II. 3. 2. 3. Interprétation des résultats……65
II. 3. 3. Discontinuités complexes……66
II. 3. 3. 1. Iris circulaire……66
II. 3. 3. 2. Iris elliptique……70
II. 3. 3. 3. Iris à deux ouvertures……72
II. 3. 3. 4. Iris en croix……74
II. 4. Conclusion……75
Bibliographie du Chapitre II……77
Chapitre III
Hybridation de la FEM et la NMVM : Application à la modélisation des filtres à discontinuités complexes……80
III. 1. Introduction……81
III. 2. Analyse des discontinuités en cascade par chaînage des matrices S……83
III. 3. Analyse des discontinuités en cascade par la NMVM……85
III. 4. Analyse des discontinuités complexes en cascade par hybridation FEM-NMVM…… ……91
III. 4. 1. Théorie ……91
III. 4. 2. Résultats de simulations……92
III. 4. 2. 1. Filtre de premier ordre……92
III. 4. 2. 2. Filtre de second ordre……94
III. 4. 2. 3. Filtres multi-modes……96
III. 4. 1. 3. 1. Eléments de couplages rectangulaires...97
III. 4. 1. 3. 2. Eléments de couplages complexes……99

III. 5. Conclusion……10

Bibliographie du Chapitre III……..……..101

Chapitre IV

Optimisation des filtres micro-ondes……..…… ...104

IV. 1. Introduction ……105

IV. 2. Les méthodes robustes d'optimisation des filtres micro-ondes……..…107

IV. 2. 1. La méthode du simplexe classique…….……..107

IV. 2. 2. La méthode du simplexe Modifiée (MSM_1)…...……...109

IV. 2. 3. La méthode du simplexe Modifiée (MSM_2)…...……...…109

IV. 2. 4. L'algorithme génétique.…...…… ……...…111

IV. 3. Optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés par la méthode classique……..112

IV. 3. 1. Filtre passe bande d'ordre 4……..…….....……...…113

IV. 3. 2. Filtre passe bande d'ordre 6……..…….....……...…120

IV. 4. Optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés par les réseaux de neurones artificiels……..124

IV. 4. 1. Architecture ……124

IV. 4. 2. Filtre passe bande d'ordre 4…..……..…….....……...…126

IV. 4. 3. Filtre passe bande d'ordre 6……..…….....……..…...…128

IV. 5. Conclusion……...130

Bibliographie du Chapitre IV……131

Conclusion Générale…….…….. 134

Annexes…….……... 137

Annexe I : Couplage entre deux guides d'ondes métalliques rectangulaires…138

Annexe II : Apprentissage du réseau de neurones MLP (Multilayer Perceptron)……142

Annexe III : Détermination des nouvelles fonctions d'interpolations $\boldsymbol{g}_p(x,y)$.145

Liste de publications……149

Notations

a : largeur du guide d'onde.

a': largeur du guide d'onde.

a: pente de la sigmoïde.

a^i : onde incidente dans le guide i.

A_m^i : coefficients complexes.

A^e : surface de l'élément *e.*

$a_1^{'}$: paramètre réel.

$a_2^{'}$: paramètre réel.

a_i^e : paramètre lié à l'arête *i* de l'élément *e.*

b : hauteur du guide d'onde.

b' : hauteur du guide d'onde.

b(x): fonction à minimiser.

$b_1^{'}$: paramètre réel.

b^i : onde réfléchie dans le guide i.

B_m^i : coefficient complexe du mode m dans le guide i.

b_i^e : paramètre lié à l'arête *i* de l'élément *e.*

B : susceptance.

C : constante de seuillage.

C_q : coefficient de pondération du $q^{ème}$ mode.

c_i^e : paramètre lié à l'arête *i* de l'élément *e.*

D : matrice complexe.

d_i : hauteur de la région du gap du $i^{ème}$ guide nervuré.

d_1 : décalage de l'origine par rapport à l'axe des x du second guide par rapport à celle du premier guide.

d_2: décalage de l'origine par rapport à l'axe des y du second guide par rapport à celle du premier guide.

$\boldsymbol{E}$: matrice complexe.

$\boldsymbol{E}_t$: champ électrique transverse.

$\boldsymbol{e}_m^i$: m^{ème} vecteur de base modale du champs électrique dans le guide i.

e_i : élément i.

E_m^e : champ électrique tangentiel à l'arête m de l'élément e.

$\boldsymbol{f}$: forme variationalle.

$\boldsymbol{f}_q(x,y)$: $q^{ème}$ fonction d'essai.

f : fréquence.

Fcc : la fréquence de coupure la plus grande de tous les modes dans chaque guide d'onde.

fc_{rid} : fréquence de coupure du mode fondamental du guide nervuré.

fc_{rect} : fréquence de coupure du mode fondamental du guide rectangulaire.

$\boldsymbol{f}_e$: fonction d'essai dans chaque élément e.

Fi : filtre i.

$\boldsymbol{g}_p(x,y)$: fonction d'interpolation.

h : valeur maximale de la sigmoïde.

$\boldsymbol{H}_t$: champ magnétique transverse.

$\boldsymbol{h}_m^i$: m^{ème} vecteur de la base modale orthonormée et réelle du champs magnétique dans le guide i.

$\boldsymbol{H}_t^{(i)}$: champ magnétique tangentiel à l'interface dans le guide i.

$\boldsymbol{IC}$: vecteur des entrées des neurones de la première couche cachée.

$\boldsymbol{IS}$: vecteur des entrées des neurones de la couche de sortie.

$\boldsymbol{J}$: densité de courant électrique.

$\boldsymbol{j}_m^{(i)}$: densité de courant du mode m dans le guide i.

k_0 : constante de propagation dans l'espace libre.

K_{mn} : constante de normation du champ électrique du mode (m,n).

l_i^e : longueur de l'arête i dans l'élément *e*.

l_i : largeur du guide i.

L : vecteur qui contient les longueurs des guides d'ondes à optimiser.

$\boldsymbol{M}_1$: matrice des produits entre modes dans le guide I.

$\boldsymbol{M}_2$: matrice des produits entre modes dans le guide II.

m_i : nombre de modes accessibles dans le guide i.

N : nombre d'itérations. Nombre de discontinuités complexes.

N : dimension de la base de fonctions d'essais.

N_1 : nombre de modes dans le guide I.

N_2 : nombre de modes dans le guide II.

$\boldsymbol{N}_m^e(x,y)$: fonction d'interpolation relative à l'arête m de l'élément *e*.

N_e : nombre d'éléments. Nombre de neurones dans la couche d'entrée.

$N_m^{(i)}$: constante de normation des champs $\boldsymbol{e}_m^{(i)}$ du mode m et du guide i.

N_c : nombre de neurone dans la première couche cachée.

N_s : nombre de neurones dans la couche de sortie.

$\boldsymbol{n}$: vecteur unitaire normal à l'interface des guides.

p : fonction d'activation.

P : nombre d'individus.

pc : probabilité de croisement.

pm : probabilité de mutation.

P : coefficients de couplage entre modes des champs électriques.

p' : dérivée de la fonction d'activation *p*.

$\boldsymbol{Q}$: matrice complexe.

Qi : dimension de la base de fonctions d'essais dans la $i^{ème}$ discontinuité.

S : matrice de diffraction.

S : surface de discontinuité entre deux guides d'ondes.

$\boldsymbol{U}$: matrice unité.

U : fonction d'évaluation.

$\boldsymbol{WE}_{(i,j)}$: vecteur des poids synaptique entre le neurone i de la couche d'entrée et le neurone j de la première couche cachée.

$\boldsymbol{WS}_{(l,j)}$: vecteur des poids synaptique entre le neurone j de la dernière couche cachée et le neurone l de la couche de sortie.

$\boldsymbol{x}$: vecteur unitaire dans l'axes des abscisses.

x_c^e : abscisse du centre de l'élément rectangulaire e.

x_r : point de réflexion.

x_e : point de réflexion.

x_c : point de contraction.

$\boldsymbol{y}$: vecteur unitaire dans l'axes des ordonnées.

$\boldsymbol{Y}$: matrice admittance.

y_c^e : ordonné du centre de l'élément rectangulaire e.

$y^{(d)}$: admittance diagonale du tronçon du guide considéré.

$y^{(0)}$: admittance hors diagonale du tronçon du guide considéré.

$\hat{Y}$: opérateur admittance.

$\hat{Y}_m^{(i)}$: projecteur du mode m dans le guide i.

$y_m^{(i)}$: admittance réduite du mode m dans le guide i.

Y_0 : admittance caractéristique.

y_{mn} : admittance réduite associée au mode (m,n).

$\boldsymbol{z}$: vecteur unitaire dans l'axe des élévations.

$\boldsymbol{Z}$: matrice impédance.

Z_m^i : impédance de mode.

ζ_1 : nombre complexe.

ζ_2 : nombre complexe.

$\langle . | . \rangle$: produit scalaire.

$\times$: produit vectoriel.

$*$: complexe conjugué.

δ_{mn} : symbole de Kronecker.

∇ : opérateur du gradient.

γ_i : constante de propagation du $i^{ème}$ mode.

ρ : paramètre de réflexion.

χ : paramètre d'expansion.

γ : paramètre de contraction.

σ : paramètre de rétrécissement.

v_i : point de rétrécissement.

γ_{mn} : constante de propagation du mode (m,n) dans le guide.

ψ : seuil de convergence.

Liste des figures.

Chapitre I

Figure I.1: *Ondes incidentes et ondes réfléchies au niveau d'une discontinuité*

Figure I.2: *Discontinuité entre deux guides d'ondes.*

Figure I.3: *Elément rectangulaire.*

Figure I.4: *Elément triangulaire.*

Figure I.5: *Structure générale d'un réseau de neurones.*

Figure I.6: *Structure d'un neurone.*

Figure I.7: *Discontinuité entre deux guides d'ondes rectangulaires uni-axiaux*

Figure I.8: *Architecture du réseau de neurones.*

Figure I.9: *Discontinuité plan E entre deux guides d'ondes rectangulaires.*

Figure I.10: *Variation de* $\eta\%$, $|\zeta_1|^2$ *et* $|\zeta_2|^2$ *en fonction du nombre d'itérations N pour f =11.5 GHz et* μ *=0.1.*

Figure I.11: *Variation de* $|S_{11}|$ *et* $|S_{12}|$ *pour les différentes méthodes numériques.*

Figure I.12: *Discontinuité plan H entre deux guides d'ondes rectangulaires.*

Figure I.13 : *Variation de* $|S_{11}|$ *et* $|S_{12}|$ *pour les différentes méthodes numériques.*

Figure I.14 : *Discontinuité E_H entre deux guides rectangulaires.*

FigureI.15 : *Variation de* $|S_{11}|$ *et* $|S_{12}|$ *pour les différentes méthodes numériques.*

Chapitre II

Figure II.1: *Discontinuité complexe entre deux guides d'ondes.*

Figure II. 2: *Maillage de la surface de discontinuité.*

Figure. II. 3: *Division de l'élément triangulaire (e).*

Figure II.4: *Discontinuité plan E_H entre deux guides rectangulaires.*

Figure II.5: *Maillage rectangulaire de la surface de la discontinuité en 2, 3 et 10 éléments.*

Figure II.6: *Variation de* $|S_{11}|$ *de la discontinuité plan E_H en utilisant un maillage rectangulaire.*

Figure II.7 : *Maillage triangulaire de la surface de la discontinuité en 4, 8 et 26 éléments.*

Figure II.8 : *Variation de $|S_{11}|$ de la discontinuité plan E_H en utilisant un maillage triangulaire.*

Figure II.9*: Discontinuité plan H entre deux guides d'ondes rectangulaires.*

Figure II. 10 : *Variation de $|S_{11}|$ de la discontinuité plan H en utilisant un maillage rectangulaire.*

Figure II. 11 : *Maillage triangulaire de la surface de la discontinuité en 4, 6 et 10 éléments.*

Figure II. 12 : *Variation de $|S_{11}|$ de la discontinuité plan H en utilisant un maillage triangulaire.*

Figure II. 24: *Photo de l'iris en croix.*

Figure II. 13: *Géométries de l'ouverture circulaire.*

Figure II. 14: *Photo de l'iris circulaire sur un papier millimétré.*

Figure II. 15: *Circuit équivalent.*

Figure II. 16: *Maillage triangulaire de l'ouverture circulaire.*

Figure II.17: *Variation de la susceptance relative de l'iris circulaire en utilisant la méthode hybride avec 2500 modes.*

Figure II. 18: *Variation de la susceptance relative de l'iris circulaire en utilisant HFSS.*

Figure II. 19: *Variation de la susceptance relative de l'iris circulaire en fonction du nombre de modes.*

Figure II. 20: *Géométries et maillage de l'iris elliptique.*

Figure II. 21: *Variation de la susceptance relative de l'iris elliptique.*

Figure II. 22: *Géométries et maillage de l'iris avec deux ouvertures.*

Figure II. 23: *Variation de la susceptance relative de l'iris avec deux ouvertures.*

Figure II. 24: *Photo de l'iris en croix.*

Figure II. 25: *Géométries et maillage de l'iris en croix.*

Figure II. 26: *Variation de la susceptance relative de l'iris en croix.*

Chapitre III

Figure III. 1. *Double discontinuités simples.*

Figure III. 2 : *Circuit à N discontinuités uni-axiales simples.*

Figure III. 3 : *Représentation multipolaire de N discontinuités uni-axiales en cascade.*

Figure III. 4*. Discontinuités complexes en cascade.*

Figure III. 5. *Filtre du premier ordre. Guide d'onde WR62. Largeur du résonateur 8.5 mm.*

Figure III. 6. *Géométries et maillage de l'iris.*

Figure III. 7. *Coefficient de réflexion en dB pour les différentes méthodes numériques.*

Figure III. 8. *Filtre de second ordre. Guides d'ondes WR62. Les dimensions du premier et du troisième sont dans la fig. 9 et ceux du second iris sont dans la figure 10. Largeur du résonateur 12.155mm.*

Figure III. 9. *Dimensions du premier et du troisième iris.*

Figure III. 10. *Dimensions de l'iris du milieu.*

Figure III. 11. *Coefficient de réflexion et de transmission en dB du filtre du second ordre.*

Figure. III.12. *Ouverture d'une cavité carrée de coté a.*

Figure. III.13. *Filtre bi-modes.*

Figure III. 14. *Géométries et maillage de l'iris du milieu du filtre bi- modes 1.*

Figure III.15 : *Coefficient de réflexion en dB du filtre bi- modes 1.*

Figure III. 16. *Géométries et maillage de l'iris du milieu du filtre bi- modes 2.*

Figure III.17 : *Coefficient de réflexion en dB du filtre bi- modes 2.*

Chapitre IV

Figure IV.1 : *(a) réflexion, (b) expansion, (c) contraction, (d) rétrécissement dans le cas 2D (k=2).*

Figure IV.2 : *Filtre à guides d'ondes nervurés d'ordre 4. a=8 mm b=3.8 mm S=3.6mm, d_i=0.8mm, i={2..5}. l_j: variable j={1..9}.*

Figure IV.3: *Variation de U en fonction du temps.*

Figure IV.4 : *Variation des paramètres* **S** *dB du filtre optimisé F1.*

Figure IV.5 : *Evolution de U en fonction du temps pour la SM et la MSM_1.*

Figure IV.6 : *Réponse du filtre en utilisant les solutions de la SM et la MSM_1.*

Figure IV.7 : *Réponses des filtres optimisés F3 en fonction de la fréquence.*

Figure IV.8 : *Temps de calcul de la MSM_2 et du GA pour le filtre F3.*

Figure IV.9 : *Variation des paramètres optimisés en fonction de la largeur de la bande passante relative du filtre F3.*

Figure IV.10 : *Réponse du filtre F3 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV. 3.*

Figure IV.11 : *Filtre à guides d'ondes rectangulaires nervurés d'ordre 6. a=8 mm b=3.8 mm S=3.6mm, d_i=0.8mm, i={2..7}, lj: variable j={1..13}.*

Figure IV.12 : *Réponses des filtres optimisés en fonction de la fréquence.*

Figure IV.13 : *Temps de calcul de la MSM_2 et du GA pour le filtre F4.*

Figure IV.14: *Variation des paramètres optimisés en fonction de la largeur de la bande passante relative du filtre F4.*

Figure IV.15 : *Réponse du filtre F2 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV. 5.*

Figure IV.16 : *Topologie du MLP.*

Figure IV.17 : *Réponse du filtre F3 en utilisant le MLP.*

Figure IV.18: *Réponse du filtre F3 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV.7.*

Figure IV.19: *Réponse du filtre F4 en utilisant le MLP et HFSS.*

Figure IV.20 : *Réponse du filtre F4 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV.9.*

Liste des tableaux.

Tableau I.1 : *Temps de calcul pour les différentes méthodes pour une discontinuité plan E.*

Tableau I .2 : *Temps de calcul pour les différentes méthodes pour une discontinuité plan E.*

Tableau I .3 : *Temps de calcul pour les différentes méthodes pour une discontinuité plan E_H.*

Tableau II.1: *Temps de calcul pour les différentes méthodes.*

Tableau II.2 : *Temps de calcul pour la méthode hybride (16 éléments triangulaires).*

Tableau II.3 : *Temps de calcul pour la méthode hybride pour l'iris elliptique.*

Tableau II.4 : *Temps de calcul pour la méthode hybride pour l'iris avec deux ouvertures*

Tableau IV. 1 : *Paramètres optimisés du filtre F1.*

Tableau IV. 2 : *performances des méthodes SM et GA pour le filtre F1.*

Tableau IV. 3 : *Paramètres optimisés du filtre F3.*

Tableau IV. 4 : *Performances des méthodes SM, AG et HFSS pour le filtre F3.*

Tableau IV. 5 : *Paramètres optimisés du filtre F4.*

Tableau IV. 6 : *Performances des méthodes MSM_2, le GA et HFSS pour le filtre F4.*

Tableau IV. 8: *performances de la méthode neuronale pour le filtre F3.*

Tableau IV. 7: *Paramètres optimisés du filtre F3 en utilisant le MLP.*

Tableau IV. 9: *Paramètres optimisés du filtre F4 en utilisant le MLP.*

Tableau IV. 10 : *Performances de la méthode neuronale pour le filtre F4.*

Introduction Générale

Introduction générale

Les télécommunications d'une manière générale et plus particulièrement celles dans le domaine spatial, ne cessent de progresser, nécessitant ainsi des bandes de fréquences de plus en plus élevées. A ces fréquences, les dimensions et la forme des circuits électroniques requièrent des équipements de simulation et de fabrication très performants. Dans le souci d'un gain de temps dans la fabrication de ces circuits, les investigations sur les outils de simulation qui soient précis et rapides ne cessent d'augmenter. A cet égard, une multitude d'outils de modélisation a vu le jour. La plupart sont basés sur des techniques de discrétisation spatiale qui sont très performants surtouts pour des structures complexes. Cependant, quand le rapport géométrie/longueur d'onde dépasse quelques dizaines, ces techniques nécessitent des moyens informatiques très importants et des temps de calculs considérables. Par opposition à ces techniques, les méthodes modales sont beaucoup plus rapides et nécessitent moins de moyens informatiques. Cependant, leurs applications restent limitées à des structures simples.

Pour combler la faille entre les deux familles de calculs numériques, l'hybridation des méthodes est l'une des nombreuses pistes visant à améliorer la rapidité, l'efficacité et la précision d'une modélisation électromagnétique en 3D des structures complexes associant des parties de formes régulières de grandes dimensions électriques et des parties de formes complexes de dimensions plus modestes. Au lieu d'une formulation globale basée sur une seule méthode numérique (le plus souvent les éléments finis), on cherche à appliquer l'hybridation de plusieurs méthodes numériques en associant les méthodes de la famille du raccordement modal, notamment la Méthode Variationnelle Multimodale (MVM), qui présente une très grande efficacité numérique dans des géométries où la séparation des variables (cartésiennes, cylindriques ou sphériques) est possible, les méthodes utilisant la discrétisation spatiale tel que la méthode des éléments finis (FEM Finite Element Method), qui s'adapte à des

géométries irrégulières avec une très grande facilité et les réseaux de neurones artificiels (ANN Artificial Neural Network) qui sont très rapides après apprentissage et qui s'adaptent à des structures complexes.

L'objectif à atteindre dans le cadre de cette thèse est la réalisation d'un démonstrateur sur un objet 3D complexe ne pouvant pas être étudié par la méthode MVM seule, et la démonstration théorique et expérimentale de la supériorité numérique de l'approche hybride par rapport à l'utilisation d'un code FEM seul. Ainsi, ce manuscrit est structuré en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, on va présenter l'état de l'art des méthodes numériques de modélisation électromagnétique tels que la MVM, la méthode de matrice S-généralisée (GSM Generalized Scattering Matrix), la méthode des éléments finis et les réseaux de neurones artificiels. La fin du chapitre sera consacrée à la comparaison des performances de ces méthodes numériques pour la modélisation des discontinuités simples.

Dans le deuxième chapitre, on va présenter l'hybridation de la MVM et la FEM pour modéliser une discontinuité complexe dans un guide d'onde rectangulaire. Les performances en termes de temps de calcul et de précision seront comparées à des résultats théoriques, des résultats expérimentales et des résultats fournis par des outils de simulation commerciaux.

Dans le troisième chapitre, on va généraliser la méthode hybride à la modélisation de plusieurs discontinuités complexes en cascades. On va appliquer le nouveau schéma hybride à la conception des filtres micro-ondes présentant des parties régulières et des parties complexes tels que les filtres à iris complexes et les filtres multi-modes.

Dans le quatrième chapitre, on va s'intéresser aux méthodes d'optimisation de filtres micro-ondes. On va étendre la méthode du simplexe pour l'optimisation des filtres à bandes passantes plus étroites. Ensuite, on va employer les réseaux de neurones artificiels pour améliorer l'optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés.

Chapitre I

Méthodes Numériques de Modélisation Electromagnétique

Chapitre I

Méthodes Numériques de Modélisation Electromagnétique

I. 1. Introduction

La modélisation des circuits hyperfréquences permet de prédire leurs bons fonctionnements avec un gain considérable de temps. Les outils de modélisation électromagnétique associés aux logiciels commerciaux de simulation connaissent une grande expansion. Malgré cela, la recherche des outils de modélisation moins versatiles qui soient encore plus rapides et plus précis reste un sujet d'actualité.

La modélisation de discontinuités entre les guides d'ondes est la base de la conception de plusieurs dispositifs hyperfréquences (filtres, multiplexeurs, polariseurs, etc.…). Par conséquent, de nombreuses méthodes de calcul ont été développées et sont généralement classées en deux types: analytiques et numériques. Les méthodes analytiques permettent d'avoir une solution exacte. Leur champ d'application est limité à des structures présentant des géométries et des conditions aux limites particulières.

Pour la plupart des situations pratiques, la solution exacte n'est pas accessible. On se contente d'avoir une solution tronquée (approximative) fournie par les méthodes numériques.

L'étude des discontinuités dans les guides d'ondes a fait l'objet d'importants efforts dont les résultats sont collectés dans l'ouvrage de Marcuvitz [1]. Des calculs analytiques très poussés ont permis l'obtention des formules quasi-analytiques pour un grand nombre de cas pratiques. Ces travaux continuent de fournir de bons résultats et qui sont d'ailleurs employés dans cette thèse.

On peut classer les méthodes numériques en deux catégories selon le type de discrétisation:

- Les méthodes à discrétisation spatiale

L'espace 3D ou 2D étant maillé en plusieurs éléments. Dans chaque élément, l'approximation de la solution se fait directement à partir des équations de Maxwell. Les méthodes les plus connues sont : la méthode des éléments finis FEM (Finite element method) [2, 3], la méthode des différences finies FD, ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD [4] (finite difference time domain), la TLM (the transmission-line method) [5] etc. Elles couvrent un domaine d'applications très vaste. Néanmoins, elles demandent des moyens informatiques importants et un temps de calcul très lourd dès que le rapport géométrie/longueur d'onde dépasse quelques dizaines.

- Les méthodes à discrétisation spectrale.

L'approximation de la solution ne se fait pas directement à partir des équations de Maxwell mais après avoir effectué un calcul analytique plus poussé permettant de traduire les champs électromagnétiques sous formes canoniques. Cet effort est récompensé par un gain considérable de temps et de moyens informatiques. Par contre, ces méthodes sont moins versatiles que les méthodes à discrétisation spatiale. Parmi les méthodes à discrétisation spectrale on cite la technique de raccordement modal [6], la matrice S-généralisée [7] et la MVM [8-13].

Vers la fin des années 90, toujours dans le but de la recherche d'un outil de modélisation efficace et rapide, la modélisation électromagnétique des circuits hyperfréquence a connu l'application des réseaux de neurones [14-22]. Après apprentissage, les réseaux de neurones fournissent des réponses très précises et très rapides. Ils sont souvent appliqués à la conception des filtres micro-ondes [15-17].

Dans ce chapitre, on va présenter les méthodes numériques qui seront employées dans cette thèse. Dans la section I.1, on va présenter la méthode de la matrice S-généralisée. La méthode MVM qui constitue le centre de cette thèse, sera détaillée dans la section I. 2. Dans la section I. 3 on va présenter la FEM qui sera appliquée dans le deuxième chapitre et le troisième chapitre. Dans la section I. 4, on va présenter les réseaux de neurones qui seront appliqués dans le premier et quatrième chapitre. Enfin, la section I. 5 sera consacrée à l'étude de différentes méthodes numériques.

I. 2. La méthode de la matrice S-généralisée.

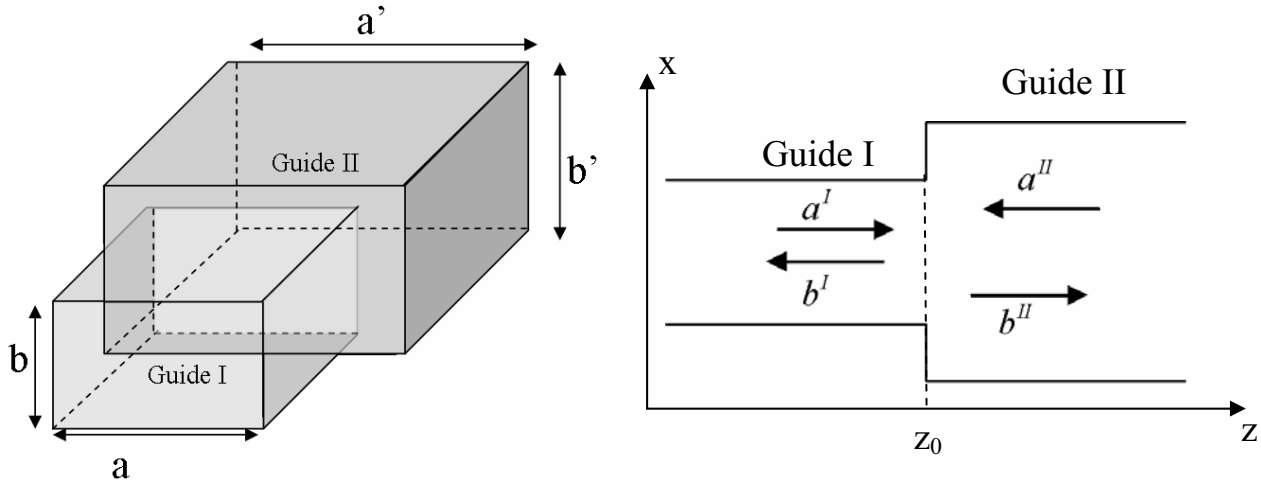


***Figure I.1**: Ondes incidentes et ondes réfléchies au niveau d'une discontinuité*

On considère la jonction entre deux guides d'ondes (fig. I.1). Les champs électriques et magnétiques transverses dans les guides d'ondes peuvent s'écrire dans les bases modales comme suit [6-13]:

$$\boldsymbol{E}_t = \sum_{m=1}^{\infty} A_m^i \left(a_m^i + b_m^i\right) \boldsymbol{e}_m^i \tag{I.1}$$

$$\boldsymbol{H}_t = \sum_{m=1}^{\infty} B_m^i \left(a_m^i - b_m^i\right) \boldsymbol{h}_m^i \tag{I.2}$$

où a^i et b^i représentent, respectivement, les ondes incidentes et réfléchies dans les guides formant la discontinuité (i=I,II). $\boldsymbol{e}_m^i$ (respectivement $\boldsymbol{h}_m^i$) représente le m^{ième} vecteur de base modale orthonormée et réelle du champs électrique (respectivement magnétique) dans le guide i. A_m^i et B_m^i sont des coefficients complexes qui sont déterminés à partir de la normation de la puissance de telle manière que le rapport $Z_m^i = A_m^i / B_m^i$ soit égal à l'impédance de mode. Les expressions de $\boldsymbol{e}_m^i$ et $\boldsymbol{h}_m^i$ pour un guide d'onde rectangulaire sont données en annexe A. I. Au niveau de la discontinuité, la continuité des champs transverses permet d'écrire les équations suivantes :

$$\boldsymbol{E}_t^I = \boldsymbol{E}_t^{II} \tag{I.3}$$

$$\boldsymbol{H}_t^I = \boldsymbol{H}_t^{II} \tag{I.4}$$

Pour le calcul numérique, on va prendre N_1 modes dans le guide I et N_2 modes dans le guide II (discrétisation spectrale) ce qui permet d'obtenir :

$$\zeta_1 = \sum_{m=1}^{N_1} A_m^I \left(a_m^I + b_m^I\right) \boldsymbol{e}_m^I - \sum_{p=1}^{N_2} A_p^{II} \left(a_p^{II} + b_p^{II}\right) \boldsymbol{e}_p^{II} = 0 \tag{I.5}$$

$$\zeta_2 = \sum_{m=1}^{N_1} B_m^I \left(a_m^I - b_m^I\right) \boldsymbol{h}_m^I - \sum_{p=1}^{N_2} B_p^{II} \left(-a_p^{II} + b_p^{II}\right) \boldsymbol{h}_p^{II} = 0 \tag{I.6}$$

Si on multiplie par les vecteurs des bases les deux membres de chacune des équations (I.5) et (I.6), on obtient le système d'équations suivant :

$$\sum_{p=1}^{N1} A_p^I \left(a_p^I + b_p^I\right) \left\langle \boldsymbol{e}_p^I \middle| \boldsymbol{e}_k^{II} \right\rangle = A_k^{II} \left(a_k^{II} + b_k^{II}\right) \tag{I.7}$$

$$B_k^I \left(a_k^I - b_k^I\right) = \sum_{p=1}^{N2} B_p^{II} \left(-a_p^{II} + b_p^{II}\right) \left\langle \boldsymbol{h}_p^{II} \middle| \boldsymbol{h}_k^I \right\rangle \tag{I.8}$$

$\langle . | . \rangle$ désigne le produit scalaire.

Les équations I.7 et I.8 donnent

$$-a_k^{II} + \sum_{p=1}^{N1} \frac{A_p^I}{A_k^{II}} \left(a_p^I\right) \left\langle \boldsymbol{e}_p^I \middle| \boldsymbol{e}_k^{II} \right\rangle = b_k^{II} - \sum_{p=1}^{N1} \frac{A_p^I}{A_k^{II}} \left(b_p^I\right) \left\langle \boldsymbol{e}_p^I \middle| \boldsymbol{e}_k^{II} \right\rangle \tag{I.9}$$

$$a_k^I + \sum_{p=1}^{N2} \frac{B_p^{II}}{B_k^{II}} \left(a_p^{II}\right) \left\langle \boldsymbol{h}_p^{II} \middle| \boldsymbol{h}_k^I \right\rangle = b_k^I + \sum_{p=1}^{N2} \frac{B_p^{II}}{B_k^{II}} \left(b_p^{II}\right) \left\langle \boldsymbol{h}_p^{II} \middle| \boldsymbol{h}_k^I \right\rangle \tag{I.10}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{U} & \vdots & \boldsymbol{M}_1 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \boldsymbol{M}_2 & \vdots & -\boldsymbol{U} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^I \\ \vdots \\ a_{N1}^I \\ \cdots \\ a_1^I \\ \vdots \\ a_{N2}^I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{U} & \vdots & \boldsymbol{M}_1 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ -\boldsymbol{M}_2 & \vdots & \boldsymbol{U} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1^I \\ \vdots \\ b_{N1}^I \\ \cdots \\ b_1^I \\ \vdots \\ b_{N2}^I \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

où $\boldsymbol{U}$ est la matrice identité, $\boldsymbol{M}_{1ij} = \frac{\boldsymbol{B}_j^{II}}{\boldsymbol{B}_i^I} \left\langle \boldsymbol{h}_j^{II} \middle| \boldsymbol{h}_i^I \right\rangle$ et $M_{2ij} = \frac{\boldsymbol{A}_i^I}{\boldsymbol{A}_j^{II}} \left\langle \boldsymbol{e}_i^I \middle| \boldsymbol{e}_j^{II} \right\rangle$

La matrice **S** généralisée de la discontinuité est donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{U} & \vdots & \boldsymbol{M}_1 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ -\boldsymbol{M}_2 & \vdots & \boldsymbol{U} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \boldsymbol{U} & \vdots & \boldsymbol{M}_1 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \boldsymbol{M}_2 & \vdots & -\boldsymbol{U} \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

I. 3. La méthode variationnelle multimodale classique

La MVM se présente aussi comme étant une variante de la technique du raccordement modale MM (Mode Matching). Cependant, pour la MVM, des calculs analytiques supplémentaires sont effectués pour minimiser le temps de calcul et l'occupation en espace mémoire [8-13].

Dans cette section, on va s'intéresser à la MVM classique qui permet de modéliser une seule discontinuité simple.

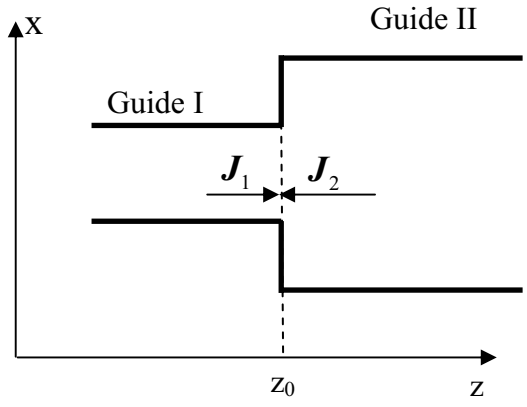


***Figure I.2**: Discontinuité entre deux guides d'ondes.*

On considère une discontinuité entre deux guides d'ondes rectangulaires uni−axiaux représentés par la figure I. 2. Les parois des guides sont supposées parfaitement conductrices.

On définit la densité de courant au niveau de l'interface entre les deux guides par la relation suivante [10]:

$$\boldsymbol{J} = \left(\boldsymbol{H}_t^{(1)} - \boldsymbol{H}_t^{(2)}\right) \times \boldsymbol{n} \tag{I.13}$$

$\boldsymbol{H}_t^{(i)}$ est le champ magnétique tangentiel à l'interface dans le guide i (i=I, II) et $\boldsymbol{n}$ le vecteur unitaire normal à l'interface des guides, ici $\boldsymbol{z}$.

On peut montrer que la densité de courant et le champ électrique tangentiel à l'interface sont liés par [10]:

$$\boldsymbol{J}(z_0) = \hat{Y}\ \boldsymbol{E}_t(z_0) \tag{I.14}$$

$$\hat{\boldsymbol{Y}} = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n^{(1)}(z_0)\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(1)} + \sum_{m=1}^{+\infty} y_m^{(2)}(z_0)\hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \tag{I.15}$$

$\hat{\boldsymbol{Y}}$ est l'opérateur admittance de la discontinuité avec :

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(i)} = \left|\boldsymbol{j}_m^{(i)}\right\rangle \frac{1}{N_m^{(i)}} \left\langle \boldsymbol{j}_m^{(i)}\right| \tag{I.16}$$

$\hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(i)}$ est le projecteur du mode m dans le guide i [23]. $y_m^{(i)}$ est l'admittance réduite du mode m. $\boldsymbol{j}_m^{(i)}$ est la densité de courant du mode m. $\boldsymbol{N}_m^{(i)}$ est une constante de normation des champs du mode m et du guide i, définie par :

$$\boldsymbol{N}_m^{(i)}\,\boldsymbol{\delta}_{mn} = \left\langle \boldsymbol{e}_m^{(i)} \middle| \boldsymbol{j}_n^{(i)} \right\rangle \tag{I.17}$$

$\boldsymbol{\delta}_{mn}$ est le symbole de Kronecker $\boldsymbol{\delta}_{mn} = \begin{cases} 1 & si\ m = n \\ 0 & si\ m \neq n \end{cases}$

L'interface de deux guides contient deux parties

- Une partie isolante où la densité de courant $\boldsymbol{J}(z_0)$ est nulle.
- Une partie métallique où le champ électrique tangentiel est nul.

Par conséquent on aura :

$$\hat{\boldsymbol{Y}}\ \boldsymbol{E}_t(z_0) = 0 \tag{I.18}$$

$\hat{\boldsymbol{Y}}$ est un opérateur auto–adjoint. Quand les pertes métalliques et diélectriques ne sont pas prises en comptes, la relation (I. 19) est une forme variationnelle [24].

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{E}_t) = \left\langle \boldsymbol{E}_t \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}\boldsymbol{E}_t \right\rangle \tag{I.19}$$

Pour une discontinuité quelconque, la recherche de la solution consiste à minimiser cette forme variationnelle.

Si on décompose le champ électrique tangentiel sur une base de fonctions d'essais appropriées $\{\boldsymbol{f}_q(x,y)\}$ on aura:

$$\boldsymbol{E}_t = \sum_{q=1}^{\infty} C_q \, \boldsymbol{f}_q(x,y) \tag{I.20}$$

Si on introduit l'expression de $\boldsymbol{E}_t$ (I.20) dans (I.19) on aura :

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{E}_t) = \left\langle \sum_{q=1}^{\infty} C_q \, \boldsymbol{f}_q(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}} \sum_{p=1}^{\infty} C_p \, \boldsymbol{f}_p(x,y) \right\rangle \tag{I.21}$$

La forme (I.21) étant stationnaire [10], sa dérivée par rapport à C_p est nulle:

$$\begin{aligned} \sum_{q=1}^{+\infty} \Bigg(& \sum_{n=1}^{m_1} y_n^{(1)}(z_0) \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(1)} \boldsymbol{f}_q(x,y) \right\rangle + \sum_{m=1}^{m_2} y_m^{(2)}(z_0) \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \boldsymbol{f}_q(x,y) \right\rangle \\ & + \sum_{n=m_1+1}^{+\infty} (-1) \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(1)} \boldsymbol{f}_q(x,y) \right\rangle + \sum_{m=m_2+1}^{+\infty} (-1) \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \boldsymbol{f}_q(x,y) \right\rangle \Bigg) C_q = 0 \end{aligned} \tag{I.22}$$

m_1 (respectivement m_2) représente le nombre des modes accessibles à l'entrée (respectivement à la sortie) [8-13]. La portée des modes accessibles vont au-delà de la jonction et peuvent coupler aux structures à l'entrée et à la sortie, alors que les autres (modes localisés) ne sont plus visibles de l'extérieur.

On définit les matrices $\boldsymbol{Q}$, $\boldsymbol{N}^{(i)}$ $\boldsymbol{Y}^{(i)}$ et $\boldsymbol{U}^{(i)}$ comme suit :

$$\boldsymbol{Q}_{pq} = -j \left[\sum_{n=m_1+1}^{+\infty} \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(1)} \boldsymbol{f}_q(x,y) \right\rangle + \sum_{m=m_2+1}^{+\infty} \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \boldsymbol{f}_q(x,y) \right\rangle \right] \tag{I.23}$$

$$\boldsymbol{N}^{(i)} = \begin{bmatrix} N_1^{(i)} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & N_2^{(i)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & N_1^{(i)} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & N_{m_1 \, ou \, m_2}^{(i)} \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

$$\boldsymbol{Y}^{(i)} = \begin{bmatrix} y_1^{(i)}(z_0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & y_2^{(i)}(z_0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & y_1^{(i)}(z_0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & y_{m_1 \text{ ou } m_2}^{(i)}(z_0) \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

$$\boldsymbol{U}_{p,m}^{1} = \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y), \boldsymbol{j}_m^1 \right\rangle \; m \le m_1 \tag{I.26}$$

$$\boldsymbol{U}_{p,m}^{2} = \left\langle \boldsymbol{f}_p(x,y), \boldsymbol{j}_m^2 \right\rangle \; m \le m_2 \tag{I.27}$$

Un calcul plus poussé pour la relation (I.22) permet de déterminer la matrice impédance de la discontinuité qui est définie comme suit [9] :

$$\boldsymbol{Z} = -j\,\boldsymbol{N}^{-1}\boldsymbol{N}^{+1/2}\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{N}^{-1/2} \tag{I.28}$$

$$\boldsymbol{\Gamma} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{U}^{(1)*T}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{U}^{(1)} & \boldsymbol{U}^{(1)*T}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{U}^{(2)} \\ \boldsymbol{U}^{(2)*T}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{U}^{(1)} & \boldsymbol{U}^{(2)*T}\boldsymbol{Q}^{-1}\boldsymbol{U}^{(2)} \end{bmatrix} \tag{I.29}$$

L'analyse d'une discontinuité se ramène à la détermination des produits scalaires entre la base des fonctions d'essai et les modes des deux guides c'est à dire la détermination de la matrice $\boldsymbol{\Gamma}$.

A partir de la matrice impédance $\boldsymbol{Z}$, la matrice **S** de la discontinuité va avoir la forme suivante :

$$\mathbf{S} = \left(\boldsymbol{Z} + \boldsymbol{I}\right)^{-I}\left(\boldsymbol{Z} - \boldsymbol{I}\right). \tag{I.30}$$

Théoriquement, le nombre de modes utilisés dans la formulation est infini. Cependant, dans la pratique on va considérer un nombre fini de modes pour représenter toute la base modale (troncature spectrale). Pour avoir de bonnes performances, il faut ordonner les modes des deux guides ensembles par fréquences de coupures croissantes et prendre les modes qui apparaissent les premiers.

I. 4. La méthode des éléments finis.

La méthode des éléments finis est un outil très puissant pour résoudre beaucoup de problèmes en électromagnétisme [2]. Elle a été proposée en 1940. Sa première application en électromagnétisme a été effectuée par Sylvester [25-28]. Au début, cette méthode utilise une approche scalaire [25-28]. Cette approche a connu beaucoup de problèmes notamment pour son application aux problèmes vectoriels. Ces problèmes ont été surmontés en introduisant les éléments d'arêtes [29-33] (approche vectorielle). C'est cette dernière approche qui nous intéresse dans cette thèse.

D'une manière générale, la résolution d'un problème donné en utilisant la FEM comprend 4 phases [2] :

- La subdivision du domaine global: La première étape est la subdivision du domaine entier en plusieurs sous domaines ou éléments. Pour une structure régulière (ex: rectangulaire), les éléments choisis sont souvent des rectangles. Pour une forme complexe, les éléments sont des triangles. Pour des raisons d'implémentation, il faut donner des informations sur les nœuds et les arêtes de chaque élément tels que les coordonnées des nœuds, les numéros d'arêtes dans toute la structure (numéros globaux), les numéros d'arête dans l'élément (numéros locaux) ...
- Définition des fonctions d'interpolation: la deuxième étape consiste à choisir les fonctions d'interpolation qui permettent d'approximer les paramètres inconnus (dans notre cas les champs électriques) dans chaque élément. Les fonctions d'interpolations sont souvent des polynômes d'ordre 1, 2…. qui sont définis uniquement dans l'élément en considération.
- Formulation du système d'équations. Cette phase comprend trois étapes:

- Formulation des équations élémentaires dans chaque élément en utilisant soit la méthode de Ritz soit celle de Galerkin.
- Sommation des équations élémentaires dans tous les éléments pour former un système d'équations. Ce processus est connu sous le nom d'*assemblage*.
- Imposer les conditions aux limites pour obtenir le système d'équations final près à la résolution.

- Solution du système d'équations en utilisant des méthodes directes ou itératives.

Dans cette section, on va s'intéresser uniquement aux deux premières étapes qui serviront à l'hybridation des méthodes FEM et MVM décrite dans le chapitre II.

I. 4. 1. Elément rectangulaire.

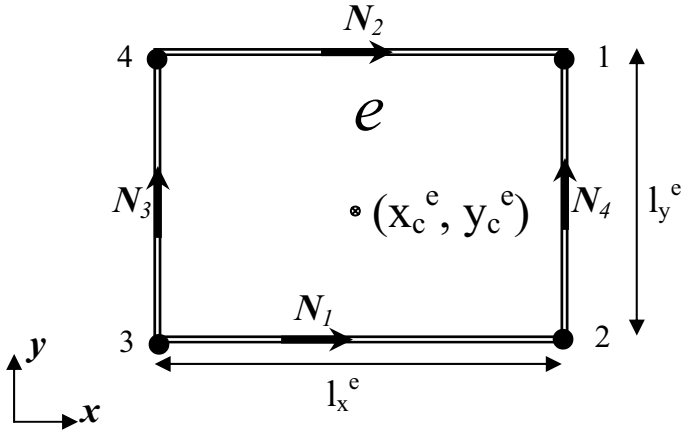


***Figure I.3**: Elément rectangulaire.*

On considère un élément rectangulaire *e* (fig.I.3). Le couple (x_c^e, y_c^e) étant le centre de l'élément. Dans un élément rectangulaire, le champ électrique peut être écrit de la manière suivante :

$$\boldsymbol{E}^e(x,y) = \sum_{m=1}^{4} E_m^e \, \boldsymbol{N}_m^e(x,y) \tag{I.31}$$

E_m^e : Champ électrique tangentiel à l'arête m de l'élément *e*.

$\boldsymbol{N}_m^e(x,y)$: Fonction d'interpolation relative à l'arête m de l'élément *e*.

Les fonctions d'interpolation $\boldsymbol{N}_m^e(x,y)$ du premier ordre pour un élément rectangulaire sont données par [2]:

$$\boldsymbol{N}_1^e = \frac{1}{l_y^e}\left(y_c^e - y + \frac{l_y^e}{2}\right)\boldsymbol{x} \tag{I.32}$$

$$\boldsymbol{N}_2^e = \frac{1}{l_y^e}\left(y - y_c^e + \frac{l_y^e}{2}\right)\boldsymbol{x} \tag{I.33}$$

$$\boldsymbol{N}_3^e = \frac{1}{l_x^e}\left(x_c^e - x + \frac{l_y^e}{2}\right)\boldsymbol{y} \tag{I.34}$$

$$\boldsymbol{N}_4^e = \frac{1}{l_x^e}\left(x - x_c^e + \frac{l_y^e}{2}\right)\boldsymbol{y} \tag{I.35}$$

I. 4. 2. Elément triangulaire.

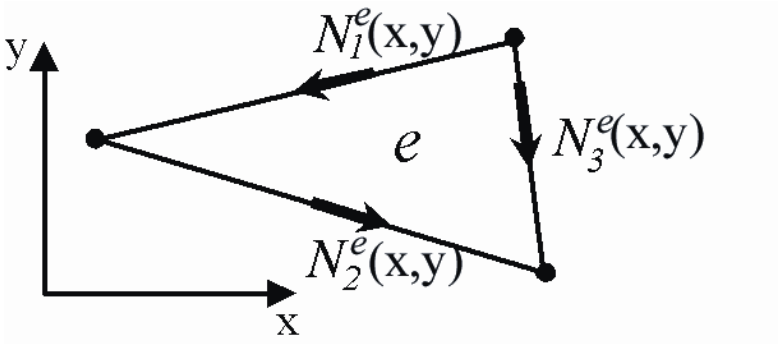


Figure I.4*: élément triangulaire.*

Dans un élément triangulaire *e* (fig.I.4), le champ électrique peut être écrit de la manière suivante :

$$\boldsymbol{E}^e(x,y) = \sum_{m=1}^{3} E_m^e \, \boldsymbol{N}_m^e(x,y) \tag{I.36}$$

Le champ électrique dans toute la surface discrétisée a la forme suivante :

$$\boldsymbol{E}(x,y) = \sum_{e=1}^{N_e}\sum_{m=1}^{3} E_m^e \, \boldsymbol{N}_m^e(x,y) \tag{I.37}$$

N_e : nombre d'éléments.

Les fonctions d'interpolation $\boldsymbol{N}_m^e$ du premier ordre pour un élément triangulaire sont données par [2, 32]:

$$\boldsymbol{N}_1^e(x,y) = l_1^e\left(L_1^e \nabla L_2^e - L_2^e \nabla L_1^e\right) \tag{I.38}$$

$$\boldsymbol{N}_2^e(x,y) = l_2^e\left(L_2^e \nabla L_3^e - L_3^e \nabla L_2^e\right) \tag{I.39}$$

$$\boldsymbol{N}_3^e(x,y) = l_3^e\left(L_3^e \nabla L_1^e - L_1^e \nabla L_3^e\right) \tag{I.40}$$

l_i^e : Longueur de l'arête i dans l'élément *e*. ∇ est l'opérateur du gradient.

$$L_i^e = \frac{1}{2\mathrm{A}^e}\left(a_i^e + b_i^e x - c_i^e y\right) \tag{I.41}$$

A^e : Surface de l'élément *e* donnée par :

$$\mathrm{A}^e = \frac{1}{2}\begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = \frac{1}{2}\left(b_1 c_2 - b_2 c_1\right) \tag{I.42}$$

$a_1^e = x_2 y_3 - x_3 y_2, b_1^e = y_2 - y_3$ et $c_1^e = x_3 - x_2$

$a_2^e = x_3 y_1 - x_1 y_3$, $b_2^e = y_3 - y_1$ et $c_2^e = x_1 - x_3$

$a_3^e = x_1 y_2 - x_2 y_1$, $b_3^e = y_1 - y_2$ et $c_3^e = x_2 - x_1$

Les fonctions d'interpolation $\boldsymbol{N}_m^e$ peuvent être mises sous une forme plus simple comme suit [32]:

$$\boldsymbol{N}_m^e(x,y) = \frac{l_i}{4\left(\mathrm{A}^e\right)^2}\left[\left(A_m + B_m y\right)\boldsymbol{x} + \left(C_m + D_m x\right)\boldsymbol{y}\right] \tag{I.43}$$

$A_1 = a_1^e b_2^e - a_2^e b_1^e, B_1 = c_1^e b_2^e - c_2^e b_1^e$, $C_1 = a_1^e c_2^e - a_2^e c_1^e$ et $D_1 = -B_1$

$A_2 = a_2^e b_3^e - a_3^e b_2^e, B_2 = c_2^e b_3^e - c_3^e b_2^e$, $C_2 = a_2^e c_3^e - a_3^e c_2^e$ et $D_2 = -B_2$

$A_3 = a_3^e b_1^e - a_1^e b_3^e, B_3 = c_3^e b_1^e - c_1^e b_3^e, C_3 = a_3^e c_1^e - a_1^e c_3^e$ et $D_3 = -B_3$

I. 5. Les réseaux de neurones.

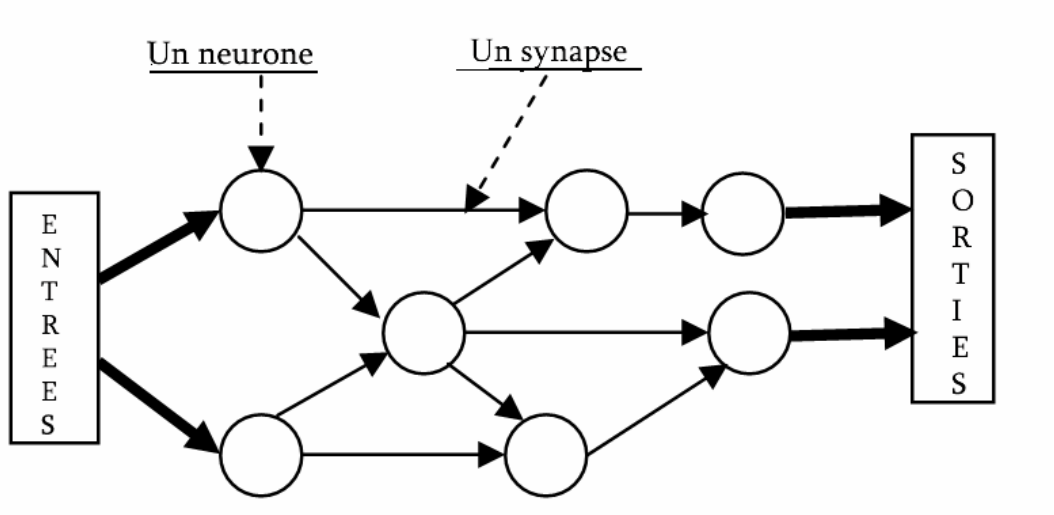


***Figure I.5**: Structure générale d'un réseau de neurones.*

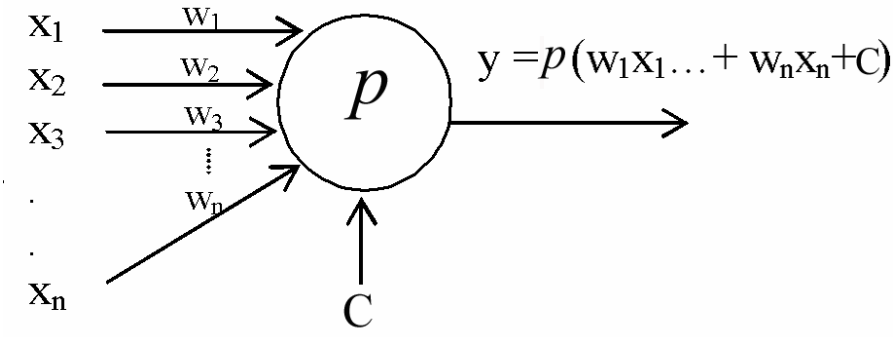


***Figure I.6**: Structure d'un neurone.*

Un réseau de neurone artificiel est un graphe orienté (fig. I.5) qui s'inspire de l'organisation des neurones du cerveau humain, dans lequel, de nombreux processeurs appelés cellules ou neurones (fig. I.6), sont capables de réaliser des calculs élémentaires. Ces neurones sont structurés en couches successives capables d'échanger des informations via des connexions (synapses) qui les relient [15].

Dans la figure I. 6, *p* représente la fonction d'activation, $\{x_1, x_{2,\ldots}, x_n\}$ est un vecteur d'entrée (stimulus), $\{w_1 \ldots w_n\}$ est un vecteur qui contient les poids synaptiques, C est une constante de seuillage et y est la sortie du neurone (état du neurone).

Il existe deux principaux types d'apprentissages du réseau de neurones [15] : l'apprentissage dirigé et l'apprentissage non dirigé. Dans un réseau à apprentissage dirigé, un neurone accepte des données des neurones en aval et adapte ses poids synaptiques selon une loi d'apprentissage. Cette loi d'apprentissage nécessite l'intervention de l'opérateur (enseignant) pour spécifier la sortie désirée de chaque entrée [15]. Les couples (entrée, sortie désirée) constituent la base de données d'apprentissage du réseau de neurones. Les réseaux de neurones à apprentissage non dirigé ne nécessitent aucun enseignant pour spécifier les sorties de chaque entrée [15]. Par conséquent, le système doit s'organiser selon les entrées qu'il reçoit. C'est le premier type d'apprentissage qui nous intéresse dans cette thèse. On va s'intéresser particulièrement au réseau MLP (multilayer perceptron) qui est le plus populaire [18]. L'architecture générale et l'apprentissage du MLP sont donnés en annexe A. II.

I. 6. Modélisation des discontinuités uni-axiales simples entre deux guides rectangulaires vides.

I. 6. 1 Introduction.

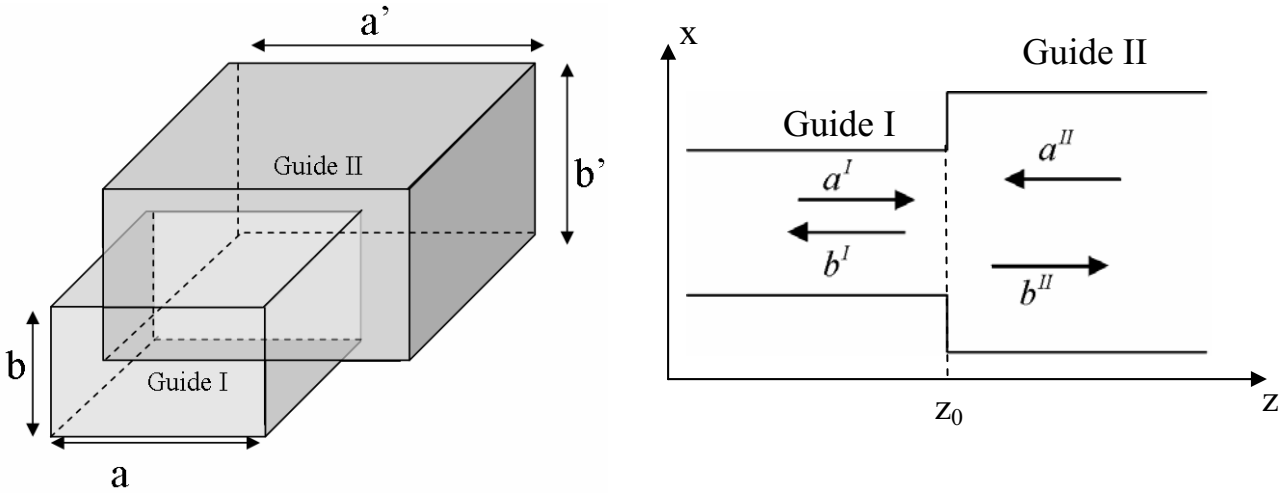


***Figure I.7**: Discontinuité entre deux guides d'ondes rectangulaires uni-axiaux.*

On considère deux guides d'ondes rectangulaires uni-axiaux (fig. I.7). Notre objectif consiste à caractériser la discontinuité entre les deux guides en termes de coefficients de réflexion et de transmission (matrice **S**). On va appliquer les méthodes de la matrice S-généralisée, la MVM et les réseaux de neurones. Les modes dans les deux guides d'ondes sont ordonnés par fréquences de coupures croissantes. On va prendre seulement les modes qui ont des fréquences de coupure inférieures à Fcc=100GHz. Pour la MVM, on prend un seul mode accessible de part et d'autre de la discontinuité. Les modes du plus petit guide sont pris comme base fonctions d'essais.

I. 6. 2. Modélisation par les réseaux de neurones.

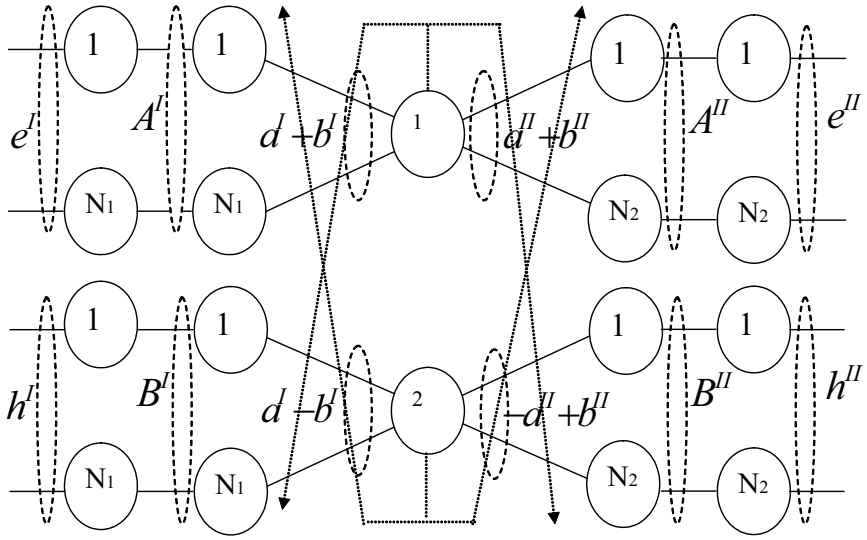


***Figure I.8**: Architecture du réseau de neurones.*

Les équations (I.5) et (I.6) peuvent être traduites sous la forme d'un réseau de neurones (fig. I.8). Les fonctions d'activations utilisées sont les fonctions identité sans constante de seuillage. Les guides sont excités par le mode fondamental TE_{10}. Par conséquent, $\boldsymbol{a}^{II}=0$ et $\boldsymbol{a}^{I}=0$ sauf $\boldsymbol{a}_1^{I}=1$.

Dans la figure I. 8, seuls les coefficients b^I et b^{II} sont inconnues. Ils sont déterminés dans la phase d'apprentissage du réseau de neurones de telle manière qu'ils doivent satisfaire les équations de continuité (I.5) et (I.6). Pour atteindre cette fin, on va minimiser simultanément et itérativement les erreurs $|\zeta_1|^2$ et $|\zeta_2|^2$ données par les équations (I.5) et (I.6) en utilisant l'algorithme de la descente du gradient [34].

$$\boldsymbol{b}^{II} = \boldsymbol{b}^{II} - \mu * \nabla_{\boldsymbol{b}^{II}} \left(|\zeta_1|^2 \right) \tag{I.44}$$

$$\boldsymbol{b}^{I} = \boldsymbol{b}^{I} - \mu * \nabla_{\boldsymbol{b}^{I}} \left(|\zeta_2|^2 \right) \tag{I.45}$$

μ étant le pas d'adaptation avec $0 < \mu < 1$. Plus μ est petit, plus la convergence est assurée et plus le temps de calcul est grand [34, 35].

$$\nabla_{\boldsymbol{b}_k^{II}} \left(|\zeta_1|^2 \right) = -2\zeta_1 \frac{d\,\zeta_1^*}{d\,\boldsymbol{b}_k^{II}} = -2\zeta_1 \boldsymbol{A}_k^{II*} \boldsymbol{e}_k^{II} = -2\sum_{p=1}^{N1} \boldsymbol{A}_p^I \boldsymbol{A}_k^{II*} \left(\boldsymbol{a}_p^I + \boldsymbol{b}_p^I \right) \left\langle \boldsymbol{e}_p^I \middle| \boldsymbol{e}_k^{II} \right\rangle + 2 \left| \boldsymbol{A}_k^{II} \right|^2 \left(\boldsymbol{a}_k^{II} + \boldsymbol{b}_k^{II} \right) \tag{I.46}$$

$$\boldsymbol{b}_k^{II} = \boldsymbol{b}_k^{II} - 2\mu \left(-\sum_{p=1}^{N1} \boldsymbol{A}_p^I \boldsymbol{A}_k^{II*} \left(\boldsymbol{a}_p^I + \boldsymbol{b}_p^I \right) \left\langle \boldsymbol{e}_p^I \middle| \boldsymbol{e}_k^{II} \right\rangle + \left| \boldsymbol{A}_k^{II} \right|^2 \left(\boldsymbol{a}_k^{II} + \boldsymbol{b}_k^{II} \right) \right) \tag{I.47}$$

De même

$$\boldsymbol{b}_k^{I} = \boldsymbol{b}_k^{I} - 2\mu \left(-\left| \boldsymbol{B}_k^{I} \right|^2 \left(\boldsymbol{a}_k^{I} - \boldsymbol{b}_k^{I} \right) + \sum_{p=1}^{N2} \boldsymbol{B}_p^{II} \boldsymbol{B}_k^{I*} \left(-\boldsymbol{a}_p^{II} + \boldsymbol{b}_p^{II} \right) \left\langle \boldsymbol{h}_p^{II} \middle| \boldsymbol{h}_k^{I} \right\rangle \right) \tag{I.48}$$

L'architecture du réseaux de neurones est défini comme suit :

- Couche d'entrée : le nombre de neurones est égale à la somme des modes dans les deux guides.
- Couche cachée : le nombre de neurones est égale à celui de la couche d'entrée.
- Couche de sortie : deux neurones qui génèrent ζ_1 et ζ_2.

L'algorithme d'apprentissage évolue comme suit :

i. Définir la structure à étudier, fixer le nombre de modes dans les deux guides d'ondes, définir l'architecture du réseau, calculer les produits scalaires entre les modes, fixer le pas d'adaptation μ, initialiser aléatoirement les valeurs de $\boldsymbol{b}^{\boldsymbol{I}}$ et $\boldsymbol{b}^{\boldsymbol{II}}$ et fixer le seuil de convergence ψ.

ii. Adapter les valeurs de $\boldsymbol{b}^{\boldsymbol{I}}$ et $\boldsymbol{b}^{\boldsymbol{II}}$ par les relations (I.47) et (I.48) puis calculer l'erreur relative η % entre deux itérations successives n et n+1.

$$\eta\,\% = \left| \left(\boldsymbol{b}^{I^{n+1}} \boldsymbol{b}^{II^{n+1}} - \boldsymbol{b}^{I^{n}} \boldsymbol{b}^{II^{n}} \right) \times 100 \middle/ \left\| \left[\boldsymbol{b}^{I^{n+1}} \; \boldsymbol{b}^{II^{n+1}} \right] \right\| \right. \tag{I.49}$$

iii. Répéter l'étape ii tant que η % est supérieure au seuil de convergence ψ.

Soit N le nombre d'itérations qui permet d'assurer la convergence c'est-à-dire $\left|\zeta_1\right|^2 \approx 0$ et $\left|\zeta_2\right|^2 \approx 0$. A partir de ce moment, les coefficients $\boldsymbol{a}_i^I$, $\boldsymbol{a}_j^{II}$, $\boldsymbol{b}_k^I$ et $\boldsymbol{b}_l^{II}$ sont pratiquement constants . Par conséquent, la relation (I.47) donne :

$$-\sum_{p=1}^{N1} \boldsymbol{A}_p^I \boldsymbol{A}_k^{II*} \left(\boldsymbol{a}_p^I + \boldsymbol{b}_p^I \right) \left\langle \boldsymbol{e}_p^I \middle| \boldsymbol{e}_k^{II} \right\rangle + \boldsymbol{A}_k^{II} \boldsymbol{A}_k^{*II} \left(\boldsymbol{a}_k^{II} + \boldsymbol{b}_k^{II} \right) = 0 \tag{I.50}$$

$$\sum_{p=1}^{N1} \boldsymbol{A}_p^I \left(\boldsymbol{a}_p^I + \boldsymbol{b}_p^I \right) \left\langle \boldsymbol{e}_p^I \middle| \boldsymbol{e}_k^{II} \right\rangle = \boldsymbol{A}_k^{II} \left(\boldsymbol{a}_k^{II} + \boldsymbol{b}_k^{II} \right) \tag{I.51}$$

La relation (I.48) donne:

$$-\boldsymbol{B}_k^I \boldsymbol{B}_k^{*I} \left(\boldsymbol{a}_k^I - \boldsymbol{b}_k^I \right) + \sum_{p=1}^{N2} \boldsymbol{B}_p^{II} \boldsymbol{B}_k^{I*} \left(-\boldsymbol{a}_p^{II} + \boldsymbol{b}_p^{II} \right) \left\langle \boldsymbol{h}_p^{II} \middle| \boldsymbol{h}_k^I \right\rangle \tag{I.52}$$

$$\boldsymbol{B}_k^I \left(\boldsymbol{a}_k^I - \boldsymbol{b}_k^I \right) = \sum_{p=1}^{N2} \boldsymbol{B}_p^{II} \left(-\boldsymbol{a}_p^{II} + \boldsymbol{b}_p^{II} \right) \left\langle \boldsymbol{h}_p^{II} \middle| \boldsymbol{h}_k^I \right\rangle \tag{I.53}$$

Le système d'équations (I.52) et (I.53) est identique au système d'équations (I.7) et (I.8). Par conséquent, à la convergence, le réseau de neurones et la matrice **S**-généralisée fournissent les mêmes solutions.

I. 6. 2. 1. Discontinuité plan E.

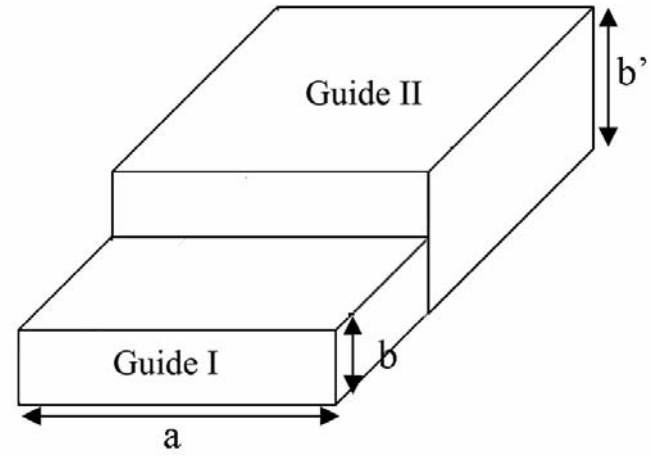


***Figure I.9**: Discontinuité plan E entre deux guides d'ondes rectangulaires.*

On considère une discontinuité uniaxiale plan E entre deux guides d'ondes rectangulaires vides (fig. I.9, a=22.86 mm, b=6 mm et b'=10.16 mm). On a pris 93 modes dans le guide I et 161 modes dans le guide II.

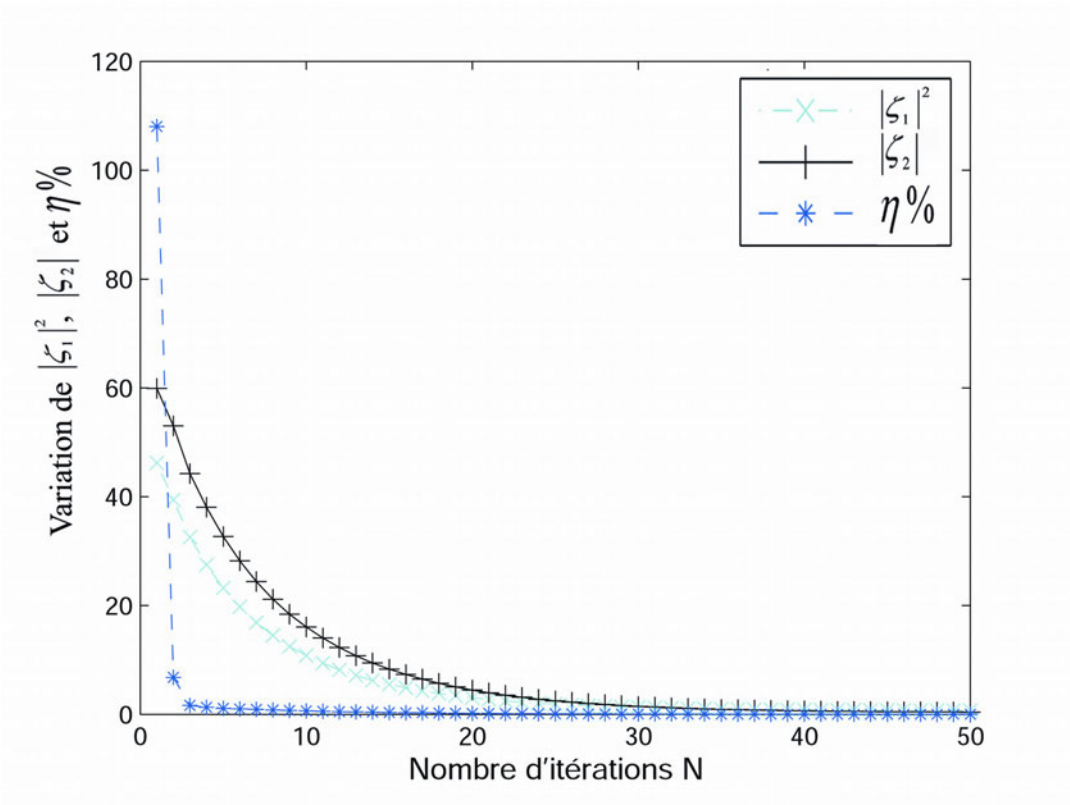


***Figure I.10**: Variation de $\eta\%$, $|\zeta_1|^2$ et $|\zeta_2|^2$ en fonction du nombre d'itérations N pour f =11.5 GHz et μ =0.1.*

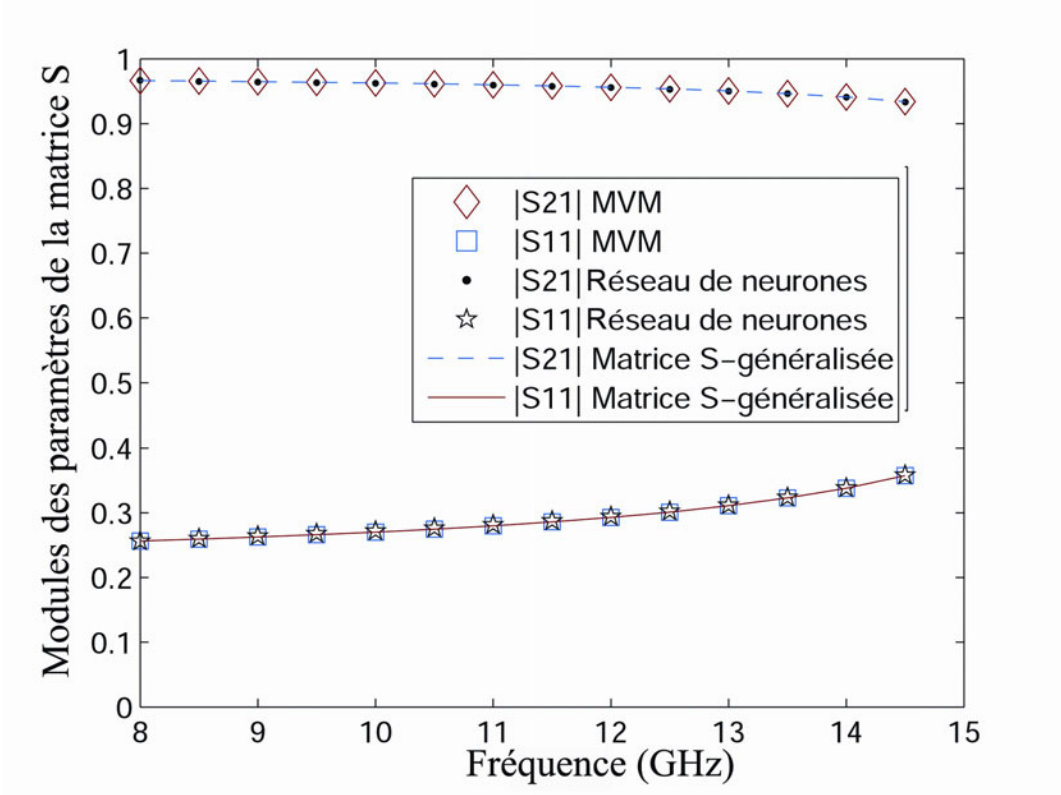


Figure I.11 : *Variation de $|S_{11}|$ et $|S_{12}|$ pour les différentes méthodes numériques.*

	Matrice S-généralisée	MVM	Réseau de neurones
Temps de calcul	18.9s	12.6s	13.5s

Tableau I.1 : *Temps de calcul pour les différentes méthodes pour une discontinuité plan E.*

La figure I.10 représente la variation de η %, $|\zeta_1|^2$ et $|\zeta_2|^2$ en fonction du nombre d'itérations N pour f =11.5 GHz et μ=0.1. Elle montre que plus N augmente plus la solution est précise. Contrairement à la MVM et la matrice S-généralisée, avec l'approche neuronale on peut fixer le temps de calcul et la précision de la solution. Nous fixons N=50 itérations et μ=0.1 ce qui permet d'avoir $\eta < 1.72\,10^{-3}\,\%$ pour toutes les fréquences.

La figure I.11 montre la variation des coefficients de réflexion et de transmission pour une discontinuité plan E en utilisant l'approche neuronale, la

méthode de la matrice S-généralisée et la MVM. Nous remarquons que les trois méthodes numériques convergent vers la même solution. Le tableau I. 1 montre les temps de calcul des méthodes étudiées. Il est évident que la MVM est plus rapide que la méthode de la matrice S-généralisée à cause de l'inversion des matrices dans l'équation (I. 12). Bien que la méthode neuronale minimise les mêmes équations de la matrice S-généralisée, elle permet d'avoir un temps de calcul qui avoisine celui de la MVM.

I. 6. 2. 2. Discontinuité plan H.

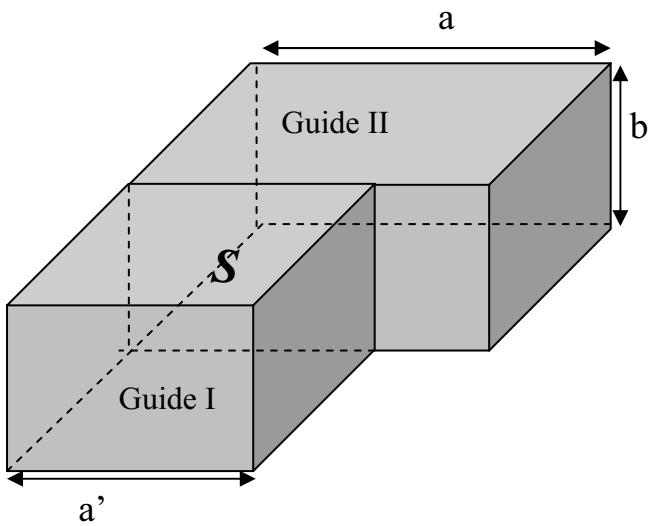


Figure I.12*: Discontinuité plan H entre deux guides d'ondes rectangulaires.*

On considère une discontinuité uniaxiale plan H entre deux guides d'ondes rectangulaires vides (fig. I.12, a=22.86 mm, a'=15.9 mm et b=10.16 mm). On a pris 112 modes dans le guide I et 163 modes dans le guide II.

On a fixé N=50 itérations et μ=0.1 ce qui permet d'avoir $\eta < 3.44\,10^{-5}\,\%$ pour toutes les fréquences.

	Matrice S-généralisée	MVM	Réseau de neurones
Temps de calcul	30.9s	19.0s	19.7s

Tableau I.2 : *Temps de calcul pour les différentes méthodes pour une discontinuité plan H.*

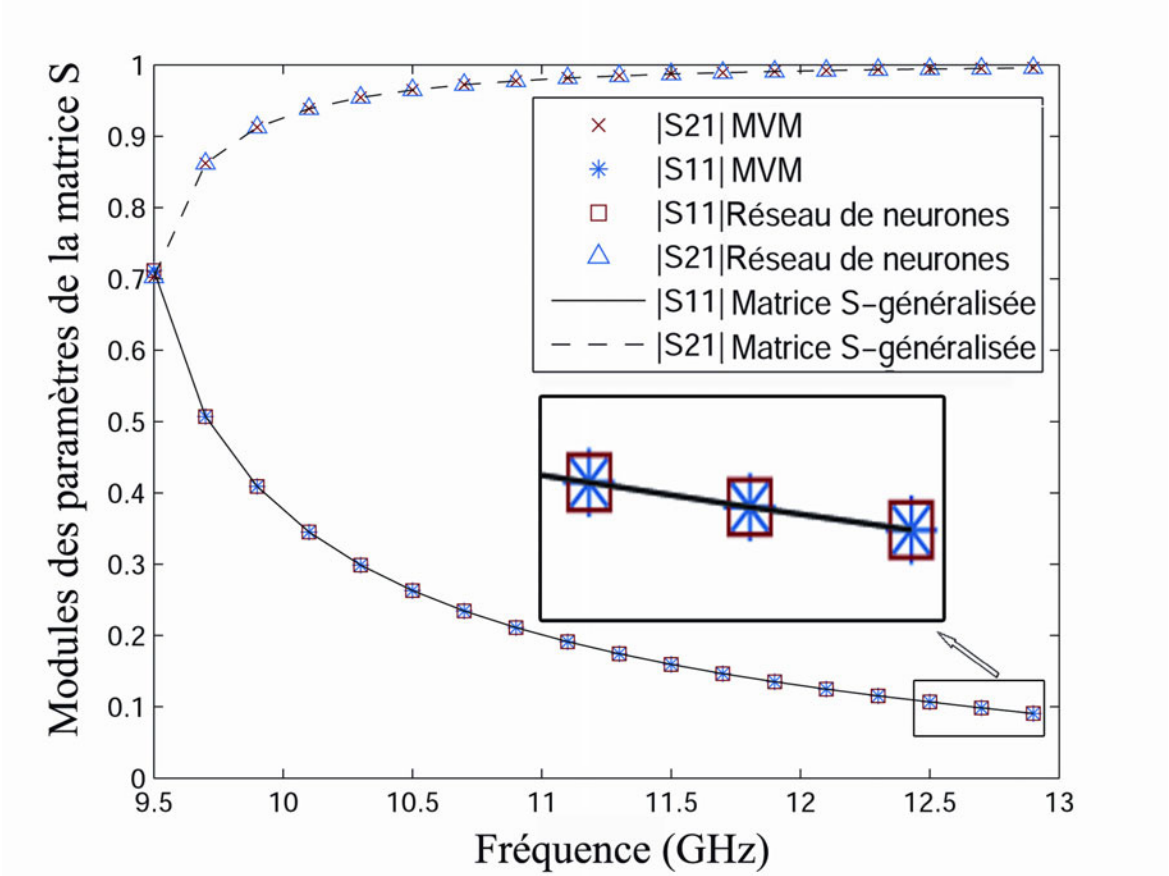


Figure I.13 : *Variation de $|S_{11}|$ et $|S_{12}|$ pour les différentes méthodes numériques.*

La figure I.13 montre la variation des modules des coefficients de réflexion et transmission pour une discontinuité plan H en utilisant l'approche neuronale, la méthode de la matrice S-généralisée et la MVM. On remarque que les trois méthodes numériques convergent vers la même solution. On constate de nouveau que l'approche neuronale fournit un temps de calcul proche de celui de la MVM (voir tableau I.2).

I. 6. 2. 3. Discontinuité plan E_H.

On considère une discontinuité uniaxiale entre un guide WR62 (a=15.9 mm, b=7.9 mm) et un guide WR90 (a'=22.86 mm, b'=10.16 mm) (fig. I.14). On a pris 87 modes dans le guide I et 163 modes dans le guide II.

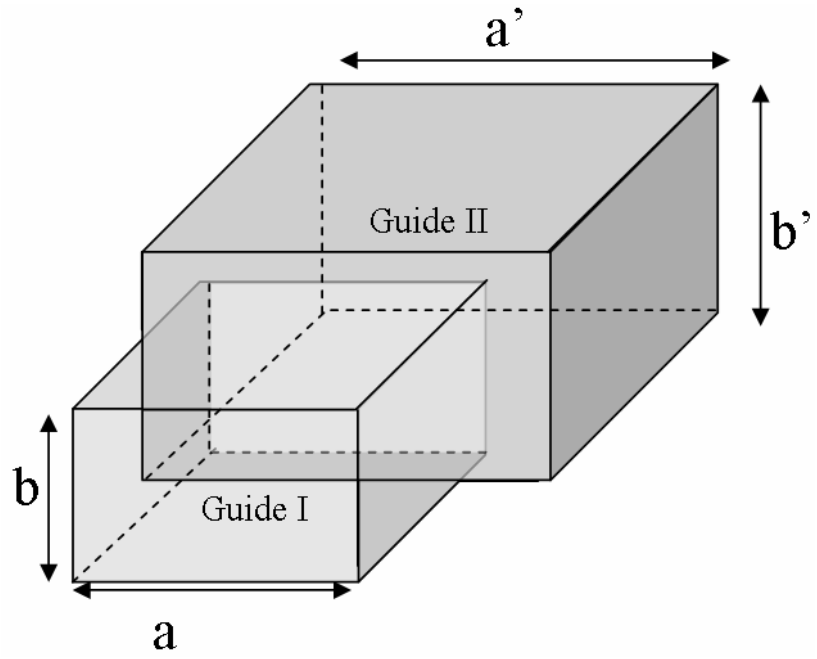


Figure I.14 : *Discontinuité E_H entre deux guides rectangulaires.*

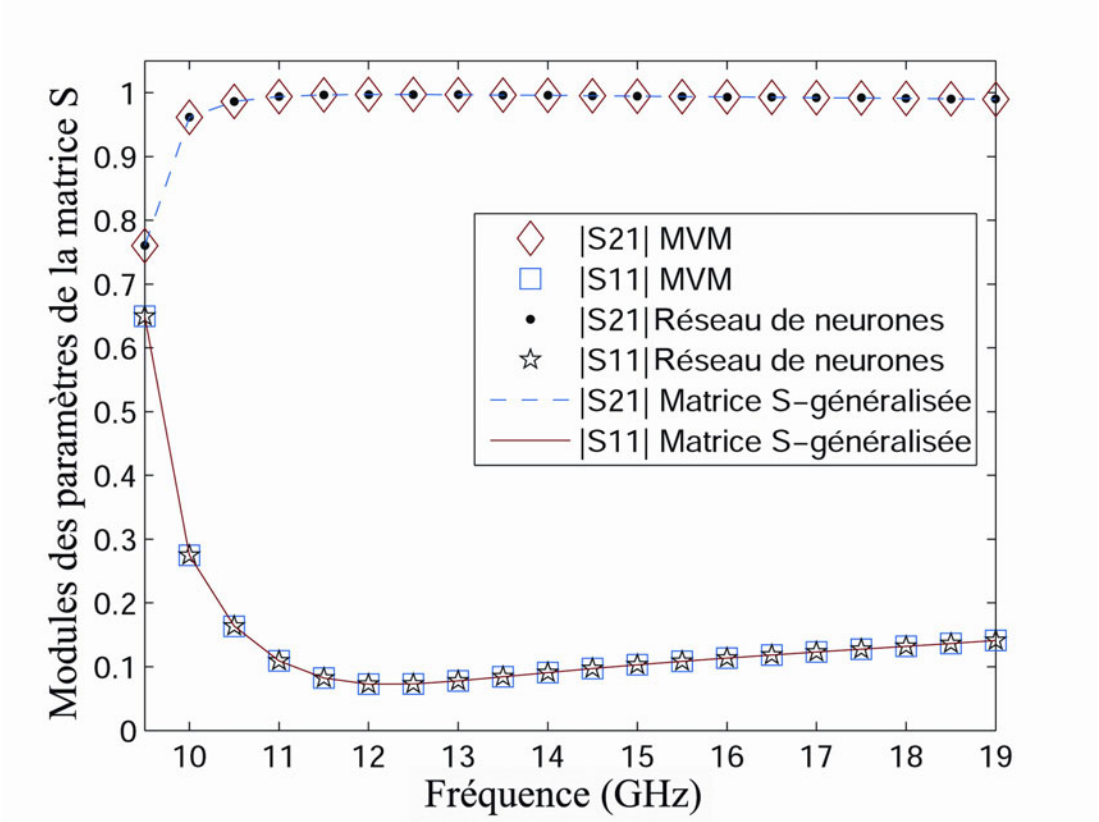


Figure I.15 : *Variation de $|S_{11}|$ et $|S_{12}|$ pour les différentes méthodes numériques.*

	Matrice S-généralisée	MVM	Réseau de neurones
Temps de calcul	21.4s	14.1s	15.3s

Tableau I.3 : *Temps de calcul pour les différentes méthodes pour une discontinuité plan E_H.*

La figure I.15 montre la variation des coefficients de réflexion et transmission de la structure étudiée en utilisant l'approche neuronale, la méthode de la matrice S-généralisée et la MVM. Cette figure montre que les trois méthodes numériques convergent vers la même solution. Cependant, le tableau I.3 qui présente les temps de calculs des trois méthodes numériques montre que notre approche neuronale est plus rapide que la matrice S-généralisée et avoisine le temps de calcul de la MVM.

I. 7. Conclusion.

Dans ce chapitre, quatre méthodes numériques pour la modélisation des discontinuités uni-axiales simples dans un guide d'onde vide à savoir la matrice S-généralisée, la méthode variationnelle multimodale, la méthode des éléments finis et les réseaux de neurones artificiels sont détaillées. Un nouvel outil pour la modélisation des discontinuités simples basé sur les réseaux de neurones a été proposé. Il a l'avantage de régler la précision et la vitesse de convergence contrairement aux méthodes précédentes. Bien que les deux méthodes minimisent les mêmes équations, le nouveau schéma neuronal est plus rapide que la matrice S-généralisée. Il fourni un temps de calcul comparable à celui de la MVM. Cependant, pour des discontinuités complexes, l'application de l'une des méthodes numériques précédentes seule est très pénible. Le couplage entre elles, qui sera l'objet des chapitres suivants, permet de franchir ce handicap.

Bibliographie du Chapitre I

[1] N. Marcuvitz "Waveguide Handbook," *McGraw-Hill*, *New York 1951*.

[2] J. Jin "The Finite Element Method in Electromagnetics," *John Wiley & sons*, *second edition, New York, 2000.*

[3] P. Silvester et R. L. Ferrari "Finite Elements for Electrical Engineers," *second edition, Cambridge Uni. Press, 1990.*

[4] A. Taflove "Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time-Domain Method," *Norwood, MA: Artech House*, 1995.

[5] W. J. R. Hoefer, "The transmission–line matrix method–theory and applications, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 33, no. 10, pp. 882–893, Oct. 1985.

[6] Y. C. Shih, T. Itoh and L. Q. Bui, "Computer-aided design of millimeter-wave E-plane filters, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 9, pp 135–142, Feb. 1983.

[7] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, pp 508 – 517, Sept. 1967.

[8] A. Yalaoui, " Modélisation Électromagnétique des Discontinuités Uni-axiales - Application à l'Étude des Circulateurs Planaires Et de la Cellule GTEM," *Thèse de doctorat INP Toulouse, 2007.*

[9] D. Lilonga-Boyenga, "Contribution à la nouvelle formulation variationnelle: Application aux études des discontinuités et des filtres en guides d'ondes métalliques ", *Thèse de doctorat INP Toulouse, 2005.*

[10] J. W. Tao, "Travaux scientifiques,"*Habilitation à diriger des recherches, Université de Savoie, 1999.*

[11] J. Tao, "Contribution à la caractérisation des discontinuités en micro-ondes – Application à la synthèse des filtres," *Thèse de doctorat INP Toulouse, Déc. 1988.*

[12] P. Guillot, " Contribution à l'étude des discontinuités en guides métalliques –Application aux transitions et filtres," *Thèse de doctorat INP Toulouse, 1994.*

[13] P. Couffignal, " Contribution à l'étude des filtres en guides métalliques," *Thèse de doctorat INP Toulouse, Nov. 1992.*

[14] M. Yahia, J.W. Tao, H. Benzina, M.N. Abdelkrim, "Uniaxial Discontinuities Analysis Using the Artificial Neural Networks," *International Conference on Signals, Circuits and Systems*, pp. 1-4, 2009.

[15] C. Christodoulou and M. Georgiopoulos, "Applications of Neural Networks in Electromagnetic*s*," *Artech House Antennas and Propagation Library*, *2001*.

[16] H. Kabir, Y. Wang, M. Yu, and Q. J. Zhang, "Applications of Artificial Neural Network Techniques in Microwave Filter Modeling, Optimization and Design," *Progress in Electromagnetic Research Symposium*, vol. 3, no. 7, pp. 1131-1135, 2007.

[17] J. E. Rayas-Sánchez, "EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: The state-of-the-Art," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 52, no. 1, pp.420-435, Jan. 2004.

[18] Y. Tang, J. Zhao and W. Wu, "Analysis of Quadruple-Ridged Square Waveguide by Multilayer Perceptron Neural Network Model," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006.*

[19] P. Ramouhalli, L. Udpa, S. S. Udpa, "Finite-Element Neural Networks for Solving Differential Equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 16, pp 1381–1392, Nov. 2006.

[20] M.S. Al Salameh, E.T. Al Zuraiqi "Solutions to electromagnetic compatibility problems using artificial neural networks representation of vector finite element method," *IET Microwave Antennas Propagation*, vol. 2, no. 4, pp. 348–357, 2008.

[21] I. E. Lagaris, A. Likas and D. I. Fotiadis "Artificial Neural Networks for Solving Ordinary and Partial Differential Equations" *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 9, no. 5, Sept. 1998.

[22] I. E. Lagaris, A. Likas and D. G. Papageorgiou, "Neural-Network Methods for Boundary Value Problems with Irregular Boundaries," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 11, no. 5, Sept. 2000.

[23] H. Aubert, "Etude de discontinuités uni-axilales dans les lignes de transmission planaires," *Thèse de doctorat INP Toulouse, Jan. 1993.*

[24] H. Baudrand, "Introduction au calcul de circuits micro–ondes," *rapport de recherche, ENSEEIHT*, *1993*.

[25] P. Silvester "A General High-Order Finite-Element Waveguide Analysis Program," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, no. 4, pp 504 – 510, Apr. 1969.

[26] P. Silvester et al, "Analysis of Coaxial Line Discontinuities by Boundary Relaxation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, no. 8, pp 489–495, Aug. 1969.

[27] Z, J. Csendes and P. Silvester, "Numerical Solution of Dielectric Loaded Waveguides: I-Finite-Element Analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 18, no. 12, pp 1124 – 1131, Dec. 1970.

[28] Z, J. Csendes and P. Silvester "Numerical Solution of Dielectric Loaded Waveguides: I-11—Modal Approximation Technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 19, no. 6, pp, 504-509, Juin 1971.

[29] H. Whitney, "Geometric Integration Theory," *Princeton, NJ:Princeton University Press*, 1957.

[30] M. Hano, "Finite Element Analysis of dielectric-Loaded Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp, 1275-1279, Oct. 1984.

[31] K. Ise, K. Inoue and M. Koshiba, "Three Dimensional Finite Element Method With Edge Element of Electromagnetic Waveguide Discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp 1289 – 1295, Aug. 1991.

[32] C. J. Reddy et al, " Finite Element Method for Eigenvalue Problems in Electromagnetics," *NASA Technical Paper 3485*, December 1994.

[33] M. D. Deshpande, " Analysis of Waveguide Junction Discontinuities Using Finite Element Method," *NASA Technical Paper 201710*, July 1997.

[34] S. V. Vaseghi, "Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction", *Wiley publishers, 1996.*

[35] M. YAHIA, "Classification non dirigée des images radar polarimétriques par les réseaux de neurones", Rapport de *DEA SUP'COM Tunis, octobre 2002.*

Chapitre II
Hybridation de la méthode variationnelle multimodale et la méthode des éléments finis: Application à la modélisation des discontinuités complexes

Chapitre II

Hybridation de la méthode variationnelle multimodale et la méthode des éléments finis: Application à la modélisation des discontinuités complexes.

II. 1 Introduction

La modélisation des discontinuités uniaxiales dans un guide d'onde joue un rôle très important pour la conception des circuits hyperfréquences passifs. La tendance actuelle consiste à utiliser des outils de simulation qui emploient des techniques basées sur la discrétisation spatiale tels que la FEM [1-2], la FD, la FDTD [3], la TLM [4], grâce à leurs facilités de descriptions des géométries diverses et variées. Cependant, ces outils demandent des moyens informatiques importants et un temps de calcul lourd. Les techniques modales tels que la technique du raccordement modal [5], la matrice S-généralisée [6] et la MVM [7] sont beaucoup plus rapides. Cependant, ces derniers nécessitent la connaissance des bases modales de chaque guide d'onde. Par conséquent, ces techniques sont difficilement applicables dès qu'un seul guide dans le circuit présente une section complexe.

Pour augmenter les performances des méthodes de calcul numérique, l'hybridation des méthodes basées sur la discrétisation spatiale, qui sont très efficaces dans les parties complexes des guides d'ondes, avec celles basées sur la

discrétisation spectrale, qui sont très efficaces dans les parties régulières des guides d'ondes, constitue une piste très intéressante [8-17].

Dans la section II. 2, on va proposer un schéma hybride original en couplant la MVM et la FEM. Au lieu qu'il soit développé dans une base modale, le champ électrique au niveau de la discontinuité complexe va être développé dans la base des éléments finis. La surface de discontinuité complexe sera divisée en plusieurs éléments rectangulaires ou triangulaires. Dans chaque élément, le champ électrique tangentiel sera approximé par la combinaison des fonctions d'interpolations définies par les arêtes de l'élément. La base de fonctions d'essais dans toute la surface de discontinuité sera déterminée par assemblage des fonctions d'interpolations [8-13].

Dans la section II. 3, on va appliquer la nouvelle méthode hybride à la modélisation des discontinuités uni-axilales simples et des discontinuités uni-axilales complexes entre deux guides d'ondes rectangulaires.

II. 2 Formulation de la nouvelle méthode hybride.

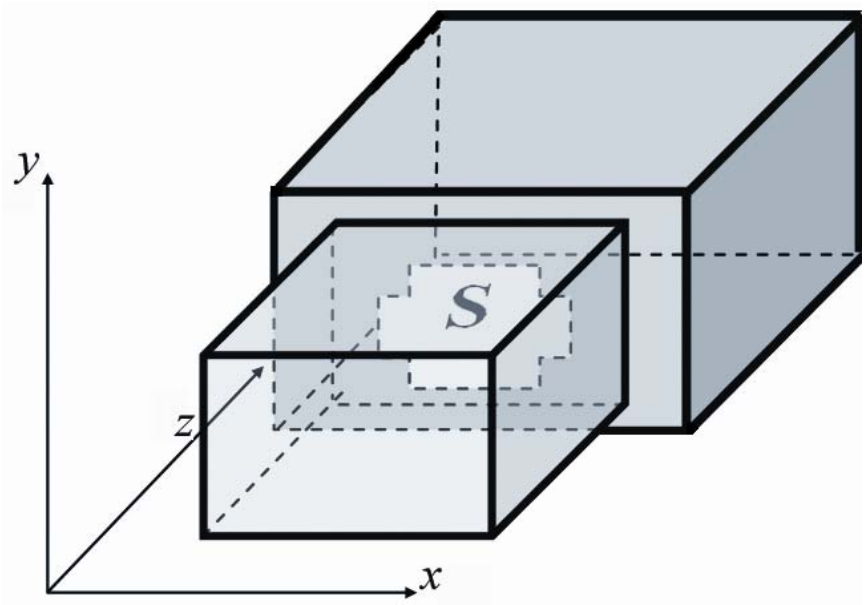


Figure II.1: *Discontinuité complexe entre deux guides d'ondes.*

On considère une discontinuité complexe entre deux guides d'ondes rectangulaires (fig. II. 1). Notre objectif consiste à modéliser cette discontinuité en termes d'une matrice **S**. L'emploi des techniques modales nécessite la détermination de la base de fonctions d'essais dans la surface de discontinuité *S*. Généralement, les modes du guide de section *S* sont pris comme base de fonctions d'essais. Cependant, si la section *S* est complexe, la détermination des modes est très difficile. Pour résoudre ce problème, on va remplacer la discrétisation spectrale par une discrétisation spatiale. Au niveau de la discontinuité complexe, le champ électrique tangentiel va être décomposé dans la base des éléments finis vectoriels [17-21].

Notre objectif consiste à écrire le champ électrique d'une manière analogue à celle de l'équation (I. 20) comme suit:

$$\boldsymbol{E}_t = \sum_{q=1}^{\infty} C_q \, \boldsymbol{f}_q(x, y) \tag{II.1}$$

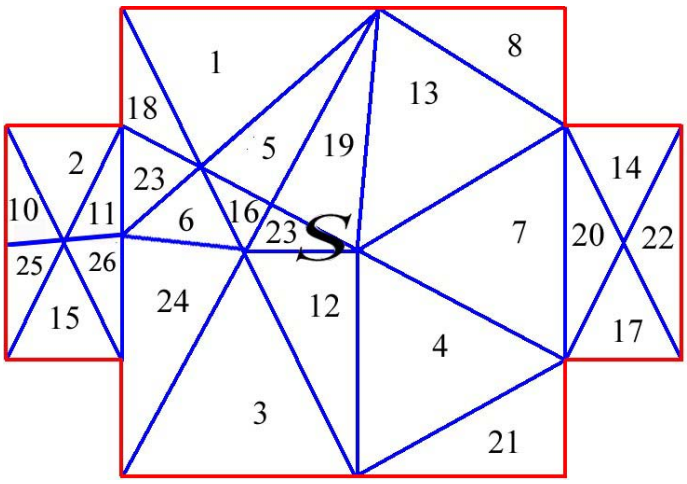


***Figure II. 2**: Maillage de la surface de discontinuité.*

La première étape consiste à mailler la surface de discontinuité *S* en *Ne* éléments (fig. II. 2). Dans un élément triangulaire, le champ électrique peut être écrit de la manière suivante (voir l'expression (I.36)):

$$\boldsymbol{E}_t^e(x,y)=\sum_{m=1}^{3} E_m^e\,\boldsymbol{N}_m^e(x,y) \qquad x,y\in e \tag{II.2}$$

Le champ électrique tangentiel dans toute la surface de discontinuité *S* est obtenu par assemblage des champs dans touts les éléments comme suit:

$$\boldsymbol{E}_t(x,y)=\sum_{e=1}^{N_e}\sum_{m=1}^{3} E_m^e\,\boldsymbol{N}_m^e(x,y) \qquad x,y\in e \tag{II.3}$$

On peut écrire la relation (II. 3) d'une manière analogue à celle (II. 1) comme suit :

$$\boldsymbol{E}_t(x,y)=\sum_{e=1}^{N_e}\sum_{m=1}^{3} E_m^e\,\boldsymbol{N}_m^e(x,y)=\sum_{p=1}^{N} B_p\,\boldsymbol{g}_p(x,y) \qquad x,y\in e \tag{II.4}$$

N étant *la* dimension de la base de fonctions d'essais, B_p représentent les valeurs du champ électrique tangentiel dans chaque arête et $\boldsymbol{g}_p(x,y)$ sont des nouvelles fonctions d'interpolation. Pour déterminer *N*, B_p et $\boldsymbol{g}_p(x,y)$, on a deux cas :

- Si on n'impose pas les continuités des champs électriques tangentiels entre deux éléments adjacents on aura $N=3Ne$, $\boldsymbol{g}_p(x,y)=\boldsymbol{N}_m^e(x,y)$, $B_p(x,y)=E_m^e(x,y)$: $p=1...3Ne,\ m=1...3$ *et* $e=1...Ne$ [9]. Les coefficients B_p jouent le même rôle que C_q dans la relation (II. 1). Par conséquent, ils vont être éliminés dans la formulation MVM.
- Si on impose les continuités des champs électriques tangentiels à l'intérieur entre deux éléments adjacents, *N* va être égal au nombre d'arêtes dans la surface maillée. Un calcul plus poussé permet de déterminer $\boldsymbol{g}_p(x,y)$ (voir annexe A. III). Cet effort est récompensé par l'augmentation des performances de la méthode [10].

Une fois qu'on a déterminé les fonctions d'essais, on va déterminer la matrice **S** de la discontinuité complexe en minimisant la forme variationnelle suivante:

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{E}_t) = \left\langle \sum_{q=1}^{N} B_q \, \boldsymbol{g}_q(x,y) \middle| \hat{Y} \sum_{p=1}^{N} B_p \, \boldsymbol{g}_p(x,y) \right\rangle \tag{II.5}$$

La difficulté principale dans la minimisation de la relation (II.5) consiste à déterminer le produit scalaire suivant:

$$\left\langle \boldsymbol{g}_n(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y) \right\rangle_e = \int_{x,y \in e} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y) \, dx \, dy \tag{II.6}$$

Si on choisit des éléments rectangulaires, on peut séparer l'intégrale précèdent comme suit:

$$\begin{aligned} &\int_{x,y \in e} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y) \, dx \, dy \\ &= \int_{x \in e} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y) dx \int_{y \in e} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y) dy \end{aligned} \tag{II.7}$$

On obtient deux intégrales simples. Par conséquent, le calcul va être simple et rapide. Toutefois, le maillage rectangulaire n'est pas bien adapté pour des structures circulaire ou triangulaires. Dans ce cas, l'utilisation du maillage triangulaire permet d'avoir de meilleurs résultats [1]. Généralement, l'outil de maillage va générer des triangles aléatoirement répartis. Pour réduire la complexité du calcul de l'intégrale (II. 6), on va diviser l'élément *e* en deux éléments qui ont une arête perpendiculaire à l'axe ***x*** (fig. II. 3).

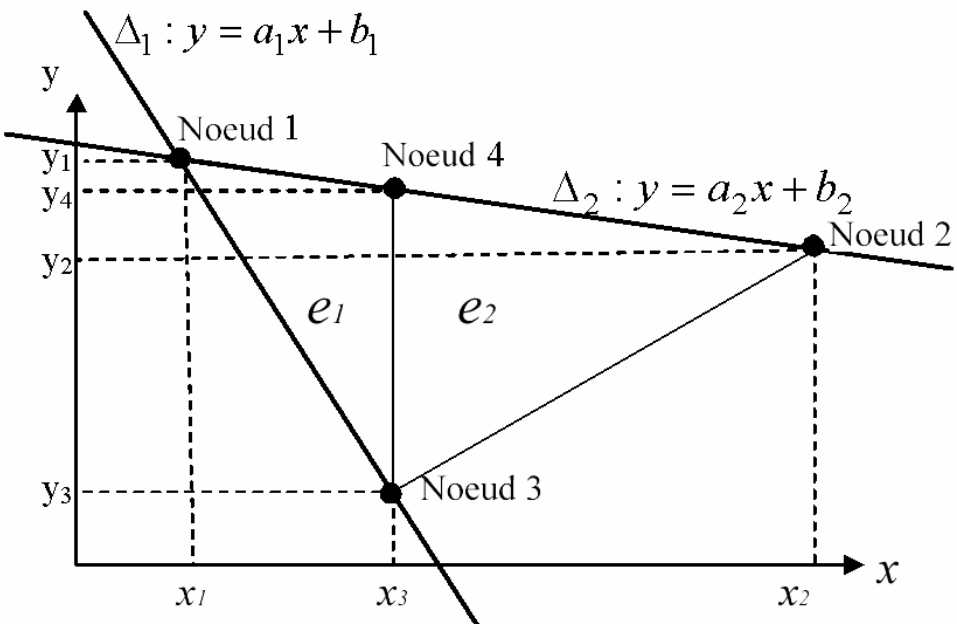


Figure. II. 3 : *Division de l'élément triangulaire (e).*

La relation (II.7) devient :

$$\begin{aligned}&\int_{x,y\in e} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y)\,dx\;dy \\ &= \int_{x,y\in e_1} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y)dx\;dy + \int_{x,y\in e_2} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y)dx\;dy\end{aligned} \tag{II.8}$$

$$\int_{x,y\in e_1} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y)dx\,dy = \int_{x_1}^{x_3} \int_{a_1x_1+b_1}^{a_2x_2+b_2} \boldsymbol{g}_n(x,y)^* \boldsymbol{j}_p^{(i)}(x,y)dx\,dy \tag{II.9}$$

Le produit scalaire dans l'élément e_2 est déterminé de la même façon que dans l'élément e_1.

II. 3. Application de la méthode hybride à la modélisation des discontinuités uni-axiales entre deux guides d'ondes rectangulaires.

II. 3. 1. Introduction

Dans cette section, on va essayer de valider la nouvelle méthode hybride. On va considérer des discontinuités simples et des discontinuités complexes. Dans le cas des discontinuités simples, on va utiliser les éléments rectangulaires

et les éléments triangulaires. Les performances de notre méthode hybride seront comparées avec celles de la MVM classique. Dans le cas des discontinuités complexes on va utiliser seulement les éléments triangulaires. Les performances de la nouvelle méthode hybride seront comparées aux résultats théoriques, aux mesures expérimentales que nous avons réalisées et aux résultats fournis par l'outil commercial de simulation bien connu de chez ANSOFT HFSS [22] qui est basé sur la FEM.

II. 3. 2. Discontinuités simples.

Dans ce chapitre, on va utiliser des fonctions d'interpolation d'ordre 1. Dans ce cas, la fonction d'essai dans chaque élément triangulaire ou rectangulaire va avoir la forme suivante (voir (I.43)):

$$\boldsymbol{f}_e = \left(a_1' y + b_1'\right)\boldsymbol{x} + \left(a_2' x + b_2'\right)\boldsymbol{y} \quad x, y \in e \tag{II.10}$$

En combinant (II.10), (A. I. 1) et (A. I. 4) et en prenant un guide rectangulaire de section a et b, le produit scalaire entre la base des fonctions d'essais et les courants modaux est donné par :

$$\left\langle \boldsymbol{f}_e, \boldsymbol{j}_{p,q,TE}^{(1)} \right\rangle = \frac{\sqrt{\varepsilon_p \varepsilon_q}\, y_{pqTE}}{K_{p,q}\sqrt{\left|y_{pqTE}\right|}} \left[\frac{q\pi}{b} \int_{x,y\in e} \sin\left(\frac{q\pi y}{b}\right)\cos\left(\frac{p\pi x}{a}\right)\left(a_1' y + b_1'\right)dx\,dy - \frac{p\pi}{a} \int_{x,y\in e} \cos\left(\frac{q\pi y}{b}\right)\sin\left(\frac{p\pi x}{a}\right)\left(a_2' x + b_2'\right)dx\,dy \right] \tag{II.11}$$

$$\left\langle \boldsymbol{f}_e, \boldsymbol{j}_{p,q,TM}^{(1)} \right\rangle = -\frac{2 y_{pq}}{K_{p,q}\sqrt{\left|y_{pqTM}\right|}} \left[\frac{q\pi}{b} \int_{x,y\in e} \sin\left(\frac{q\pi y}{b}\right)\cos\left(\frac{p\pi x}{a}\right)\left(a_1' y + b_1'\right)dx\,dy - \frac{p\pi}{a} \int_{x,y\in e} \cos\left(\frac{q\pi y}{b}\right)\sin\left(\frac{p\pi x}{a}\right)\left(a_2' x + b_2'\right)dx\,dy \right] \tag{II.12}$$

Les paramètres dans les expressions (II.11) et (II.12) sont donnés en annexe (A. I).

II. 3. 2. 1. Discontinuité plan E_H.

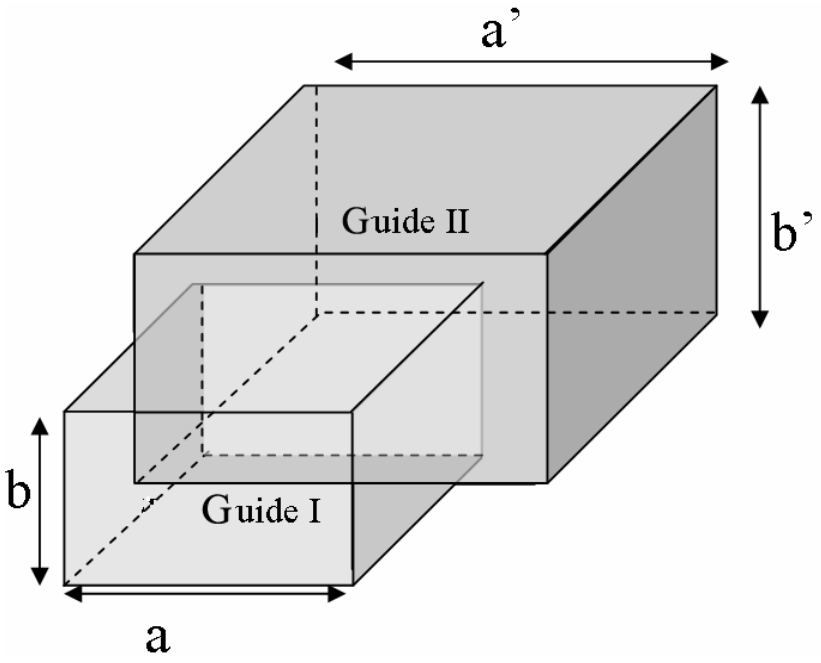


Figure II.4 : *Discontinuité plan E_H entre deux guides rectangulaires.*

On considère une discontinuité uniaxiale entre un guide WR62 (a=15.9 mm, b=7.9 mm) et un guide WR90 (a'=22.86 mm, b'=10.16 mm) (fig. II. 4). On a pris 347 modes dans le guide I et 651 modes dans le guide II.

❖ Maillage rectangulaire.

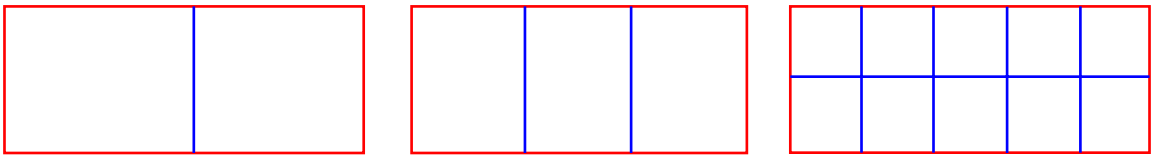


Figure II.5 : *Maillage rectangulaire de la surface de discontinuité en 2,3 et 10 éléments.*

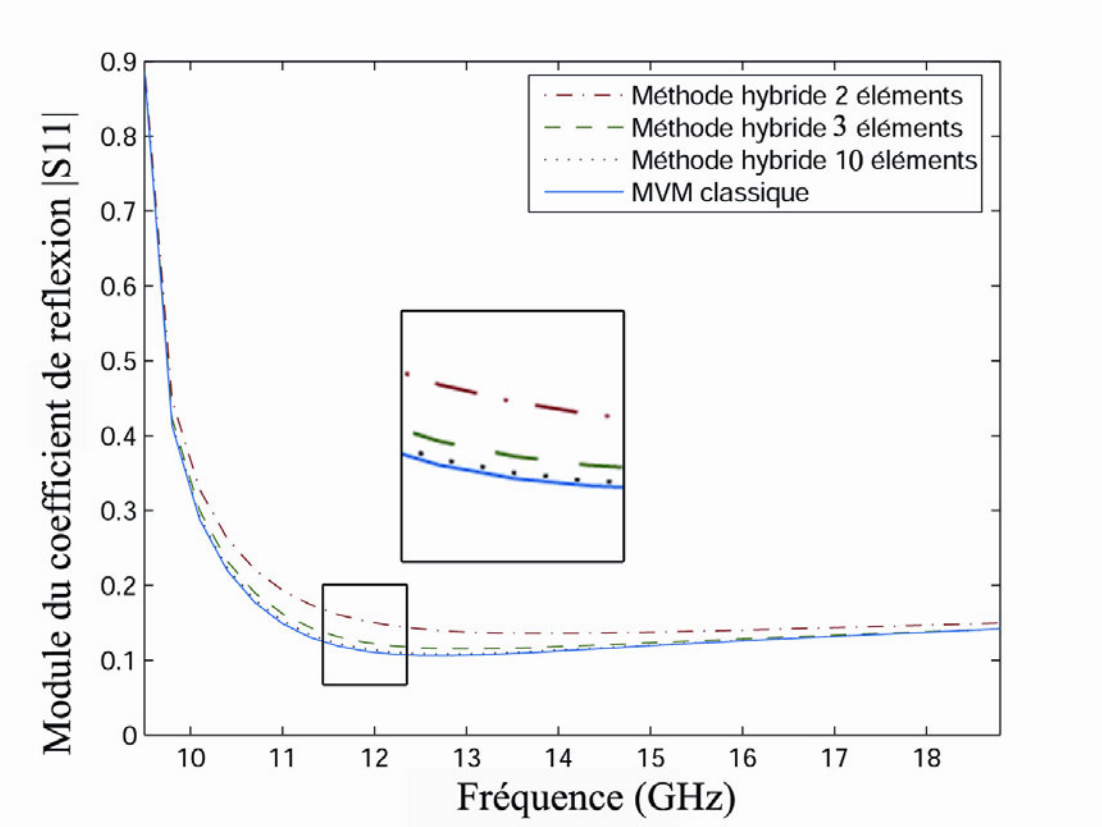


Figure II.6 : *Variation de $|S_{11}|$ de la discontinuité plan E_H en utilisant un maillage rectangulaire*

❖ Maillage triangulaire.

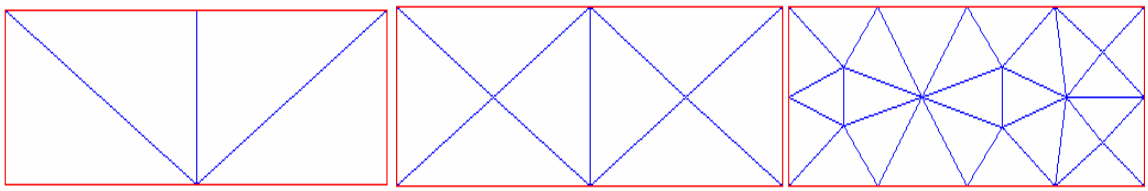


Figure II.7 : *Maillage triangulaire de la surface de la discontinuité en 4, 8 et 26 éléments.*

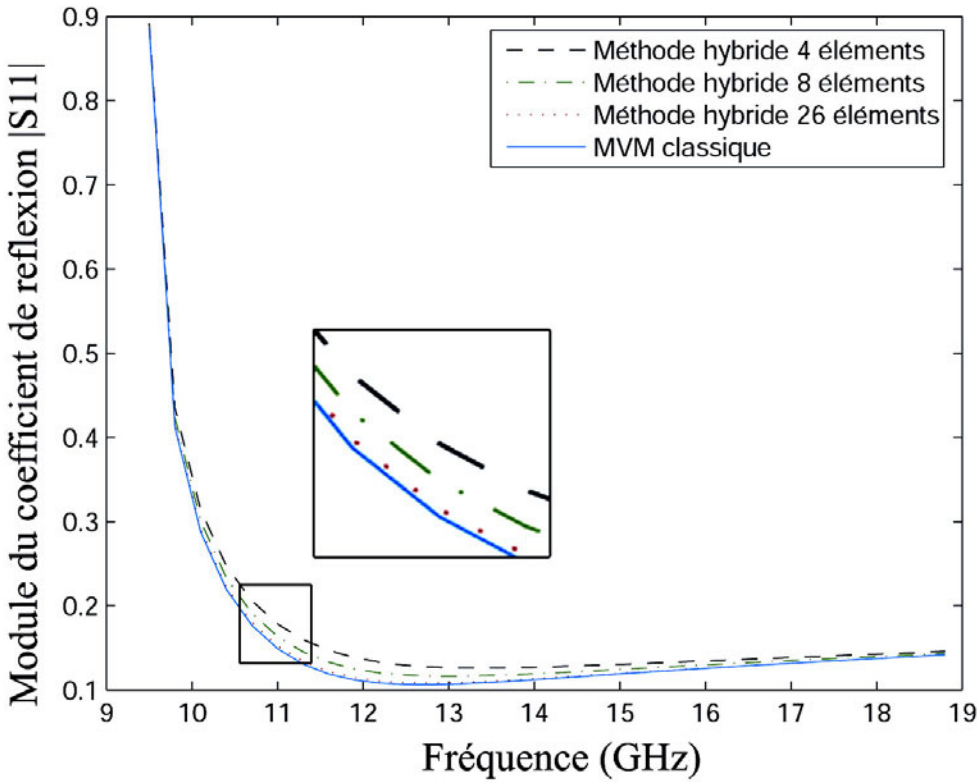


Figure II.8 : *Variation de $|S_{11}|$ de la discontinuité plan E_H en utilisant un maillage triangulaire.*

II. 3. 2. 2. Discontinuité plan H

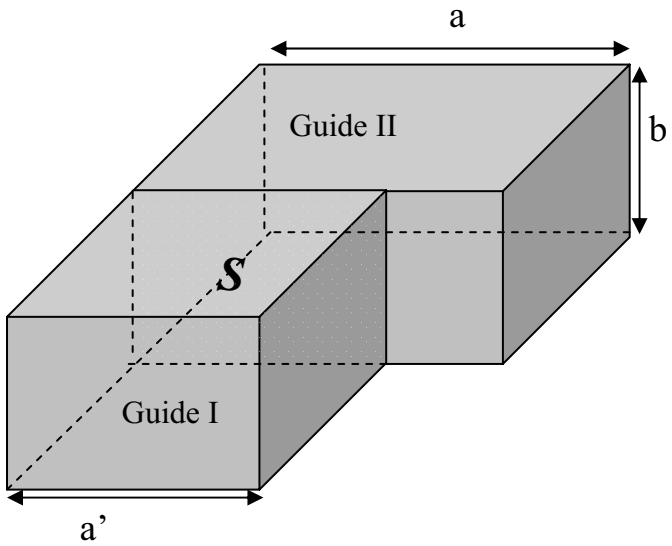


Figure II.9*: Discontinuité plan H entre deux guides d'ondes rectangulaires.*

On considère une discontinuité uniaxiale plan H entre deux guides d'onde (a=22.86 mm, a'=15.9 mm et b=10.16 mm) (fig. II. 9). On a pris 448 modes dans le guide I et 651 modes dans le guide II.

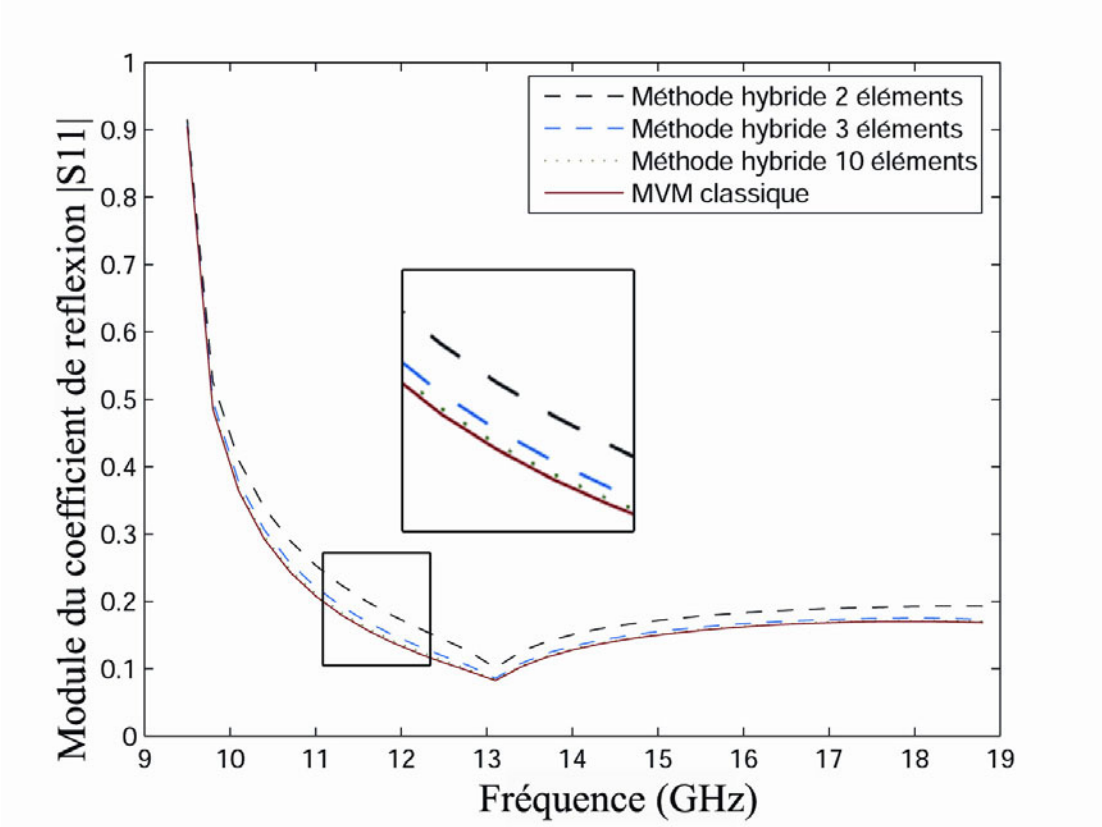


Figure II. 10 : *Variation de $|S_{11}|$ de la discontinuité plan H en utilisant un maillage rectangulaire*

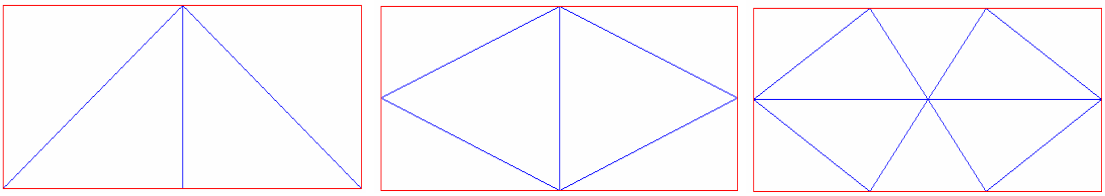


Figure II. 11 : *Maillage triangulaire de la surface de discontinuité en 4, 6 et 10 éléments.*

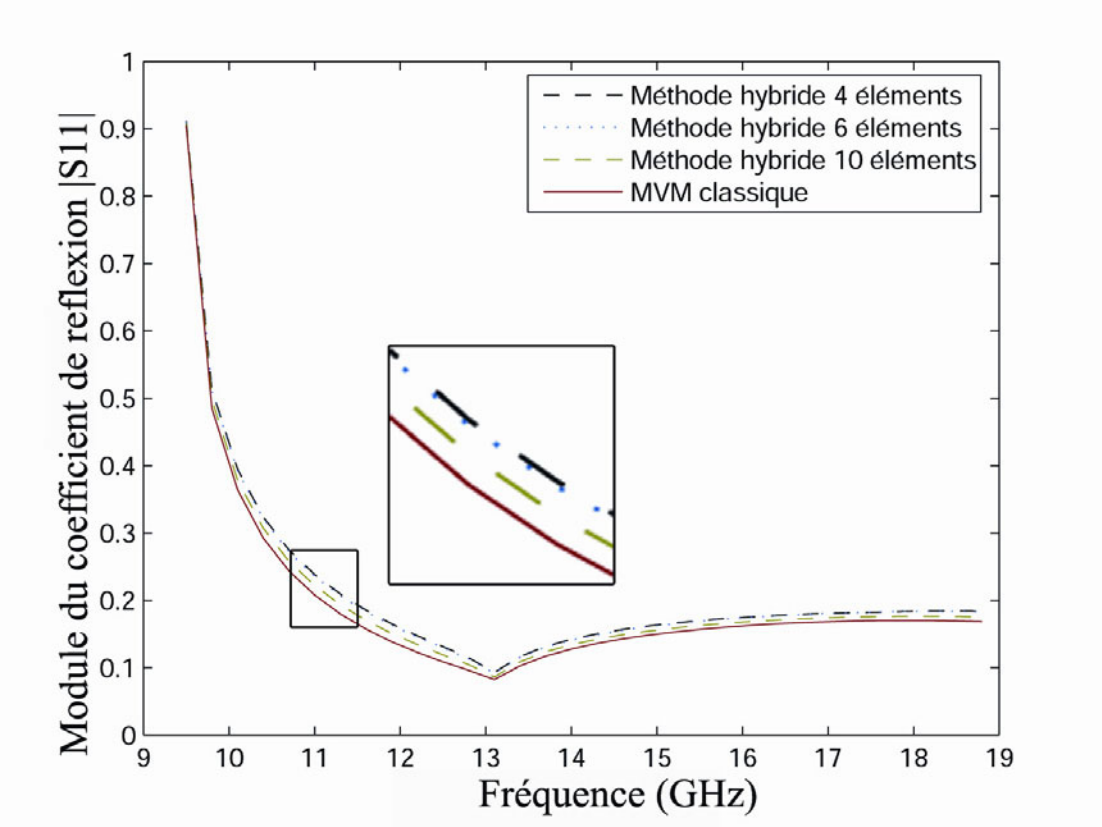


Figure II. 12 : *Variation de $|S_{11}|$ de la discontinuité plan H en utilisant un maillage triangulaire.*

II. 3. 2. 3. Interprétation des résultats

L'étude des discontinuités simples montre que plus le nombre d'éléments augmente plus les solutions fournies par la nouvelle méthode hybride convergent vers celles fournies par la MVM classique. Les résultats montrent que les éléments rectangulaires produisent des solutions plus rapides que celles fournies par les éléments triangulaires car le produit scalaire dans l'expression (II. 6) est plus simple dans le cas des éléments rectangulaires.

II. 3. 3. Discontinuités complexes.

Dans cette section, on va employer la nouvelle approche hybride pour l'analyse des iris fins de formes complexes dans des guides d'ondes rectangulaires. Les performances en termes de précision et temps de calcul seront comparées aux résultats théoriques basés sur les approximations de

Marcuvitz [23], aux résultats de simulations utilisant HFSS ainsi qu'aux mesures expérimentales que nous avons réalisées. Les résultats expérimentaux sont obtenus en utilisant des iris d'épaisseur 0.2 mm. Vu que les éléments rectangulaires ne sont pas adaptés aux formes complexes [1], seuls les éléments triangulaires vont être utilisés. Tous les résultats sont obtenus en utilisant un PC 1.66 GHz et 1-GB RAM et en utilisant Matlab comme outil de programmation.

II. 3. 3. 1. Iris circulaire.

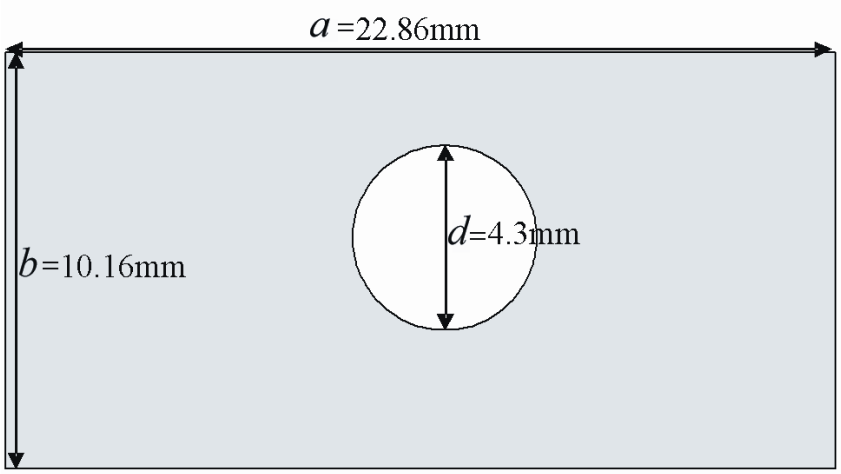


Figure II. 13: *Géométries de l'ouverture circulaire.*

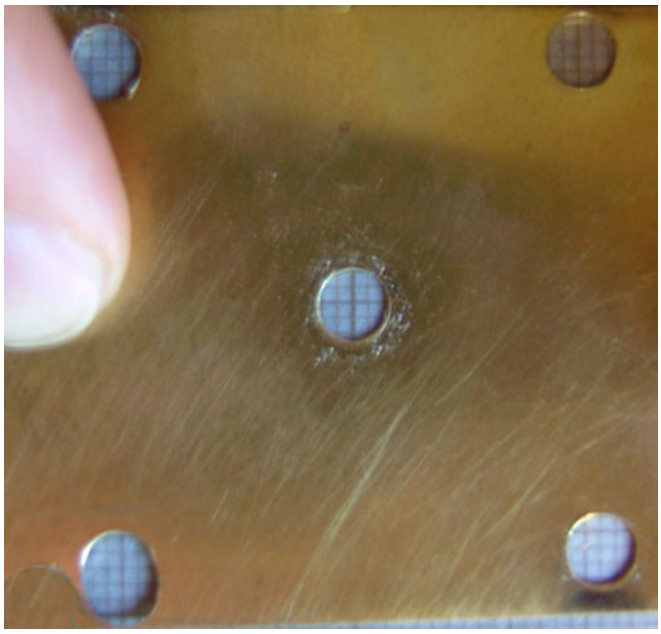


Figure II. 14: *Photo de l'iris circulaire.*

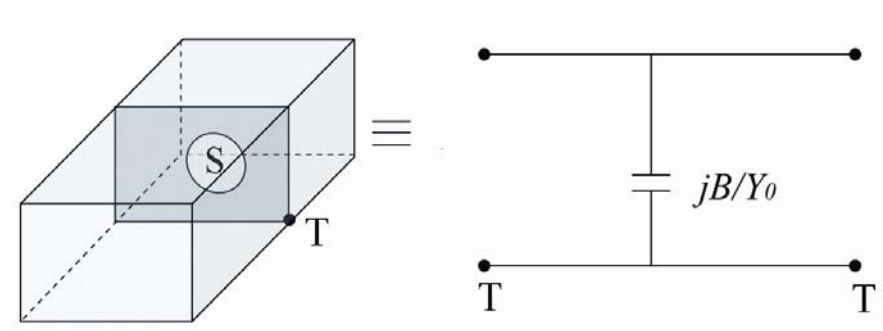


Figure II. 15: *Circuit équivalent.*

On considère un iris circulaire centré de diamètre d=4.3mm dans un guide d'onde WR90 (a=22.86 mm et b=10.16) (fig. II. 13). La figure II. 14 montre la photo du dispositif réel qui a servi pour faire l'étude expérimentale. La figure II. 15 montre le circuit équivalent de l'iris circulaire où B et Y_0 sont respectivement la susceptance et l'admittance caractéristiques [23].

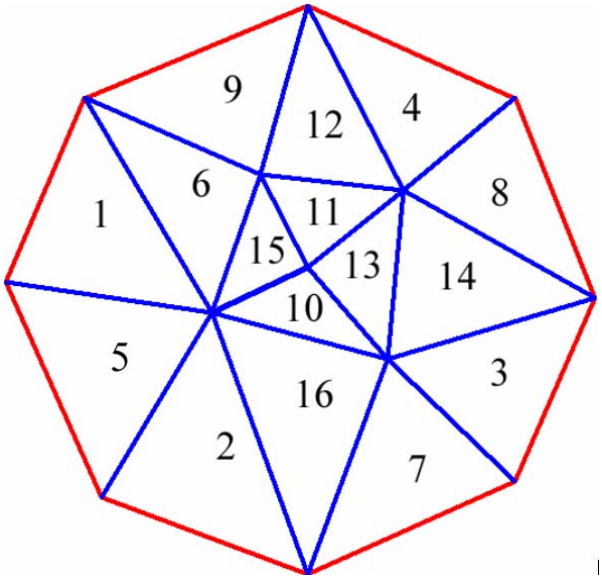


Figure II. 16: *Maillage triangulaire de l'ouverture circulaire.*

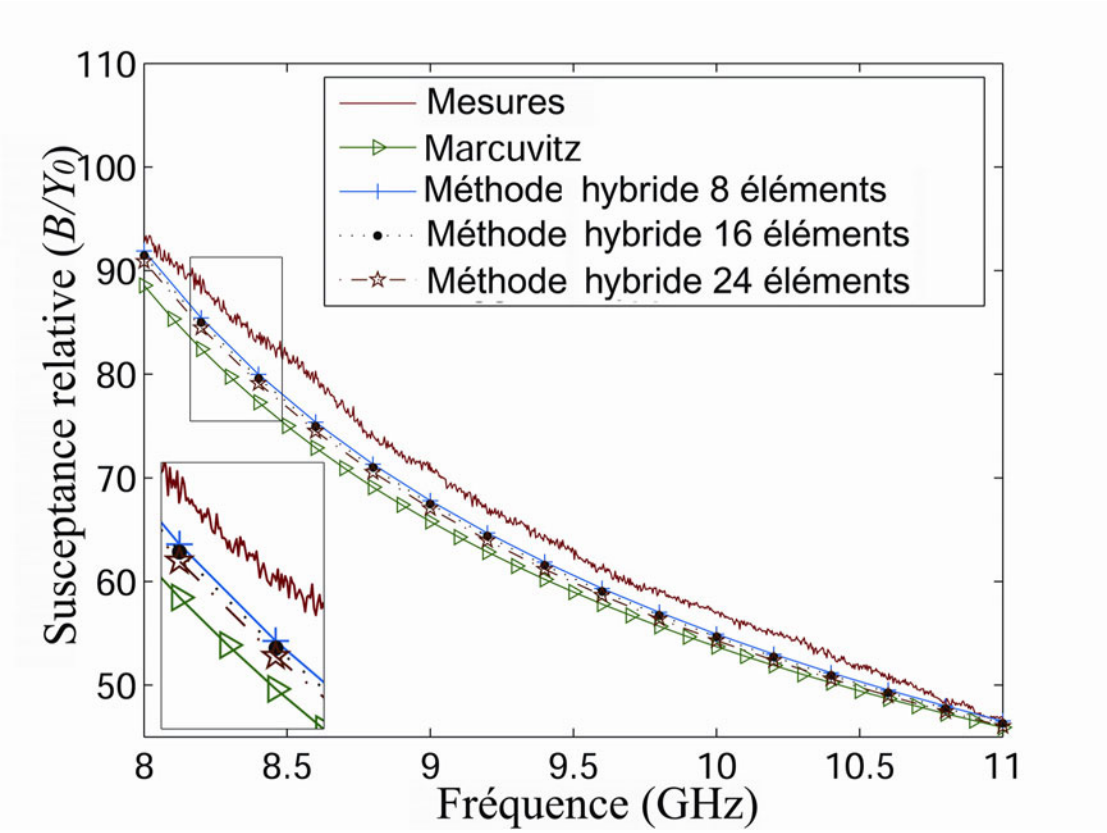


Figure II. 17: *Variation de la susceptance relative de l'iris circulaire en utilisant la méthode hybride avec 2500 modes.*

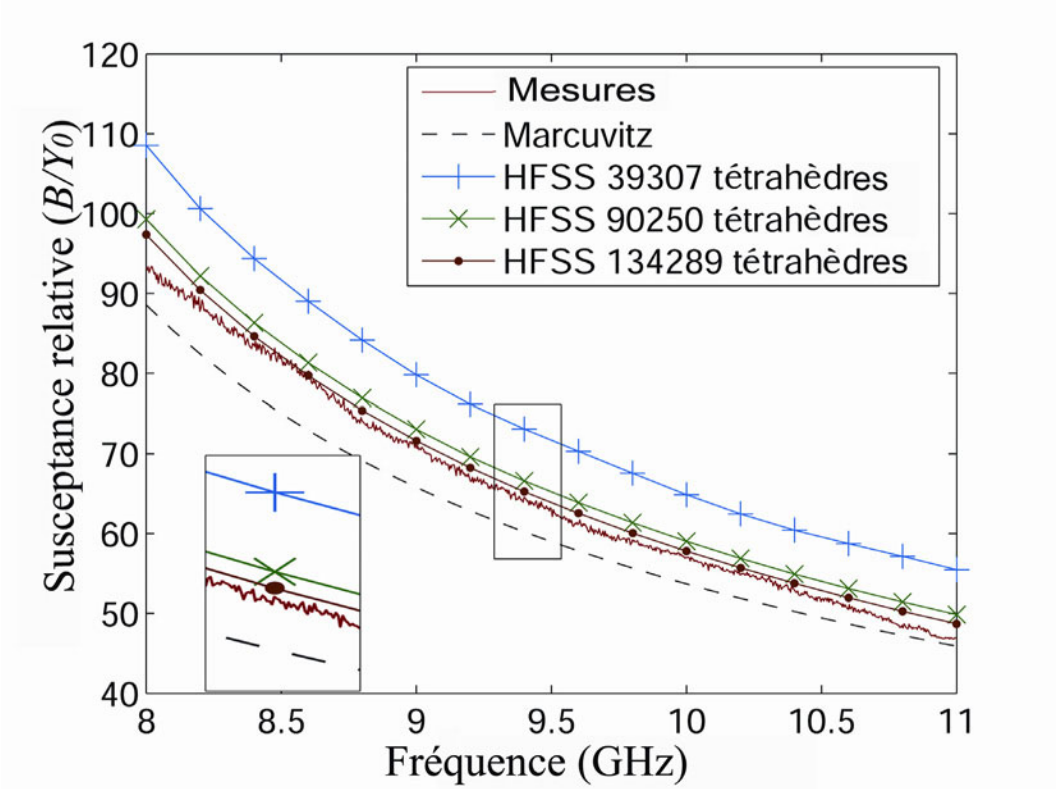


Figure II. 18: *Variation de la susceptance relative de l'iris circulaire en utilisant HFSS.*

Les figures II. 17 et II. 18 montrent, respectivement, la variation de la susceptance relative (B/Y_0) de l'iris circulaire en fonction du nombre d'éléments en utilisant la nouvelle méthode hybride et HFSS. La convergence de notre approche est atteinte en utilisant 16 éléments (fig. II. 16). On constate une bonne concordance des résultats de l'approche hybride avec les résultats théoriques de Marcuvitz, les résultats de simulation HFSS et les mesures expérimentales.

HFSS	Nombre d'éléments (tétraèdres)	39307	90250	134289
	Temps de calcul	40mn	5h	10h
Méthode hybride 2500 modes	Nombre d'éléments (triangles)	8	16	24
	Temps de calcul	2mn 57s	12mn 37s	21mn 9s

Tableau II.1 : *Temps de calcul pour les différentes méthodes numériques.*

Le tableau II. 1 montre les temps de calcul de l'approche hybride et ceux de HFSS pour les différents cas traités. On constate que notre approche qui est développée sous matlab est plus rapide que HFSS. La convergence de HFSS est atteinte en 5 heures en utilisant 90250 tétraèdres tandis que notre approche converge en 12mn 37s ce qui permet d'économiser 95.79% du temps de calcul.

Méthode hybride (16 éléments)	Nombre de modes	500	1500	2500	3500
	Temps de calcul	2mn 40s	7mn 37s	12mn 37s	18mn 04s

Tableau II.2 : *Temps de calcul pour la méthode hybride (16 éléments triangulaires).*

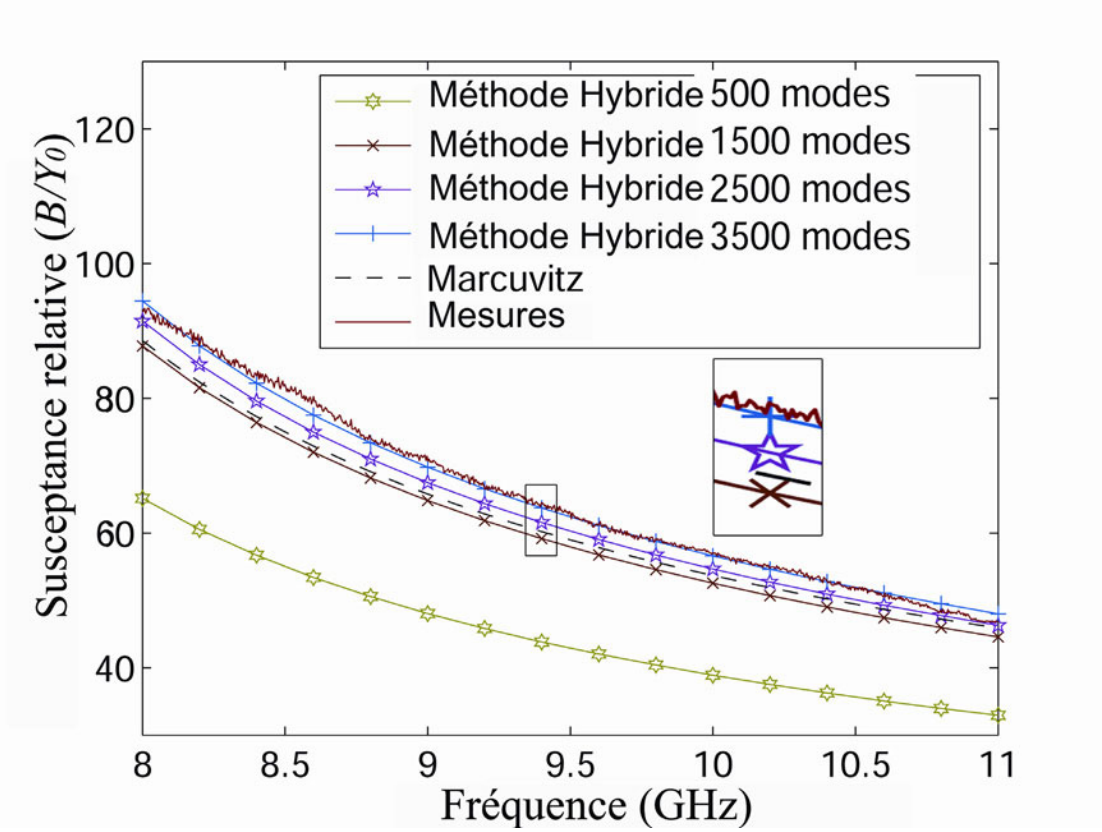


Figure II. 19: *Variation de la susceptance relative de l'iris circulaire en fonction du nombre de modes.*

La figure II. 19 montre la variation de la susceptance relative de l'iris circulaire en fonction du nombre de modes en utilisant notre approche hybride. On a pris 16 éléments triangulaires (fig. II. 16). On constate que notre approche converge en utilisant 2500 modes. Le tableau II. 2 qui donne les temps de calcul en fonction du nombre de modes montre que notre approche hybride est beaucoup plus rapide que HFSS pour les différents cas traités.

II. 3. 3. 2. Iris elliptique.

On considère un iris elliptique dans un guide d'onde WR90. La figure II. 20 montre les géométries et le maillage de l'iris.

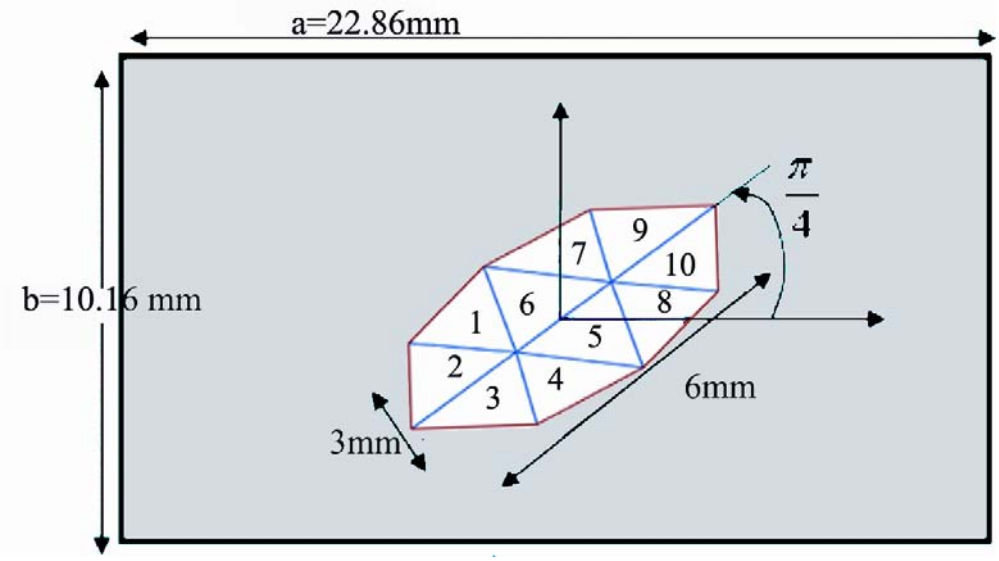


Figure II. 20: *Géométries et maillage de l'iris elliptique.*

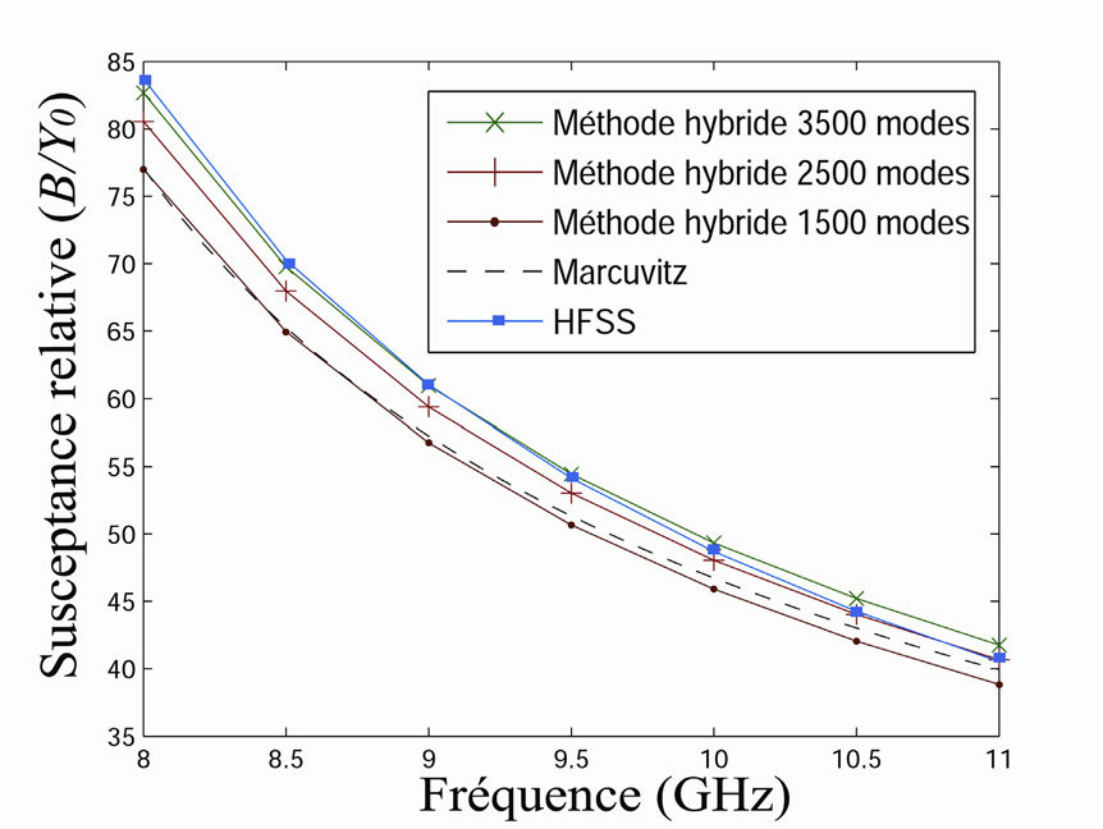


Figure II. 21: *Variation de la susceptance relative de l'iris elliptique.*

Méthode hybride (20 éléments)	Nombre de modes	1500	2500	3500
	Temps de calcul	5mn 3s	7mn 38s	10mn 48s

Tableau II.3 : *Temps de calcul pour la méthode hybride pour l'iris elliptique.*

La figure II. 21 montre la variation de la susceptance relative de l'iris elliptique en utilisant HFSS pour 49491 tétraèdres et la nouvelle méthode hybride pour différents nombres de modes. Le tableau II. 3 montre les temps de calcul de la méthode hybride pour les différents nombres de modes. On constate un bon accord entre les simulations de HFSS et de la méthode hybride en utilisant 3500 modes. Cependant, le temps de calcul pour HFSS est 5h et celui de la méthode hybride est 10mn 48s. Ce qui permet d'avoir une réduction de 96,41% du temps de calcul.

II. 3. 3. 3. Iris avec deux ouvertures.

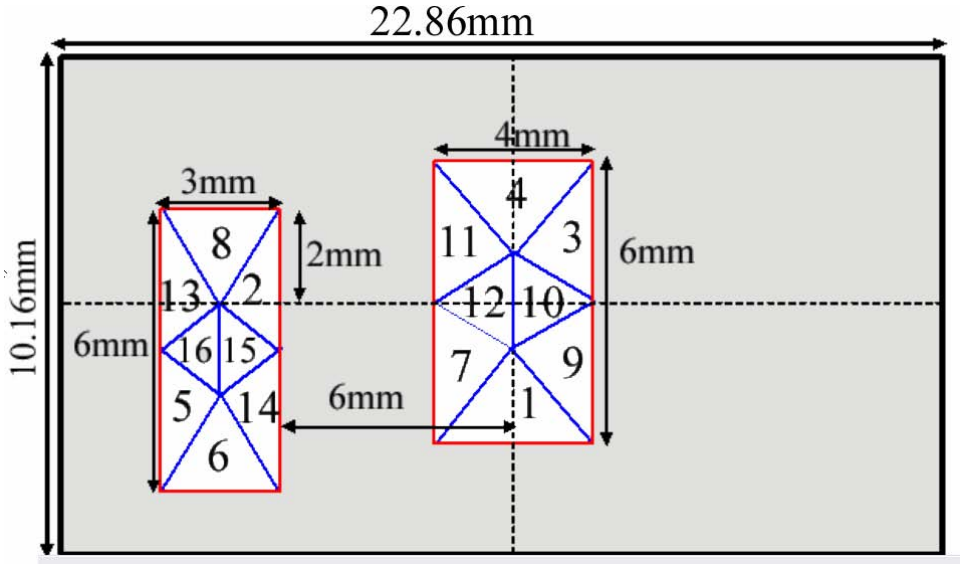


Figure II. 22: *Géométries et maillage de l'iris avec deux ouvertures.*

On considère un iris avec deux ouvertures rectangulaires dans un guide d'onde WR90. La figure II. 22 montre les géométries et le maillage de l'iris.

Méthode hybride (16 éléments)	Nombre de modes	1500	2500	3500	4500
	Temps de calcul	3mn 35s	5mn 24s	7mn 36s	9mn 54s

Tableau II.4 : *Temps de calcul pour la méthode hybride pour l'iris avec deux ouvertures.*

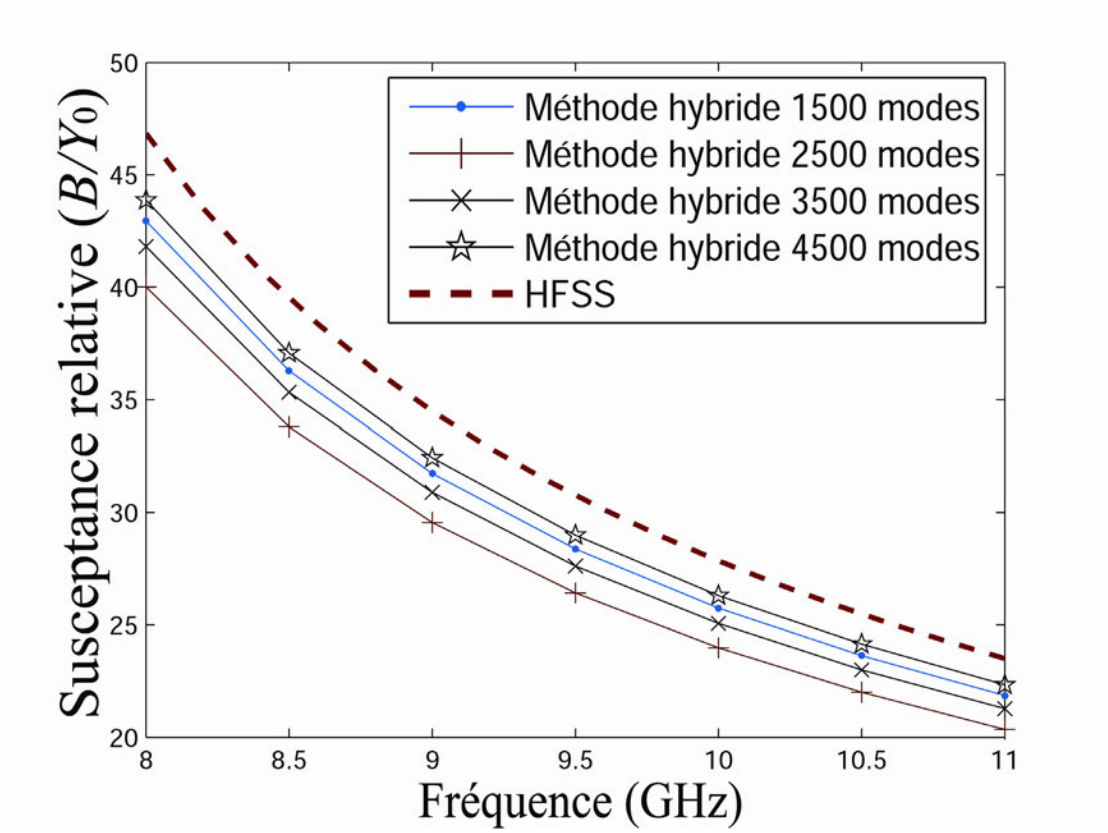


Figure II. 23: *Variation de la susceptance relative de l'iris avec deux ouvertures*.

La figure II.23 montre la variation de la susceptance relative en utilisant HFSS pour 85170 tétraèdres et la nouvelle méthode hybride pour différents nombres de modes.

On constate que plus le nombre de modes augmente plus la solution converge vers celle donnée par HFSS. Le temps de calcul pour la méthode hybride est 9mn 54s pour 4500 modes (voir tableau II. 4). Cependant, le temps de calcul pour HFSS est 4h 25mn. Ce qui permet d'avoir une économie de 96.26% du temps de calcul.

II. 3. 3. 4. Iris en croix.



Figure II. 24: *Photo de l'iris en croix.*

On considère un iris en croix dans un guide d'onde WR90. La figure II.24 montre la photo du dispositif réel qui a servi pour faire l'étude expérimentale. La figure II.25 montre les géométries et le maillage de l'iris.

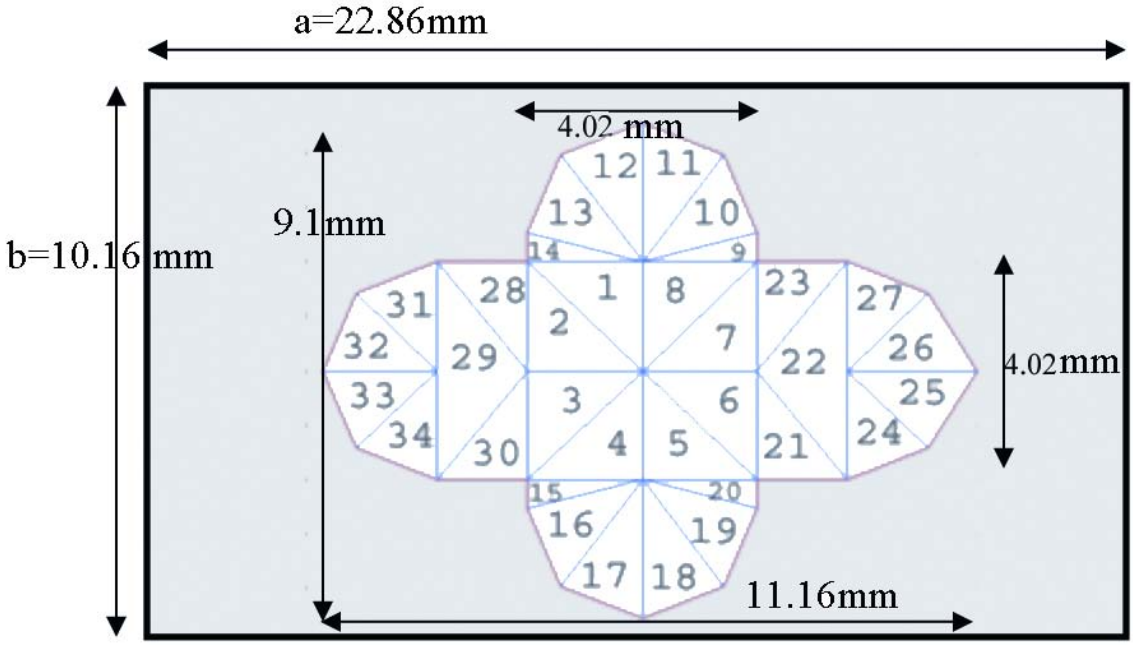


Figure II. 25: *Géométries et maillage de l'iris en croix.*

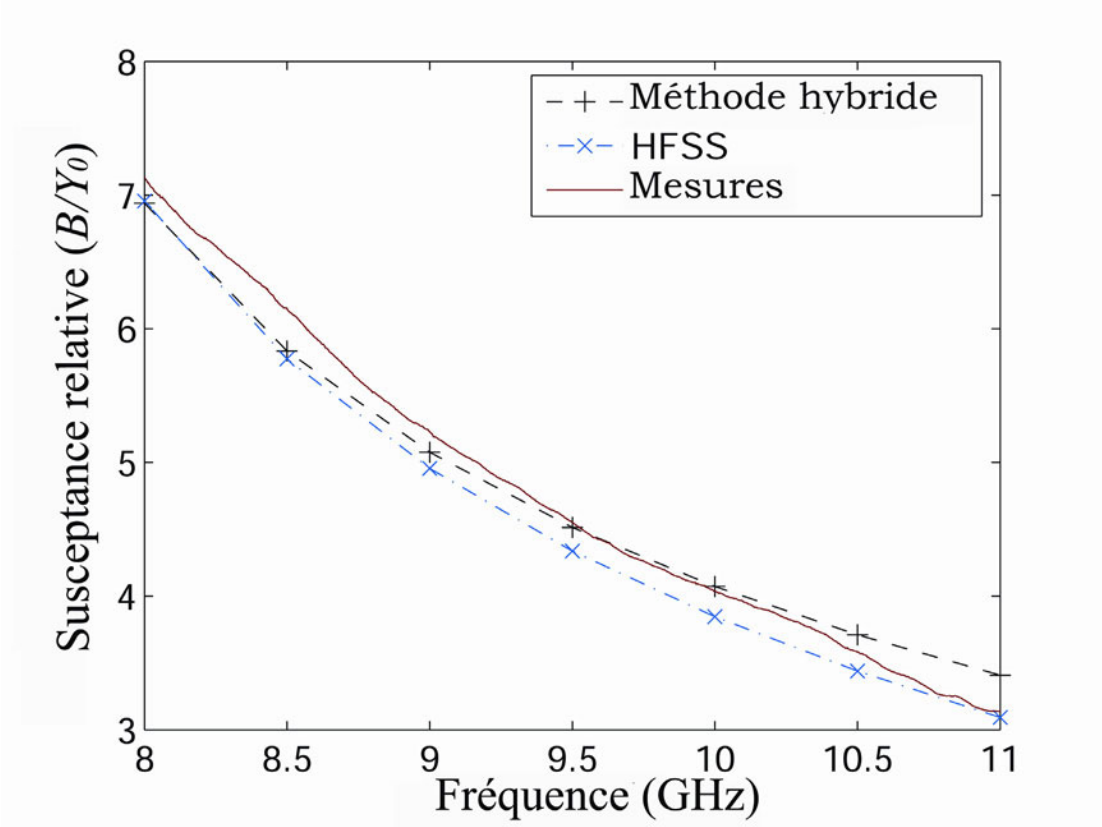


Figure II. 26: *Variation de la susceptance relative de l'iris en croix.*

La figure II. 26 montre la variation de la susceptance relative en utilisant HFSS et la nouvelle méthode hybride en utilisant 2500 modes et les résultats de mesures. On constate un bon accord entre les deux simulations et les mesures bien que l'épaisseur du métal n'est pas prise en compte dans les simulations. Le temps de calcul pour la méthode hybride est 10mn 44s. Cependant, le temps de calcul pour HFSS est 4h 43mn. Ce qui permet d'avoir une réduction de 96.21 %.du temps de calcul.

II. 4. Conclusion

Un nouveau schéma hybride a été présenté pour l'étude des discontinuités complexes dans un guide d'onde. Les résultats ont montré un bon accord avec les résultats théoriques, les résultats de simulation HFSS et les mesures

pratiques. Cependant, notre approche hybride est plus rapide que HFSS et permet d'économiser un temps de calcul supérieur à 90% pour toutes les structures que nous avons étudiées. Pour des discontinuités rectangulaires, l'utilisation des éléments rectangulaires permet d'avoir des résultats plus rapides que celles fournies par l'utilisation des éléments triangulaires. Cependant, les éléments rectangulaires ne sont pas adaptés aux formes complexes.

Bibliographie du Chapitre II

[1] J. Jin, “The finite element method in electromagnetics,” *New York, John Wiley & sons, second edition, 2002.*

[2] J. L. Volakis et al, " Finite Element Method for Electromagnetics: Microwave Circuit, and scattering applications," *IEEE Press*, New York, 1998.

[3] A. Taflove "Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time-Domain Method*,* " *Norwood, MA: Artech House*, *1995*.

[4] W. J. R. Hoefer, “The transmission–line matrix method–theory and applications, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 33, no. 10, pp. 882–893, Oct. 1985.

[5] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, no. 9, pp 508–517, Sept. 1967.

[6] Y. C. Shih, T. Itoh and L. Q. Bui, "Computer-aided design of millimeter-wave E-plane filters, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 9, pp 135–142, Feb. 1983.

[7] J. W. Tao and H. Baudrand, "Multimodal variational analysis of uniaxial waveguide discontinuities, "*IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 39, no. 3, pp. 506-516, Mar. 1991.

[8] M. Yahia, J.W. Tao, H. Benzina, M.N. Abdelkrim, "Analysis of complex rectangular waveguide discontinuities using hybrid MVM-FEM.," *Asia Pacific Microwave Conference*, pp.111-114, 7-10 Dec. 2009.

[9] M. Yahia, J.W. Tao, H. Benzina, M.N. Abdelkrim, "Electromagnetic modeling of complex uniaxial waveguide discontinuities using a modified MVM," *Loughborough Antennas & Propagation Conference,* pp.153-156, 16-17 Nov. 2009.

[10] M. Yahia, J.W. Tao, H. Benzina, M.N. Abdelkrim, "Modeling of Complex Waveguide Discontinuities Using Hybrid FEM-MVM," *International Workshop on Microwave Filters*. 16-18 Nov. 2009.

[11] R. Bayer and F. Arndt, "Efficient modal analysis of waveguide filters including the orthogonal mode coupling elements by a MM/FE method, " *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 9–11, Jan. 1995.

[12] F. Arndt et al, "Automated design of waveguide components using hybrid mode-matching/numerical EM building-blocks in optimization-oriented CAD frameworks—state-of-the-art and recent advances, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 5, pp. 747-760, May 1997.

[13] F. Arndt et al, "Fast CAD and optimization of waveguide components and aperture antennas by hybrid MM/FE/MoM/FD methods-state-of-the-art and recent advances, "*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 292-305, Jan. 2004.

[14] D. Arena, M. Ludovico, G. Manara and A. Monorchio, "Analysis of waveguide discontinuities using edge elements in a hybrid mode matching/finite elements approach," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 11, no. 9, pp. 379-381, Sept. 2001.

[15] X. Q. Sheng, K.W. Leung and E.K. N. Yung, "Analysis of waveguide-fed dielectric resonator antenna using a hybrid finite element method/moment method, " *IEEE Microwaves, Antennas and Propagation,* vol. 151, no. 1, pp. 91 – 95, Feb. 2004.

[16] S. Bertini, A. Monorchio and M. Bandinelli, "Efficient design of horn antennas by hybridizing mode matching/FEM with MoM," *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications,* pp.868 – 871, 17-21 Sept. 2007 .

[17] J. Sun, C. Zhang, "Transmission characteristics analysis for mine tunnel with metallic wind bridge using hybrid MM/FEM approach," *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 4, 4-7 Dec. 2005.

[18] H. Whitney, "Geometric Integration Theory," *Princeton, NJ: Princeton University Press, 1957.*

[19] M. Hano, "Finite Element Analysis of dielectric-Loaded Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 32, pp, 1275-1279, Oct. 1984.

[20] K. Ise, K. Inoue and M. Koshiba, "Three dimensional finite element method with edge element of electromagnetic waveguide discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 39, pp 1289 – 1295, Aug. 1991.

[21] C. J. Reddy et al, "Finite Element Method for Eigenvalue Problems in Electromagnetics," *NASA Technical Paper 3485*, December 1994.

[22] Ansoft High Frequency Structure Simulator HFSS version 11: FEM-based commercial software.

[23] N. Marcuvitz, "Waveguide handbook," *New York, McGraw-Hill*, 1951. pp. 238-241.

Chapitre III

Hybridation de la méthode des éléments finis et la nouvelle méthode variationnelle multimodale : Application à la modélisation des filtres à discontinuités complexes.

Chapitre III

Hybridation de la méthode des éléments finis et la nouvelle méthode variationnelle multimodale : Application à la modélisation des filtres à discontinuités complexes.

III. 1. Introduction

Dans l'analyse des discontinuités en cascade, la réponse du circuit est déterminée classiquement par le chaînage des matrices **S** de chaque discontinuité. Ces matrices **S** sont souvent déterminées par une technique modale tels que le raccordement modal [1], la matrice S-généralisée [2] et la MVM [3]. L'avantage de la MVM par rapport aux méthodes modales réside sur le fait que les dimensions de la matrice **S** ne dépendent que du nombre de modes accessibles qui est indépendant du nombre de modes total utilisé. Cela permet d'économiser l'espace mémoire et le temps de calcul [3]. Cependant, pour obtenir de bons résultats, une étude de la convergence en fonction du nombre de modes accessibles dans les guides constituants est nécessaire. Afin d'éviter cette étude de convergence et de réduire le temps de calcul, une nouvelle formulation de la MVM (NFVM) a été proposée [4, 5]. Dans cette nouvelle formulation, tous les modes d'ordre supérieur dans les guides intermédiaires sont pris en compte, ce qui améliore la précision de l'analyse.

Cependant, si les discontinuités sont de formes complexes, la détermination analytique de la base modale sera difficile. La solution numérique va augmenter

considérablement le temps de calcul. L'utilisation des techniques basées totalement sur la discrétisation spatiale tel que la méthode des éléments finis [6], permet d'avoir des solution précises mais au détriment du temps de calcul et de l'espace mémoire. Pour surmonter ce handicap, plusieurs méthodes hybrides qui combinent les méthodes modales et les méthodes basées sur la discrétisation spatiale ont été proposées pour l'analyse des discontinuités en cascade dans des guides d'ondes [7-14].

Dans le chapitre précédent, on a proposé une méthode hybride qui combine la méthode variationnelle multimodale et la méthode des éléments finis vectorielle. La surface de la discontinuité 2D a été divisée en plusieurs éléments triangulaires où le champ électrique tangentiel est développé dans une base de fonctions de premier ordre [15]. Pour analyser une discontinuité complexe, notre méthode hybride FEM-MVM prend autour de 10 minutes alors que HFSS prend autour de 5 heures pour avoir la même précision. Cet avantage rend notre approche hybride très utile surtout dans l'optimisation des filtres présentant des discontinuités complexes. Notre objectif dans ce chapitre consiste à généraliser cette méthode hybride pour la modélisation des discontinuités complexes en cascade.

Ainsi, dans la section III. 2, la matrice **S** de plusieurs discontinuités simples en cascade sera déterminée par chaînage des matrices **S** des discontinuités individuelles. Dans la section III. 3, la matrice **S** d'un circuit complet présentant plusieurs discontinuités simples sera déterminée en utilisant la NMVM. Dans la section III. 4, on va proposer une méthode hybride FEM-NMVM pour l'analyse des discontinuités complexes en cascade. Les performances de la FEM-NMVM seront comparées à celles fournies par la technique de chaînage des matrices **S** et HFSS.

III. 2. Analyse des discontinuités en cascade par chaînage des matrices S.

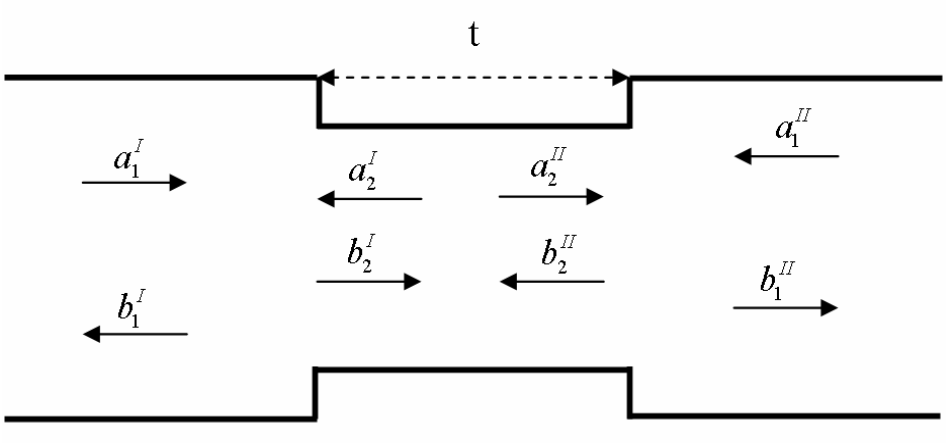


Figure III. 1. *Double discontinuité simple.*

La figure III. 1 représente une double discontinuité dans le cas le plus général. A partir des ondes incidentes et réfléchies, on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} [b_1^I] \\ [b_2^I] \end{pmatrix} = \mathbf{S^I} \begin{pmatrix} [a_1^I] \\ [a_2^I] \end{pmatrix} \tag{III.1}$$

$$\begin{pmatrix} [b_1^{II}] \\ [b_2^{II}] \end{pmatrix} = \mathbf{S^{II}} \begin{pmatrix} [a_1^{II}] \\ [a_2^{II}] \end{pmatrix} \tag{III.2}$$

$$[b_1^I] = \mathbf{S}_{11}^I [a_1^I] + \mathbf{S}_{12}^I [a_2^I] \tag{III.3}$$

$$[b_2^I] = \mathbf{S}_{21}^I [a_1^I] + \mathbf{S}_{22}^I [a_2^I] \tag{III.4}$$

$$[b_1^{II}] = \mathbf{S}_{11}^{II} [a_1^{II}] + \mathbf{S}_{12}^{II} [a_2^{II}] \tag{III.5}$$

$$[b_2^{II}] = \mathbf{S}_{21}^{II} [a_1^{II}] + \mathbf{S}_{22}^{II} [a_2^{II}] \tag{III.6}$$

On a:

$$[a_2^I] = \boldsymbol{D}\, [b_2^{II}] \tag{III.7}$$

$$\left[\boldsymbol{a}_2^{II}\right] = \boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{b}_2^{I}\right] \tag{III.8}$$

Avec

$$\boldsymbol{D} = \begin{vmatrix} e^{-\gamma_1 t} & 0 & 0 \\ 0 & & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma_N t} \end{vmatrix} \tag{III.9}$$

γ_i étant la constante de propagation du $i^{ème}$ mode du guide central et N est le nombre de mode dans le même guide.

$$\left[\boldsymbol{b}_1^{I}\right] = \mathbf{S}_{11}^{I}\left[\boldsymbol{a}_1^{I}\right] + \mathbf{S}_{12}^{I}\boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{b}_2^{II}\right] \tag{III.10}$$

$$\left[\boldsymbol{b}_1^{II}\right] = \mathbf{S}_{11}^{II}\left[\boldsymbol{a}_1^{II}\right] + \mathbf{S}_{12}^{II}\boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{b}_2^{I}\right] \tag{III.11}$$

$$\left[\boldsymbol{b}_2^{I}\right] = \mathbf{S}_{21}^{I}\left[\boldsymbol{a}_1^{I}\right] + \mathbf{S}_{22}^{I}\boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{b}_2^{II}\right] \tag{III.12}$$

$$\left[\boldsymbol{b}_2^{II}\right] = \mathbf{S}_{21}^{II}\left[\boldsymbol{a}_1^{II}\right] + \mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{b}_2^{I}\right] \tag{III.13}$$

$$\left[\boldsymbol{b}_2^{II}\right] = \mathbf{S}_{21}^{II}\left[\boldsymbol{a}_1^{II}\right] + \mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\mathbf{S}_{21}^{II}\left[\boldsymbol{a}_1^{I}\right] + \mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\mathbf{S}_{22}^{I}\boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{b}_2^{II}\right] \tag{III.14}$$

Soit

$$\boldsymbol{E} = \left[\boldsymbol{U} - \mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\mathbf{S}_{22}^{I}\boldsymbol{D}\right]^{-1} \tag{III.15}$$

$\boldsymbol{U}$ étant la matrice identité. Par conséquent :

$$\left[\boldsymbol{b}_2^{II}\right] = \boldsymbol{E}\,\mathbf{S}_{21}^{II}\left[\boldsymbol{a}_1^{II}\right] + \boldsymbol{E}\,\mathbf{S}_{22}^{II}\,\mathbf{D}\mathbf{S}_{21}^{II}\left[\boldsymbol{a}_1^{I}\right] \tag{III.16}$$

et

$$\left[\boldsymbol{b}_1^{I}\right] = \left[\mathbf{S}_{11}^{I} + \mathbf{S}_{12}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\mathbf{S}_{21}^{I}\right]\left[\boldsymbol{a}_1^{I}\right] + \left[\mathbf{S}_{12}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{21}^{II}\right]\left[\boldsymbol{a}_1^{II}\right] \tag{III.17}$$

$$\left[\boldsymbol{b}_1^{II}\right] = \mathbf{S}_{12}^{I}\boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{U} + \mathbf{S}_{22}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\right]\mathbf{S}_{21}^{I}\left[\boldsymbol{a}_1^{I}\right] + \left[\mathbf{S}_{11}^{II} + \mathbf{S}_{12}^{II}\boldsymbol{D}\mathbf{S}_{22}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{21}^{II}\right]\left[\boldsymbol{a}_1^{II}\right] \tag{III.18}$$

La matrice **S** de la double discontinuité est donnée par :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11}^{I} + \mathbf{S}_{12}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\mathbf{S}_{21}^{I} & \mathbf{S}_{12}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{21}^{II} \\ \mathbf{S}_{12}^{II}\boldsymbol{D}\left[\boldsymbol{U} + \mathbf{S}_{22}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{22}^{II}\boldsymbol{D}\right]\mathbf{S}_{21}^{I} & \mathbf{S}_{11}^{II} + \mathbf{S}_{12}^{II}\boldsymbol{D}\mathbf{S}_{22}^{I}\boldsymbol{D}\boldsymbol{E}\mathbf{S}_{21}^{II} \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

Ainsi, la matrice **S** de plusieurs discontinuités en cascade peut être déterminée à partir de l'équation III. 19 en chaînant les matrices S_i deux à deux.

III. 3. Analyse des discontinuités en cascade par la NMVM.

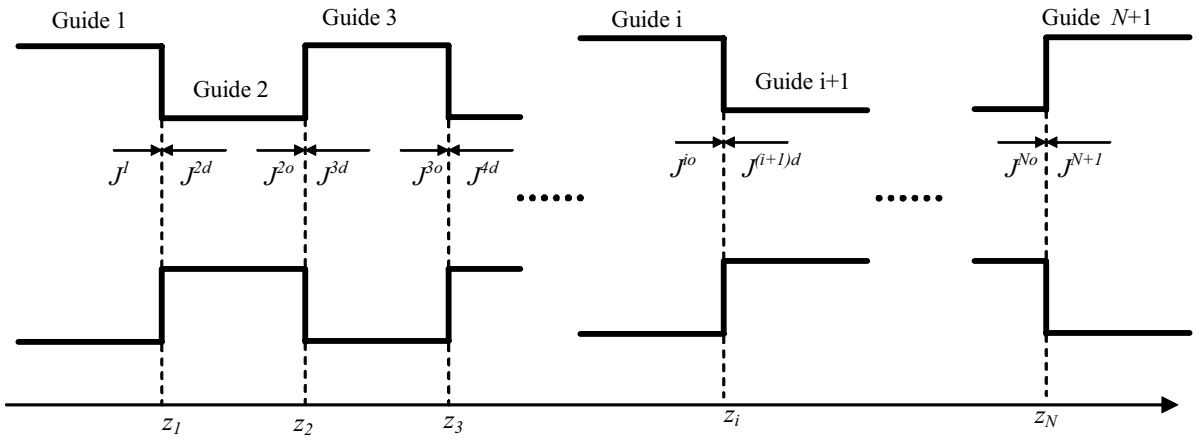


Figure III. 2 : *Circuit à N discontinuités uni-axiales simples.*

On considère une structure comportant N discontinuités uni-axiales en cascade comme illustré à la figure III.2.

Soit $\boldsymbol{H}_t^i$ (respectivement $\boldsymbol{H}_t^{i+1}$) le champs magnétique transverse dans les guides i (respectivement i+1). $\boldsymbol{n}$ est le vecteur unitaire dans la direction de $\boldsymbol{z}$. La densité de courant sur l'interface z_i s'écrit :

$$\boldsymbol{J}_d(z_i) = \left(\boldsymbol{H}_t^i(z_i) - \boldsymbol{H}_t^{i+1}(z_i)\right) \times \boldsymbol{n} \tag{III.20}$$

La conservation du courant aux différentes interfaces des guides se traduit par :

$$\begin{cases} \boldsymbol{J}_d(z_1) = \boldsymbol{J}^{1o} + \boldsymbol{J}^{2d} \\ \boldsymbol{J}_d(z_2) = \boldsymbol{J}^{2o} + \boldsymbol{J}^{3d} \\ \vdots \\ \boldsymbol{J}_d(z_i) = \boldsymbol{J}^{io} + \boldsymbol{J}^{(i+1)d} \\ \vdots \\ \boldsymbol{J}_d(z_N) = \boldsymbol{J}^{No} + \boldsymbol{J}^{(N+1)d} \end{cases} \tag{III.21}$$

avec $\boldsymbol{J}^{1o} = \boldsymbol{J}^1$ et $\boldsymbol{J}^{(N+1)d} = \boldsymbol{J}^{N+1}$

En introduisant les opérateurs admittances de la section droite de l'interface i, on peut exprimer ces densités de courant en fonction des champs électriques tangentiels au niveau des discontinuités de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_d(z_1) \\ \boldsymbol{J}_d(z_2) \\ \boldsymbol{J}_d(z_3) \\ \\ \vdots \\ \boldsymbol{J}_d(z_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{Y}}_{11} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{12} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{\boldsymbol{Y}}_{21} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{22} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{23} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{\mathrm{Y}}_{32} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{33} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{34} & \dots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & & \hat{\boldsymbol{Y}}_{NN-2} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{N-1N-1} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{N-1N} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & & & \hat{\boldsymbol{Y}}_{NN-1} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{E}_t(z_1) \\ \boldsymbol{E}_t(z_2) \\ \boldsymbol{E}_t(z_3) \\ \\ \vdots \\ \boldsymbol{E}_t(z_N) \end{bmatrix} \quad \text{(III.22)}$$

avec

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{11} = \sum_{n=1}^{\infty} y_n^1(z_1)\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(1)} + \sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_1)\hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \quad \text{(III.23)}$$

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{12} = \hat{\boldsymbol{Y}}_{21} = \sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(z_2 - z_1)\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(2)} \quad \text{(III.24)}$$

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{22} = \sum_{n=1}^{\infty} y_n^d(z_3 - z_2)\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(3)} + \sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_2 - z_1)\hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \quad \text{(III.25)}$$

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{23} = \sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(z_3 - z_2)\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(3)} \quad \text{(III.26)}$$

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{ii} = \sum_{n=1}^{\infty} y_n^d(z_{i+1} - z_i)\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(i+1)} + \sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_i - z_{i-1})\hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(i)} \quad \text{(III.27)}$$

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{ii-1} = \hat{\boldsymbol{Y}}_{i-1i} = \sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(z_i - z_{i-1})\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(3)} \quad \text{(III.28)}$$

$$\hat{\boldsymbol{Y}}_{NN} = \sum_{n=1}^{\infty} y_n^{N+1}(z_N)\hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(N+1)} + \sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_{N+1} - z_N)\hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(N)} \quad \text{(III.29)}$$

$$\boldsymbol{N}_m^{(i)}\boldsymbol{\delta}_{mn} = \left\langle \boldsymbol{e}_m^{(i)} \middle| \boldsymbol{j}_n^{(i)} \right\rangle \quad \text{(III.30)}$$

$y^{(d)}$ et $y^{(0)}$ désignent les admittances diagonales et hors diagonales de la section du tronçon du guide considéré.

La forme variationnelle associée à l'équation (III.22) s'écrit :

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{E}_t)=\left\langle \begin{bmatrix} \boldsymbol{E}_t(z_1) \\ \boldsymbol{E}_t(z_2) \\ \boldsymbol{E}_t(z_3) \\ \\ \vdots \\ \boldsymbol{E}_t(z_N) \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{Y}}_{11} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{12} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{\boldsymbol{Y}}_{21} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{22} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{23} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \hat{\mathrm{Y}}_{32} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{33} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{34} & \dots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & \hat{\boldsymbol{Y}}_{NN-2} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{N-1N-1} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{N-1N} & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & & \hat{\boldsymbol{Y}}_{NN-1} & \hat{\boldsymbol{Y}}_{NN} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{E}_t(z_1) \\ \boldsymbol{E}_t(z_2) \\ \boldsymbol{E}_t(z_3) \\ \\ \vdots \\ \boldsymbol{E}_t(z_N) \end{bmatrix} \right\rangle \qquad \text{(III.31)}$$

En décomposant les champs $\boldsymbol{E}_t(z_1), \boldsymbol{E}_t(z_2) \dots \boldsymbol{E}_t(z_N)$ sur une base appropriée de fonction d'essais $\{\boldsymbol{g}_i^1\}$, $\{\boldsymbol{g}_j^2\} \dots \{\boldsymbol{g}_p^N\}$ on aura :

$$\boldsymbol{E}_t(z_1)=\sum_q c_q^{\,1}\,\boldsymbol{g}_q^1,\ \boldsymbol{E}_t(z_2)=\sum_q c_q^2\,\boldsymbol{g}_q^2,\ldots,\boldsymbol{E}_t(z_N)=\sum_q c_q^N\,\boldsymbol{g}_q^N$$

Si on fait la troncature à p fonctions d'essais, la solution est celle qui minimise la forme variationnelle (III.31), conduisant ainsi au système d'équations :

$$\begin{cases} \sum_q \boldsymbol{B}_{pq}^{11} c_q^{\,1}+\boldsymbol{B}_{pq}^{12} c_q^2+\boldsymbol{B}_{pq}^{13} c_q^3+\cdots+\boldsymbol{B}_{pq}^{1N} c_q^N=0 \\ \sum_q \boldsymbol{B}_{pq}^{21} c_q^{\,1}+\boldsymbol{B}_{pq}^{22} c_q^2+\boldsymbol{B}_{pq}^{23} c_q^3+\cdots+\boldsymbol{B}_{pq}^{2N} c_q^N=0 \\ \sum_q \boldsymbol{B}_{pq}^{i1} c_q^{\,1}+\boldsymbol{B}_{pq}^{i2} c_q^2+\boldsymbol{B}_{pq}^{i3} c_q^3+\cdots+\boldsymbol{B}_{pq}^{iN} c_q^N=0 \\ \sum_q \boldsymbol{B}_{pq}^{N1} c_q^{\,1}+\boldsymbol{B}_{pq}^{N2} c_q^2+\boldsymbol{B}_{pq}^{N3} c_q^3+\cdots+\boldsymbol{B}_{pq}^{NN} c_q^N=0 \end{cases} \qquad \text{(III.32)}$$

Avec

$$j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{11}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^1(z_1)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(1)} \boldsymbol{g}_p^{(1)} \right\rangle+\sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_1)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(1)} \right\rangle \qquad \text{(III.33)}$$

$$j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{22}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^d(z_2)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(2)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(3)} \boldsymbol{g}_p^{(2)} \right\rangle+\sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_2)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(2)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(1)} \right\rangle \qquad \text{(III.34)}$$

$$j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{12}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(z_2-z_1)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(2)} \right\rangle, j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{21}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(z_2-z_1)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(2)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(1)} \right\rangle \qquad \text{(III.35)}$$

$$j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{ii}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^d(z_{i+1}-z_i)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(i)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(i+1)} \boldsymbol{g}_p^{(i)} \right\rangle+\sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_i-z_{i-1})\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(i)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(i)} \boldsymbol{g}_p^{(i)} \right\rangle \qquad \text{(III.36)}$$

$$j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{ii-1}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(z_i-z_{i-1})\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(i)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(i)} \boldsymbol{g}_p^{(i-1)} \right\rangle, j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{i-1i}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(z_i-z_{i-1})\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(i-1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(i)} \boldsymbol{g}_p^{(i)} \right\rangle \qquad \text{(III.37)}$$

$$j\,\boldsymbol{B}_{pq}^{NN}=\sum_{n=1}^{\infty} y_n^{N+1}(z_N)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(N)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(N+1)} \boldsymbol{g}_p^{(N)} \right\rangle+\sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(z_N-z_{N-1})\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(N)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(N)} \boldsymbol{g}_p^{(N)} \right\rangle \qquad \text{(III.38)}$$

En général, on peut se limiter à prendre m_1 modes accessibles à l'entrée et m_2 modes accessibles à la sortie [16]. Dans ces conditions, on a $y_n^1 = y_n^{N+1} = -1$ pour $n \geq m_1 + 1$

En combinant les équations (III.32) à (III.37), on obtient le système d'équations suivant, dans lequel on a posé : $l_i = z_i - z_{i-1}$

$$\begin{aligned}\sum_q \sum_{n=1}^{m_1} y_n^1(z_1)\left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{Y}_n^{(1)}\, \boldsymbol{g}_p^{(1)} \right\rangle C_q^1 = \sum_q \left(\sum_{n=m_1+1}^{\infty} \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(1)} \boldsymbol{g}_p^{(1)} \right\rangle - \sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(l_1) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(1)} \right\rangle \right) \boldsymbol{C}_q^1 \\ - \sum_q \left(\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(l_1) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(2)} \right\rangle \right) \boldsymbol{C}_q^2 + 0\boldsymbol{C}_q^2 + 0\boldsymbol{C}_q^3 + \cdots + 0\boldsymbol{C}_q^N\end{aligned} \tag{III.39}$$

$$\begin{aligned}0 = &\sum_q \sum_{m=1}^{\infty} y_m^o(l_1) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(1)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_m^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(2)} \right\rangle \boldsymbol{C}_q^1 \\ &+ \sum_q \left(\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(l_2) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(2)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(3)} \boldsymbol{g}_p^{(2)} \right\rangle + \sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(l_1) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(2)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(2)} \boldsymbol{g}_p^{(2)} \right\rangle \right) \boldsymbol{C}_q^2 \\ &+ \sum_q \left(\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(l_2) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(3)} \middle| \hat{\boldsymbol{Y}}_n^{(3)} \boldsymbol{g}_p^{(2)} \right\rangle \right) \boldsymbol{C}_q^3 + 0\,\boldsymbol{C}_q^4 + \cdots + \boldsymbol{C}_q^N\end{aligned} \tag{III.40}$$

$$\begin{aligned}\sum_q \sum_{n=1}^{m_2} y_n^{N+1}(z_N) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(N)} \middle| \hat{Y}_n^{(N+1)}\, \boldsymbol{g}_p^{(N)} \right\rangle C_q^N = +0C_q^1 + 0C_q^2 + \cdots - \sum_q \left(\sum_{n=1}^{\infty} y_n^o(l_{N-1}) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(N)} \middle| \hat{Y}_n^{(N-1)}\, \boldsymbol{g}_p^{(N-1)} \right\rangle \right) C_q^{N-1} \\ + \sum_q \left(\sum_{n=m_2+1}^{\infty} \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(N)} \middle| \hat{Y}_n^{(N+1)}\, \boldsymbol{g}_p^{(N)} \right\rangle - \sum_{m=1}^{\infty} y_m^d(l_{N-1}) \left\langle \boldsymbol{g}_p^{(N)} \middle| \hat{Y}_m^{(N)}\, \boldsymbol{g}_p^{(N)} \right\rangle \right) C_q^N\end{aligned} \tag{III.41}$$

En remplaçant chaque opérateur par son expression, on aura :

$$\sum_q \sum_{n=1}^{m_1} y_n^1(z_1) \boldsymbol{U}_{pn}^1 \frac{1}{\boldsymbol{N}_n^1} \left(\boldsymbol{U}_{pn}^1\right)^{*T} \boldsymbol{C}_q^1 = \sum_q \boldsymbol{Q}_{pq}^{11} \boldsymbol{C}_q^1 + \boldsymbol{Q}_{pq}^{12} \boldsymbol{C}_q^2 + 0\,\boldsymbol{C}_q^3 + \cdots + 0\,\boldsymbol{C}_q^N \tag{III.42}$$

$$0 = \sum_q \boldsymbol{Q}_{pq}^{21} \boldsymbol{C}_q^1 + \boldsymbol{Q}_{pq}^{22} \boldsymbol{C}_q^2 + \boldsymbol{Q}_{pq}^{23} \boldsymbol{C}_q^3 + 0\,\boldsymbol{C}_q^4 + \cdots + 0\,\boldsymbol{C}_q^N \tag{III.43}$$

$$\sum_q \sum_{n=1}^{m_2} y_n^1(z_1) \boldsymbol{U}_{pn}^{N+1} \frac{1}{\boldsymbol{N}_n^{N+1}} \left(\boldsymbol{U}_{pn}^{N+1}\right)^{*T} \boldsymbol{C}_q^N = \sum_q 0\,\boldsymbol{C}_q^1 + 0\,\boldsymbol{C}_q^2 + \cdots + \boldsymbol{Q}_{pq}^{N-1N} \boldsymbol{C}_q^{N-1} + \boldsymbol{Q}_{pq}^{NN} \boldsymbol{C}_q^N \tag{III.44}$$

Ce système d'équations peut se mettre sous la forme :

$$
\begin{aligned}
-jU^1\frac{Y^1}{N_n^1}\left(U^1\right)^{*T}C^1 &= Q^{11}C^1+Q^{12}C^2+0C^3+0C^4+\cdots+0C^N\\
0 &= Q^{21}C^1+Q^{22}C^2+Q^{23}C^3+0C^4+\cdots+0C^N\\
0 &= 0C^1+Q^{32}C^2+Q^{33}C^3+Q^{34}C^4+\cdots+0C^N\\
-jU^{N+1}\frac{Y^{N+1}}{N_n^{N+1}}\left(U^{N+1}\right)^{*T}C^1 &= 0C^1+0C^2+0C^3+0C^4+\cdots Q^{N-1N}C^{N-1}+Q^{NN}C^N
\end{aligned}
\tag{III.45}
$$

Ou sous la forme

$$
-jU\frac{Y}{N}\left(U\right)^{*T}C=QC \tag{III.46}
$$

$$
C=\begin{bmatrix}C^1\\C^2\\\vdots\\C^N\end{bmatrix}\ et\ Q=\begin{bmatrix}Q^{11}&Q^{12}&0&0&0&\cdots&0&0&0\\Q^{21}&Q^{22}&Q^{23}&0&0&\cdots&0&0&0\\0&Q^{32}&Q^{33}&Q^{34}&0&\cdots&0&0&0\\0&0&Q^{43}&Q^{44}&Q^{45}&\cdots&0&0&0\\\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\vdots&\ddots&0&0&0\\0&0&0&0&0&\cdots&Q^{N-1N-2}&Q^{N-1N-1}&0\\0&0&0&0&0&\cdots&0&Q^{N-1N}&Q^{NN}\end{bmatrix} \tag{III.47}
$$

$$
N=\begin{bmatrix}N^1&0\\0&N^{N+1}\end{bmatrix};\ U=\begin{bmatrix}U^1&0\\0&U^{N+1}\end{bmatrix}
$$

$$
N^1=\begin{bmatrix}N_1^1&0&0&0&0\\0&N_3^1&0&0&0\\0&0&N_4^1&0&0\\0&0&0&\ddots&0\\&&&&N_{m1}^1\end{bmatrix};\ N^{N+1}=\begin{bmatrix}N_1^{N+1}&0&0&0&0\\0&N_3^{N+1}&0&0&0\\0&0&N_4^{N+1}&0&0\\0&0&0&\ddots&0\\&&&&N_{m2}^{N+1}\end{bmatrix}
$$

En posant $T^1=\left(U^1\right)^{*T}C^1$, $T^2=\left(U^2\right)^{*T}C^{N+1}$, $T=N|N|^{-1/2}V$. Sachant que $I=YV$

La relation (III.44) devient

$$
-j\left(U\right)^{*T}Q^{-1}UN^{-1}T=QC \tag{III.48}
$$

$$
-j\left(U\right)^{*T}Q^{-1}U|N|^{-1/2}I=N|N|^{-1/2}V \tag{III.49}
$$

$$
V=-jN^{-1}|N|^{1/2}\left(U\right)^{*T}Q^{-1}U|N|^{-1/2}I \tag{III.50}
$$

$$
Z=-jN^{-1}|N|^{1/2}\left(U\right)^{*T}Q^{-1}U|N|^{-1/2} \tag{III.51}
$$

La matrice **S** de l'ensemble du circuit est donnée par

$$\boldsymbol{S} = (\boldsymbol{Z} + \boldsymbol{I})^{-1}(\boldsymbol{Z} - \boldsymbol{I}) \qquad \text{(III.52)}$$

$\boldsymbol{I}$ étant la matrice identité. $\boldsymbol{Q}$, $\boldsymbol{U}$ et $\boldsymbol{N}$ sont les matrices construites à partir des matrices $\boldsymbol{Q}^{ij}, \boldsymbol{U}^{\alpha}$ et $\boldsymbol{N}^{\alpha}$ définies à partir des équation suivantes :

$$\boldsymbol{U}^1_{pq} = \left\langle \boldsymbol{g}^1_m \middle| \boldsymbol{j}^1_m \right\rangle, m = 1,\ 2...m_1 \qquad \boldsymbol{U}^2_{pq} = \left\langle \boldsymbol{g}^2_m \middle| \boldsymbol{j}^2_m \right\rangle, m = 1,\ 2...m_2$$

$$\boldsymbol{Q}^{11}_{pq} = -j \sum_{n=m_1+1}^{\infty} \left\langle \boldsymbol{g}^1_p \middle| \boldsymbol{j}^1_n \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^1_n} \left\langle \boldsymbol{j}^1_n \middle| \boldsymbol{g}^1_p \right\rangle + j \sum_{m=1}^{\infty} y^d_m(l_1) \left\langle \boldsymbol{g}^1_p \middle| \boldsymbol{j}^2_n \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^2_m} \left\langle \boldsymbol{j}^2_n \middle| \boldsymbol{g}^1_p \right\rangle \qquad \text{(III.53)}$$

$$\boldsymbol{Q}^{ii}_{pq} = j \sum_{n=1}^{\infty} y^d_m(l_{i-1}) \left\langle \boldsymbol{g}^i_p \middle| \boldsymbol{j}^i_n \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^i_n} \left\langle \boldsymbol{j}^i_n \middle| \boldsymbol{g}^i_p \right\rangle + j \sum_{n=1}^{\infty} y^d_m(l_i) \left\langle \boldsymbol{g}^i_p \middle| \boldsymbol{j}^{i+1}_n \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^{i+1}_n} \left\langle \boldsymbol{j}^{i+1}_n \middle| \boldsymbol{g}^i_p \right\rangle \qquad \text{(III.54)}$$

$$\boldsymbol{Q}^{ii-1}_{pq} = j \sum_{m=1}^{\infty} y^o_m(l_{i-1}) \left\langle \boldsymbol{g}^i_p \middle| \boldsymbol{j}^i_m \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^i_m} \left\langle \boldsymbol{j}^i_n \middle| \boldsymbol{g}^{i-1}_p \right\rangle, \boldsymbol{Q}^{i-1i}_{pq} = j \sum_{m=1}^{\infty} y^o_m(l_{i-1}) \left\langle \boldsymbol{g}^{i-1}_p \middle| \boldsymbol{j}^i_m \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^i_m} \left\langle \boldsymbol{j}^i_n \middle| \boldsymbol{g}^i_p \right\rangle \qquad \text{(III.55)}$$

$$\boldsymbol{Q}^{NN}_{pq} = -j \sum_{n=m_2+1}^{\infty} \left\langle \boldsymbol{g}^N_p \middle| \boldsymbol{j}^{N+1}_n \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^{N+1}_n} \left\langle \boldsymbol{j}^{N+1}_n \middle| \boldsymbol{g}^N_p \right\rangle + j \sum_{m=1}^{\infty} y^d_m(l_{N-1}) \left\langle \boldsymbol{g}^N_p \middle| \boldsymbol{j}^N_n \right\rangle \frac{1}{\boldsymbol{N}^N_m} \left\langle \boldsymbol{j}^N_n \middle| \boldsymbol{g}^N_p \right\rangle \qquad \text{(III.56)}$$

La figure suivante représente le multipôle équivalent de la structure entière dont les tensions et les courants des modes des guides d'accès sont liés par la relation (III. 50). On vérifie en outre qu'on retrouve bien l'expression de l'impédance d'une discontinuité simple en faisant N=1 avec $y^d_m(l) = -1$ et $y^o_m(l) = -1$.

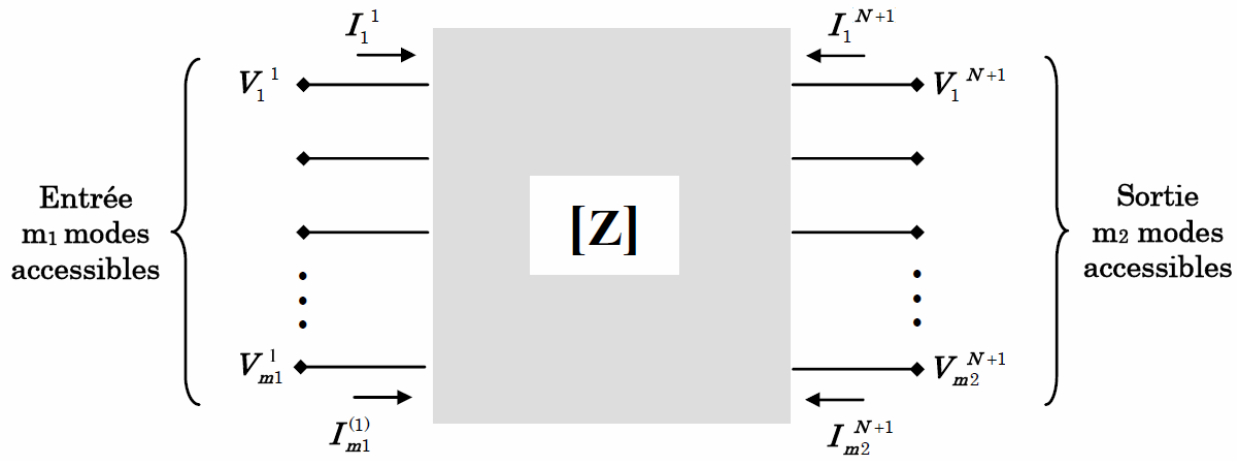


Figure III. 3 : *Représentation multipolaire de N discontinuités uni-axiales en cascade.*

N. B : D'une manière générale, $\boldsymbol{Q}^{ii-1}_{pq} \neq \boldsymbol{Q}^{i-1i}_{pq}$ de même $j\,\boldsymbol{B}^{ii-1}_{pq} \neq j\,\boldsymbol{B}^{i-1i}_{pq}$.

III. 4. Analyse des discontinuités complexes en cascade par hybridation de la méthode des éléments finis et la nouvelle formulation variationnelle multimodale.

III. 4. 1. Théorie

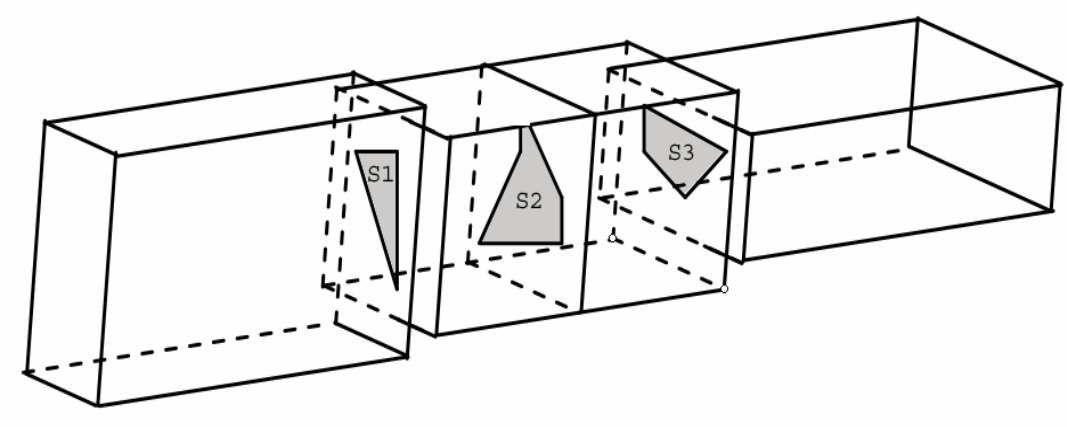


Figure III. 4*. Discontinuités complexes en cascade.*

On considère N discontinuités complexes en cascade dans des guides d'ondes rectangulaires (Figure III. 4*)*. La NMVM permet de modéliser le circuit complet en minimisant la forme variationnelle donnée par l'équation (III.31).

Quand les discontinuité S_i sont simples (rectangle, cercle, ellipse, etc…), le champ électrique tangentiel $\boldsymbol{E}_{ti}$ dans la i^{ème} discontinuité peut être décomposé dans une base modale. Cependant, lorsque les discontinuités sont complexes, cette décomposition sera difficile. Pour surmonter ce handicap, le champ tangentiel $\boldsymbol{E}_{ti}$ va être décomposé dans une base spatiale comme suit.

$$E_{ti}(x,y) = \sum_{p=1}^{Qi} B_{pi}\, g_{pi}(x,y) \qquad \text{(III.57)}$$

Qi désigne le nombre d'arêtes dans la surface S_i, B_{pi} (respectivement $\boldsymbol{g}_{pi}(x,y)$) est la valeur du champ électrique tangentiel (respectivement la fonction d'interpolation) définie par la $p^{ème}$ arête. En combinant les relations (III.31) et (III.57), on obtient la relation suivante:

$$f(\boldsymbol{E}_t)=\left\langle \sum_{p1=1}^{Q1} B_{p1}\,\boldsymbol{g}_{p1}(x,y)\ldots\ldots\sum_{pM=1}^{QM} B_{pM}\,\boldsymbol{g}_{pM}(x,y)\right| \hat{Y}\begin{pmatrix} \sum_{p1=1}^{Q1} B_{p1}\,\boldsymbol{g}_{p1}(x,y) \\ \vdots \\ \sum_{pM=1}^{QM} B_{pM}\,\boldsymbol{g}_{pM}(x,y)\end{pmatrix}\right\rangle \quad \text{(III.58)}$$

La matrice **S** du circuit complet est calculée en minimisant la relation (III.58) par rapport à B_{pi}. Dans la nouvelle méthode hybride, la dimension de la base de fonctions d'essais dans la $i^{ème}$ discontinuité est égale au nombre d'arêtes Qi. Par conséquent, on va manipuler des matrices de dimension $Qi \times Qj$.

III. 4. 1. Résultats de simulations

III. 4.1.1. Filtre du premier ordre

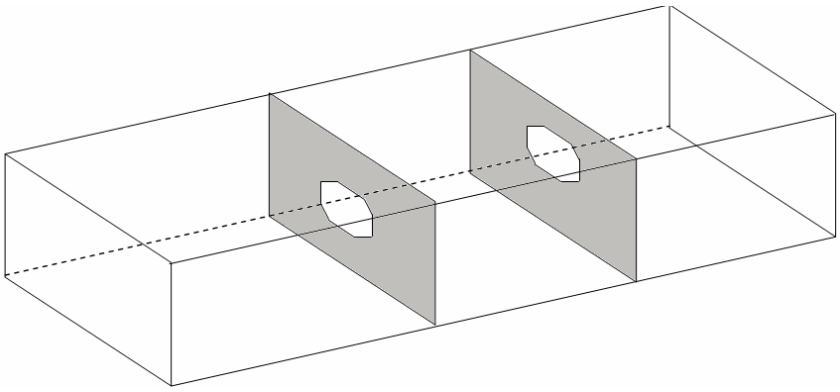


Figure III. 5. *Filtre du premier ordre. Guide d'onde WR62. Largeur du résonateur 8.5 mm.*

La figure III.5 représente un filtre du premier ordre formé par deux iris complexes identiques. La figure III. 6 montre les géométries et le maillage de l'iris.

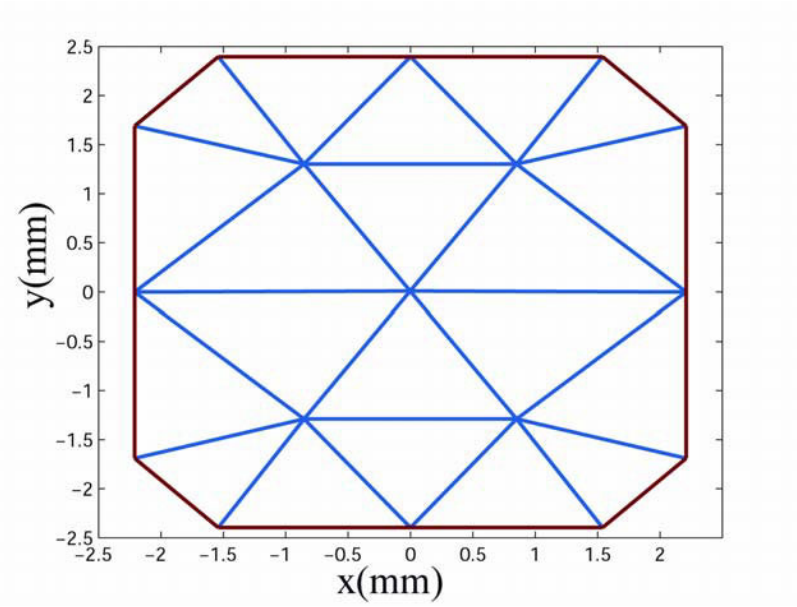


Figure III. 6. *Géométries et maillage de l'iris.*

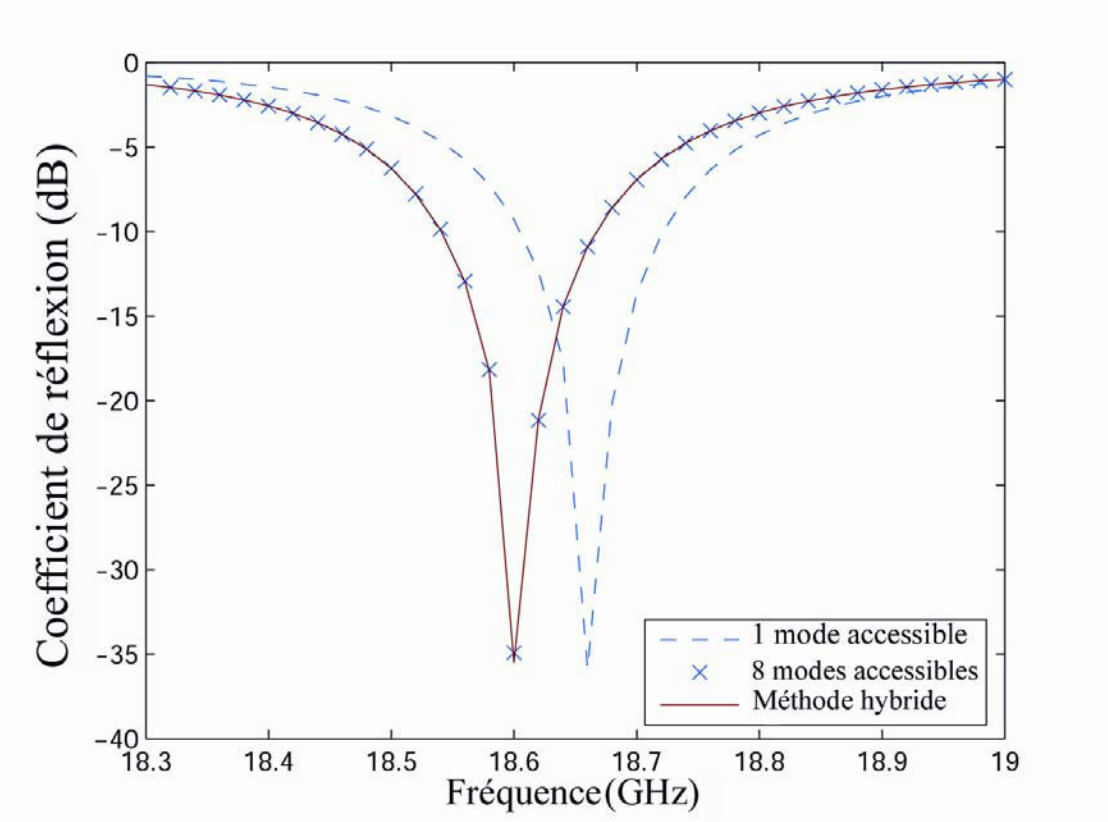


Figure III. 7. *Coefficient de réflexion en dB pour les différentes méthodes numériques.*

La figure III.7 montre le coefficient de réflexion en dB pour les différentes méthodes numériques. Les résultats obtenus par la méthode hybride FEM-NMVM sont comparés à ceux obtenus par chaînage des matrices **S** qui sont

fournies par la méthode hybride FEM-MVM [15] en variant le nombre de modes accessibles. On a utilisé 1393 modes dans tous les guides d'ondes. On observe que la formulation classique converge après 8 modes accessibles. Cet exemple montre que l'étude de la convergence en fonction du nombre de modes accessibles n'est plus nécessaire en utilisant la méthode hybride FEM-NMVM.

III. 4.1.1. Filtre de second ordre

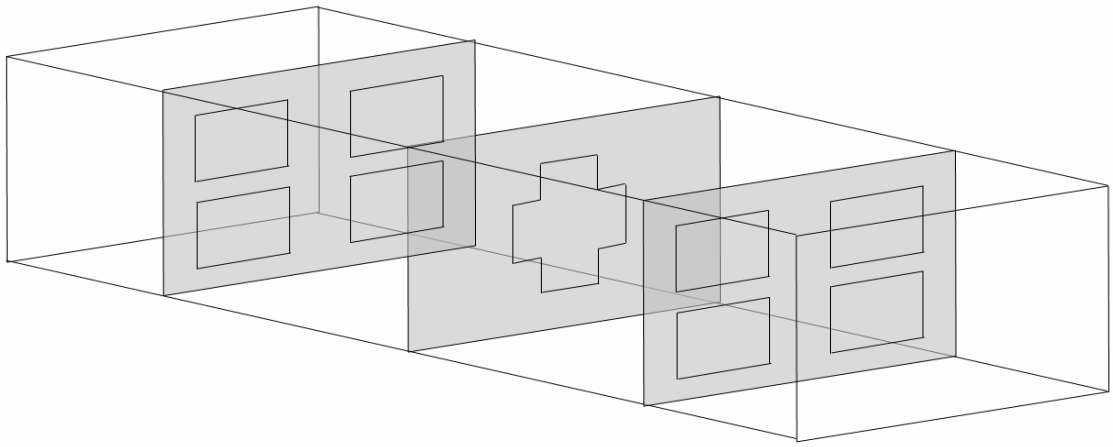


Figure III. 8. *Filtre de second ordre. Guides d'ondes WR62. Les dimensions du premier et du troisième iris sont dans la figure III. 9 et ceux du second iris sont dans la figure III. 10. Largeur des résonateurs: 12.155mm.*

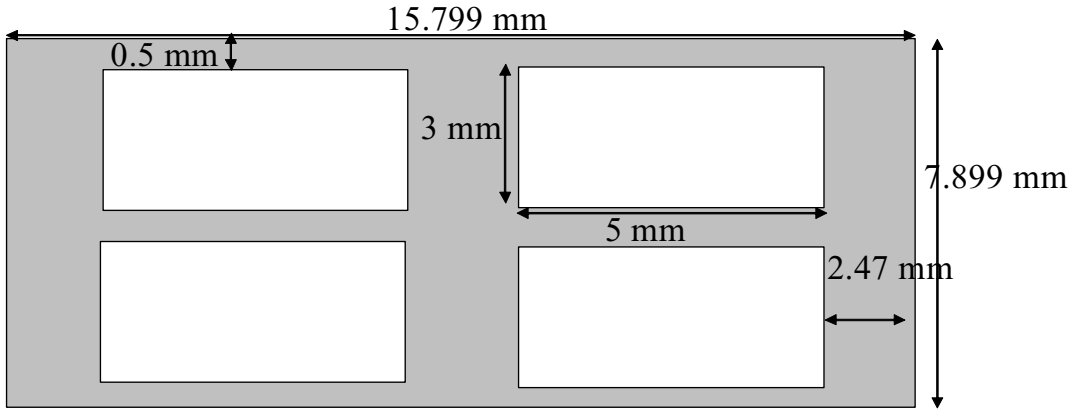


Figure III. 9. *Dimensions du premier et du troisième iris*.

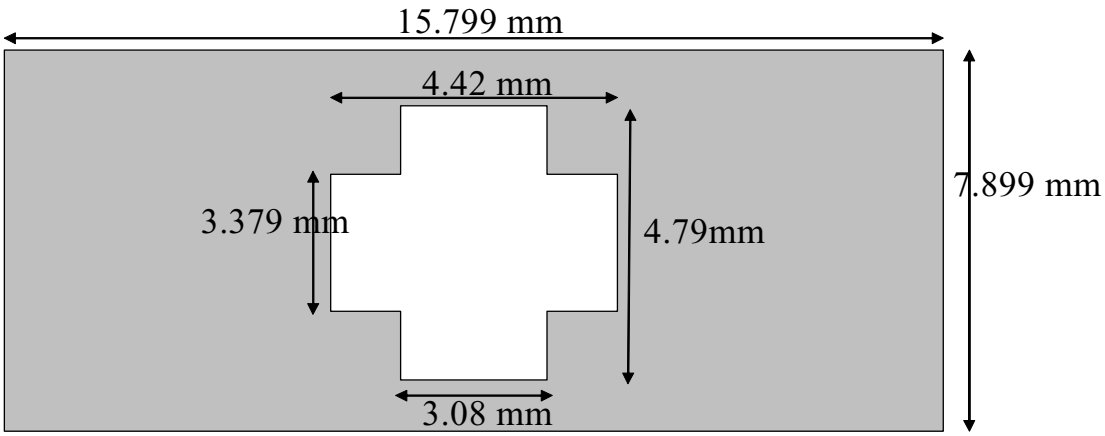


Figure III. 10. *Dimensions de l'iris du milieu.*

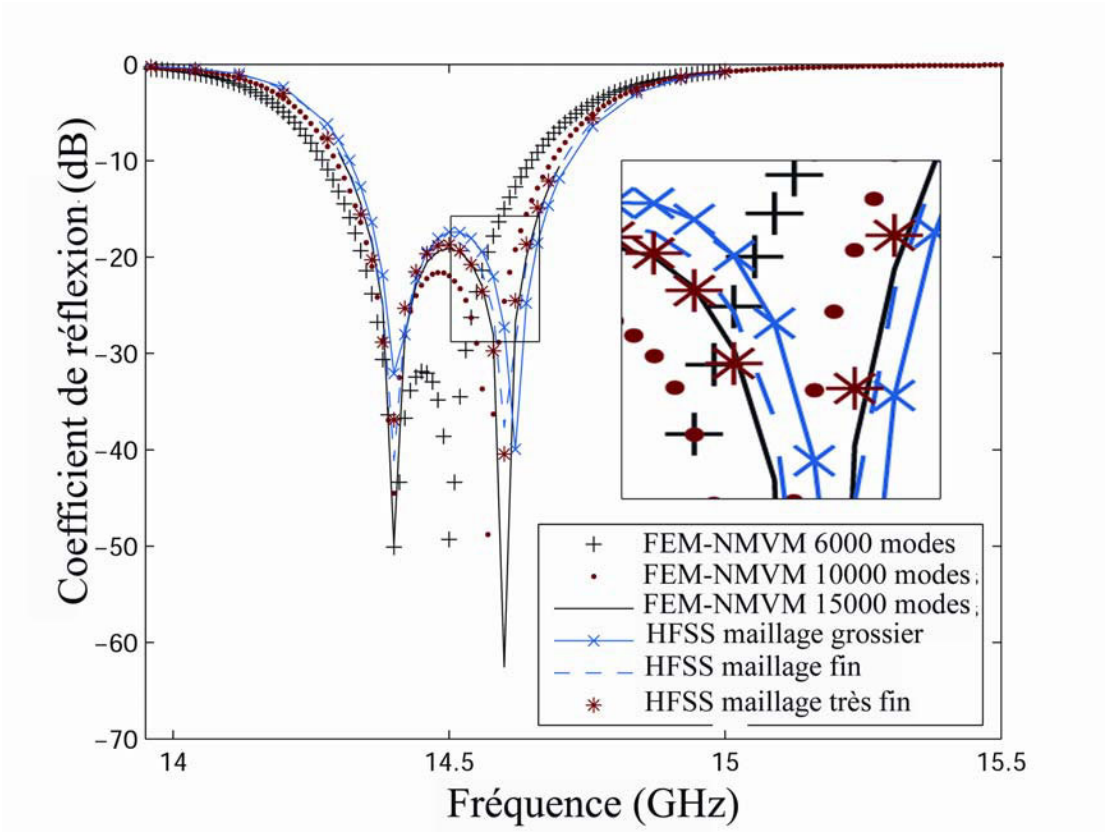


Figure III. 11. *Coefficient de réflexion et de transmission en dB du filtre du second ordre.*

La figure III. 11 représente le coefficient de réflexion du filtre du second ordre en utilisant HFSS et la méthode hybride FEM-NMVM. On constate que les deux méthodes convergent vers la même solution. On a utilisé 32 (respectivement 48) éléments pour l'analyse des iris 1 et 3 (respectivement l'iris 2). Pour avoir une précision très fine en utilisant HFSS, on a dû exploiter les symétries qui existent dans le filtre du second ordre. Malgré cela le temps de calcul avoisine 12h. Si on prend une structure qui ne présente pas de telles symétries, en utilisant HFSS, les moyens informatiques utilisés ne permettent pas d'atteindre la convergence. Néanmoins, notre approche hybride FEM-NMVM permet d'avoir des temps de calcul plus raisonnables (10mn pour chaque iris complexe) indépendamment des symétries existantes.

III. 4. 1. 3. Filtres multi-modes

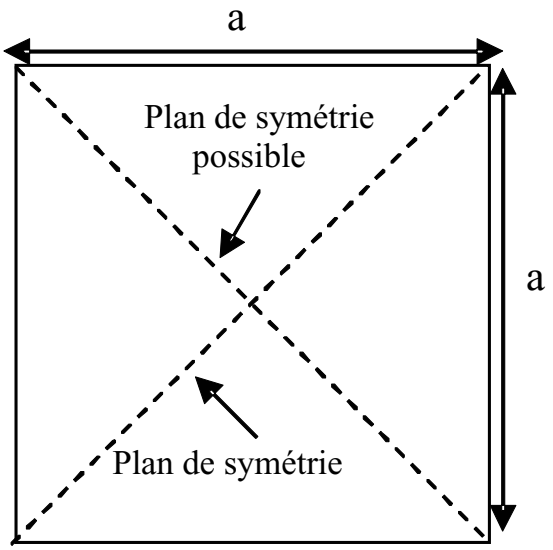


Figure. III.12. *Ouverture d'une cavité carrée de coté a.*

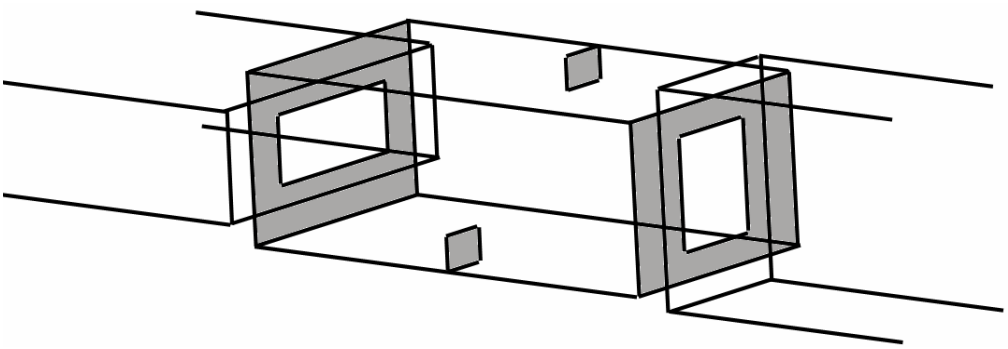


Figure. III.13. *Filtre bi-modes.*

Les filtres bi-modes trouvent plusieurs applications dans les télécommunications spatiales grâce à leurs faibles dimensions. La figure III. 13 montre les différentes possibilités pour obtenir une cavité carrée bi-modes. Généralement, des éléments de couplage sont introduits pour assurer les symétries dans la figure III.12 [15]. Dans notre approche hybride FEM-NMVM, les formes de ces éléments peuvent être simples (rectangulaires) ou complexes [13]. Dans cette section, on va traiter les deux cas.

III. 4. 1. 3. 1. Eléments de couplages rectangulaires.

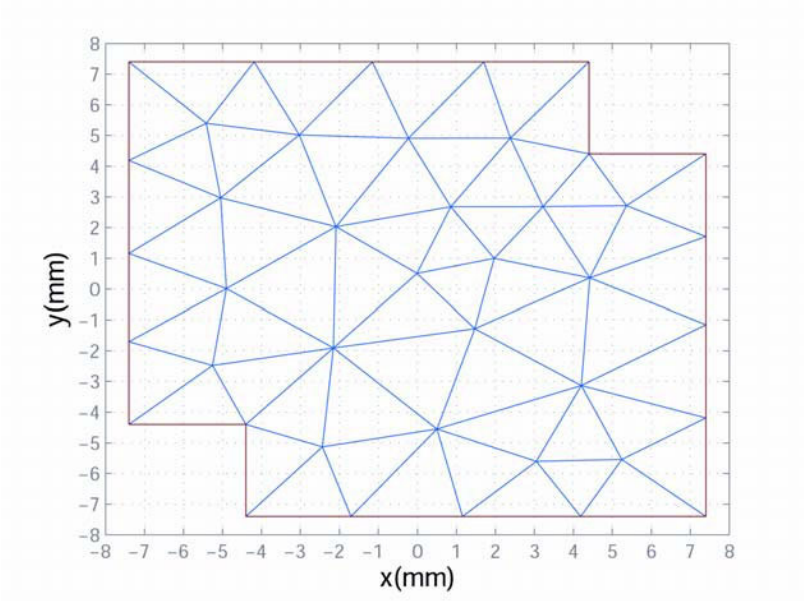


Figure III. 14. *Géométries et maillage de l'iris du milieu du filtre bi-modes 1.*

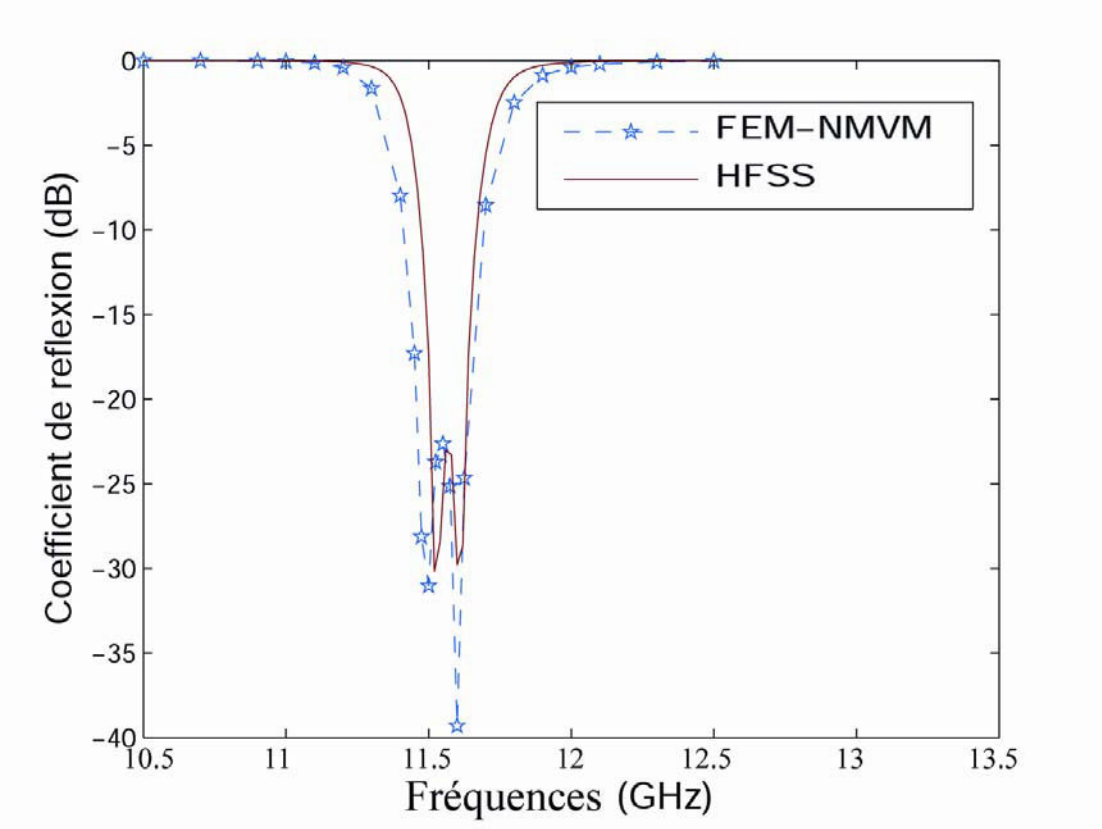


Figure III.15 *Coefficient de réflexion en dB du filtre bi- modes 1.*

On considère un premier filtre bi-modes (voir fig. III.13). Le guide d'entrée choisi est WR75 qui couple avec la cavité carrée par un iris horizontal de dimensions 10mm× 6mm. Le guide de sortie est identique au guide d'entrée pivoté par 90°. Les dimensions de la cavité sont 14.8mm× 14.8mm× 25mm. Deux plaques minces carrées de dimensions 3mm× 3mm sont insérées dans deux coins opposés au centre de la cavité. Vu que la forme de l'ouverture est plus au moins simple, on peut déterminer sa base modale [18]. Cependant, on va appliquer la méthode hybride FEM-NMVM pour l'analyse du filtre.

On a utilisé 60 éléments triangulaires pour le maillage de l'ouverture au milieu de la cavité (voir fig. III. 14). La fréquence de coupure la plus grande de tous les modes dans chaque guide d'onde est Fcc=200GHz ce qui permet d'avoir 557 modes dans les guides d'entrée et de sortie et 676 modes dans la cavité. Une fréquence de coupure Fcc plus basse ne permet pas d'avoir les performances voulues. Une fréquence de coupure Fcc plus grande augmente le temps de calcul sans avoir une nette amélioration des

performances. La figure III.15 montre le coefficient de réflexion en dB en utilisant HFSS et la méthode hybride FEM-NMVM. On observe une légère différence entre les fréquences de résonance. Pour augmenter les performances de la méthode hybride on peut envisager d'utiliser des fonctions d'interpolations d'ordres supérieurs.

III. 4. 1. 3. 2. Eléments de couplages complexes.

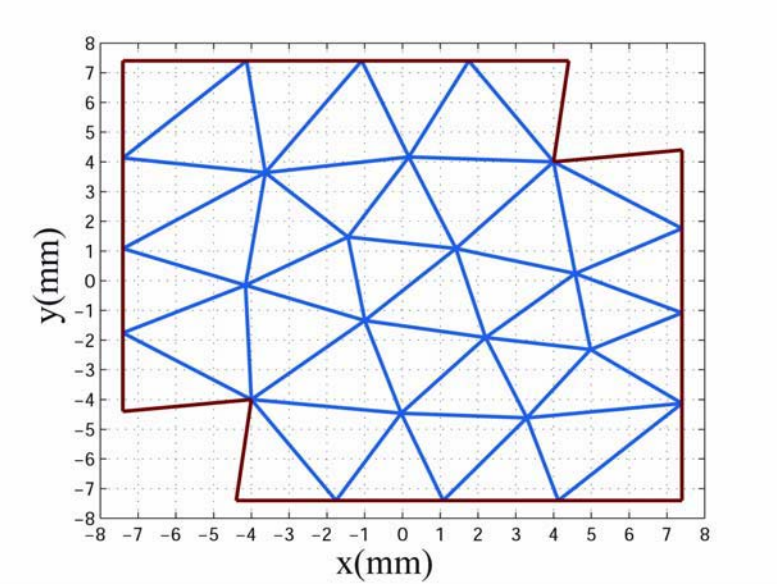


Figure III. 16. *Géométries et maillage de l'iris du milieu du filtre bi- modes 2.*

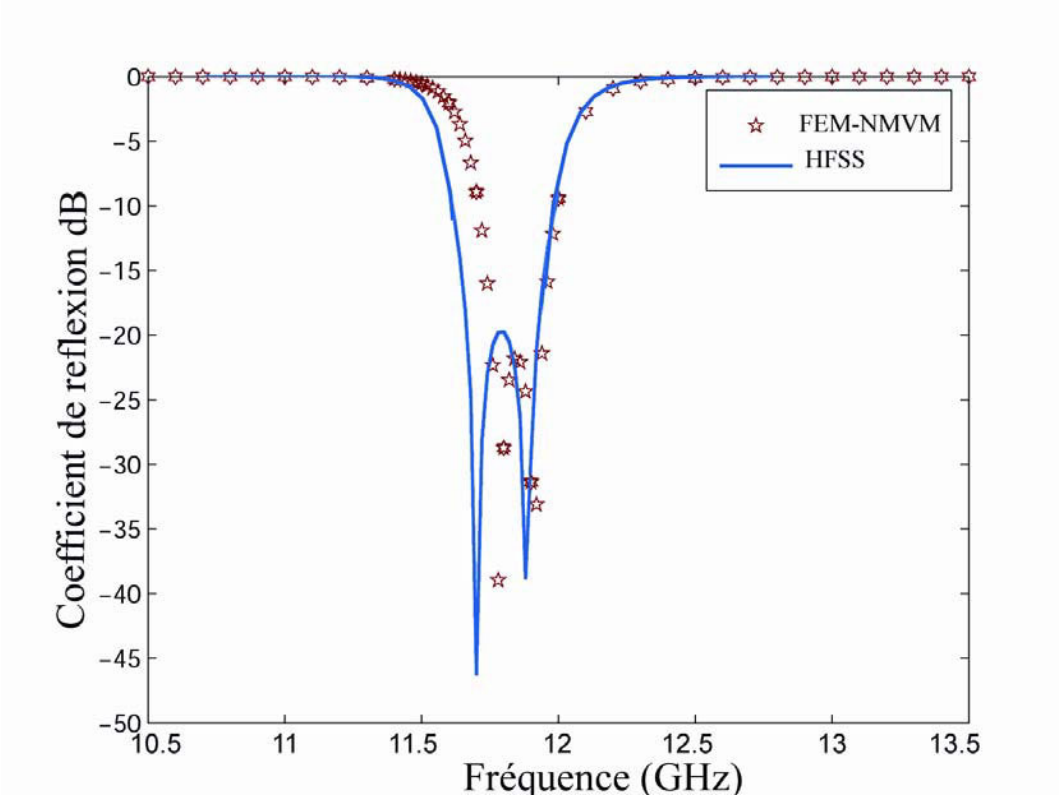


Figure III.17 : *Coefficient de réflexion en dB du filtre bi- modes 2.*

On considère un deuxième filtre bi-modes. Le guide d'entrée choisi est WR62 qui couple avec la cavité carrée par un iris horizontal de dimensions $10\text{mm} \times 6\text{mm} \times 0.3\text{mm}$. Le guide de sortie est identique au guide d'entrée pivoté par 90°. Les dimensions de la cavité sont $14.8\text{mm} \times 14.8\text{mm} \times 22\text{mm}$. Deux plaques minces de formes complexes sont insérées dans les deux coins opposés au centre de la cavité. La détermination de la base modale d'une telle ouverture est une tache pénible. Le maillage de l'ouverture au milieu de la cavité est montré dans la figure III. 14. La fréquence de coupure la plus grande de tous les modes dans chaque guide d'onde est Fcc=200GHz ce qui permet d'avoir 347 modes dans les guides d'entrée et de sortie et 612 modes dans la cavité. La figure III.15 montre le coefficient de réflexion en dB en utilisant HFSS et la méthode hybride FEM-NMVM. De même que le cas précédent, on observe une légère différence entre les points de résonance.

III. 5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit un nouvel outil hybride pour la modélisation des discontinuités 2D complexes en cacade dans des guides d'ondes rectangulaires. L'étude de la convergence en fonction du nombre de modes accessibles n'est plus nécessaire. Le nouvel outil de simulation est appliqué à la modélisation des structures complexes importantes tels que les filtres multi-modes où sa rapidité par rapport aux outils de simulations commerciaux a été mise en valeur.

Bibliographie du Chapitre III

[1] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, no. 9, pp 508–517, Sept. 1967.

[2] Y. C. Shih, T. Itoh and L. Q. Bui, "Computer-aided design of millimeter-wave E-plane filters, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 9, pp 135–142, Feb. 1983.

[3] J. W. Tao and H. Baudrand, "Multimodal variational analysis of uniaxial waveguide discontinuities, "*IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 39, no. 3, pp. 506-516, Mar. 1991.

[4] D. Lilonga-Boyenga, J. W. Tao, T. H. Vuong, "Uniaxial discontinuities analysis by a new multimodal variational method: Application to filter design, " *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* vol. 17, no. 1, pp-77-83. Dec. 2006.

[5] A. Yalaoui, "Modélisation Électromagnétique des Discontinuités Uni-axiales - Application à l'Étude des Circulateurs Planaires Et de la Cellule GTEM," *Thèse de doctorat INP Toulouse, 2007.*

[6] J. Jin, "The finite element method in electromagnetics, " *New York, John Wiley & sons, second edition, 2001.*

[7] M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim , " Complex 2D Discontinuities Analysis Using Hybrid Finite Element Method and a Modified Multimodal Variational Formulation-Application to Filter Design, " *40th European Microwave Conference,* pp. 1301-1304, 2010.

[8] R. Bayer and F. Arndt, "Efficient modal analysis of waveguide filters including the orthogonal mode coupling elements by a MM/FE method," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 9–11, Jan. 1995.

[9] F. Arndt et al, "Automated design of waveguide components using hybrid mode-matching/numerical EM building-blocks in optimization-oriented CAD frameworks—state-of-the-art and recent advances, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 5, pp. 747-760, May 1997.

[10] F. Arndt et al, "Fast CAD and optimization of waveguide components and aperture antennas by hybrid MM/FE/MoM/FD methods-state-of-the-art and recent advances," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 292-305, Jan. 2004.

[11] D. Arena, M. Ludovico, G. Manara and A. Monorchio, “Analysis of waveguide discontinuities using edge elements in a hybrid mode matching/finite elements approach," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 11, no. 9, pp. 379-381, Sept. 2001.

[12] X. Q. Sheng, K.W. Leung and E.K. N. Yung, "Analysis of waveguide-fed dielectric resonator antenna using a hybrid finite element method/moment method," *IEEE Microwaves, Antennas and Propagation,* vol. 151, no. 1, pp. 91 – 95, Feb. 2004.

[13] S. Bertini, A. Monorchio and M. Bandinelli, "Efficient design of horn antennas by hybridizing mode matching/FEM with MoM," *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications,* pp.868 – 871, 17-21 Sept. 2007 .

[14] J. Sun, C. Zhang, "Transmission characteristics analysis for mine tunnel with metallic wind bridge using hybrid MM/FEM approach, " *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 4, 4-7 Dec. 2005.

[15] M. Yahia, J. W. Tao, H. Benzina and M. N. Abdelkrim, "Analysis of Complex Rectangular Waveguide Discontinuities Using Hybrid MVM-FEM, " *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 111-114, Dec. 2009.

[16] J. W. Tao, " Contribution à la caractérisation des discontinuités en micro–ondes – Application à la synthèse des filtres," Thèse de doctorat INP Toulouse, Déc. 1988.

[17] S. Amari, "Application of representation theory to dual-mode microwave bandpass filter, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 57, no. 3, pp. 430-441, Feb. 2009.

[18] R. Ihmels and F. Arndt, "Rigorous Modal S-Matrix Analysis of the Cross-Iris in Rectangular Waveguides," *IEEE Microwave and guided Wave Letters, vol. 2, no. 10, Oct. 1992*

Chapitre IV

Optimisation des filtres micro-ondes.

Chapitre IV

Optimisation des filtres micro-ondes.

IV. 1. Introduction

Par comparaison aux guides d'ondes rectangulaires classiques, les guides nervurés présentent une faible impédance d'onde, ce qui permet de réaliser des bonnes transitions avec les lignes de transmission planaires; ils ont une large bande passante et une fréquence de coupure du mode fondamental assez basse permettant la réalisation des composants plus compacts. Les guides nervurés ont fait l'objet de nombreuses études [1-6]. Plusieurs méthodes ont été développées pour analyser les guides nervurés à différentes géométries [7-13].

Malgré une atténuation assez importante et une puissance transportée limitée, les guides nervurés sont utilisés dans de nombreuses applications micro-ondes notamment dans la réalisation des filtres micro-ondes à modes évanescents [14]. Beaucoup de méthodes ont été utilisées dans la conception des filtres ; certaines sont connues pour leur efficacité d'autres pour leur robustesse [15]. Les méthodes dites efficaces nécessitent la connaissance des dérivées de l'erreur à minimiser tels que le gradient et/ou le laplacien. Ces informations ne sont pas toujours accessibles. De plus, pour éviter les minimums locaux, ces méthodes nécessitent une solution approximative déterminée par la théorie des circuits qui sert comme un point de départ [16-17]. Cependant, si la solution initiale est loin du minimum global, l'outil d'optimisation peut facilement échouer. Les méthodes dites robustes tels que la méthode du simplexe SM

(Simplex method) [18] et l'algorithme génétique GA (Genetic algorithm) [19-21] sont simples et ne nécessitent ni un point de départ ni des informations de dérivées. Cependant, elles sont plus lentes que les méthodes dites efficaces et leur application reste restreinte à des filtres à bandes passantes relatives assez larges (supérieur à 20%). Pour tirer profit de la simplicité de la méthode du simplexe, on va étendre son application à des filtres à bandes passantes plus étroites.

Lors de la conception des filtres à guide d'onde nervurés, seuls les longueurs des guides rectangulaires et celles des résonateurs sont généralement optimisées. Chaque variation de la hauteur de la région de gap nécessite une nouvelle simulation ce qui augmente considérablement le temps de calcul du processus d'optimisation. Pour surmonter ce handicap, on va employer les réseaux de neurones artificiels. Après apprentissage, ces derniers permettent de généraliser le problème et de fournir un temps de calcul instantané. Les réseaux de neurones trouvent une large application dans le domaine de l'électronique micro-ondes [22]. Dans ce chapitre, on va s'intéresser particulièrement au réseau de neurones multicouches (MLP Multilayer Perceptron [23]).

Ainsi, dans la deuxième section de ce chapitre, on va rappeler les méthodes robustes classiques d'optimisation des filtres micro-ondes à savoir la méthode du simplexe et l'algorithme génétique. Dans la troisième section, on va appliquer ces méthodes pour l'optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés. On va étendre l'application de la méthode du simplexe à des filtres à bandes passantes relatives inférieures à 20%. Enfin, dans la quatrième section, pour tirer profit de la variation des hauteurs des gaps, on va appliquer les réseaux de neurones artificiels pour l'optimisation des filtres à guides d'ondes rectangulaires nervurés. Tous les programmes développés dans ce chapitre sont réalisés sous Matlab avec un PC qui a les performances suivantes (Intel CPU 1.66 GHz avec 1-GB RAM).

IV. 2. Les méthodes robustes d'optimisation des filtres micro-ondes.

IV. 2. 1. La méthode du simplexe classique.

La méthode du simplexe a été proposée pour minimiser une fonction *b(x),* $x \in R^k$. L'algorithme évolue comme suit [18]:

i. Initialiser aléatoirement *k+1* vecteurs $x_1, x_2 .... x_{k+1}$.

ii. Définir les paramètres de réflexion ρ, expansion χ, contraction γ, rétrécissement σ. Où $\rho>0$, $\chi>1$, $0<\gamma<1$ et $0<\sigma<1$.

iii. Arranger les vecteurs $x_1, x_2 .... x_{k+1}$ tel que $b_1 \le b_2 \ldots \le b_{k+1}$ avec $b_i = b(x_i)$.

iv. Calculer le point de réflexion x_r :

$$x_r = \bar{x} + \rho(\bar{x} - x_{n+1}) \qquad \text{(IV. 1)}$$

avec

$$\bar{x} = \sum_{i=1}^{k} x_i \Big/ k \qquad \text{(IV. 2)}$$

avec $b_r = b(x_r)$

v. Si $b_1 \le b_r \le b_k$

Réflexion : On remplace x_{k+1} par x_r, $x_{k+1} \Leftarrow x_r$

vi. Si $b_r \le b_1$, calculer le point de l'expansion x_e :

$$x_e = \bar{x} + \chi(x_r - \bar{x}) \qquad \text{(IV. 3)}$$

avec $b_e = b(x_e)$

Expansion : Si $b_e < b_r$, $x_{k+1} \Leftarrow x_e$

Réflexion : Sinon $x_{k+1} \Leftarrow x_r$

vii. Si $b_k < b_r < b_{k+1}$, calculer le point de contraction x_c :

Contraction :

$$x_c = \bar{x} + \gamma(x_r - \bar{x}) \qquad \text{(IV. 4)}$$

et $x_{k+1} \Leftarrow x_c$

Sinon:

Rétrécissement

$$v_i = x_1 + \sigma(x_i - x_1) \qquad \text{(IV. 5)}$$

avec i= 1 .. k+1

et $x_i \Leftarrow v_i$

viii. Répéter les étapes ii à vii jusqu'à avoir $b_1 < \psi$. Avec ψ est un seuil fixé par l'opérateur. La solution de la méthode du simplexe est alors x_1.

Les valeurs couramment utilisées dans la méthode du simplexe sont: $\rho = 1, \chi = 2, \gamma = 1/2$ et $\sigma = 1/2$. Cependant, dans l'optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés, lorsque $\rho = 1$, le point reflété peut osciller entre deux points. Par conséquent, l'algorithme ne va pas converger. On va prendre $\rho = 1.1$ et $\chi = 1.2$. On va voir que ces valeurs permettent d'avoir un temps de calcul plus rapide. Vu que la contraction et le rétrécissement se produisent rarement, on va laisser $\gamma = 1/2$ et $\sigma = 1/2$.

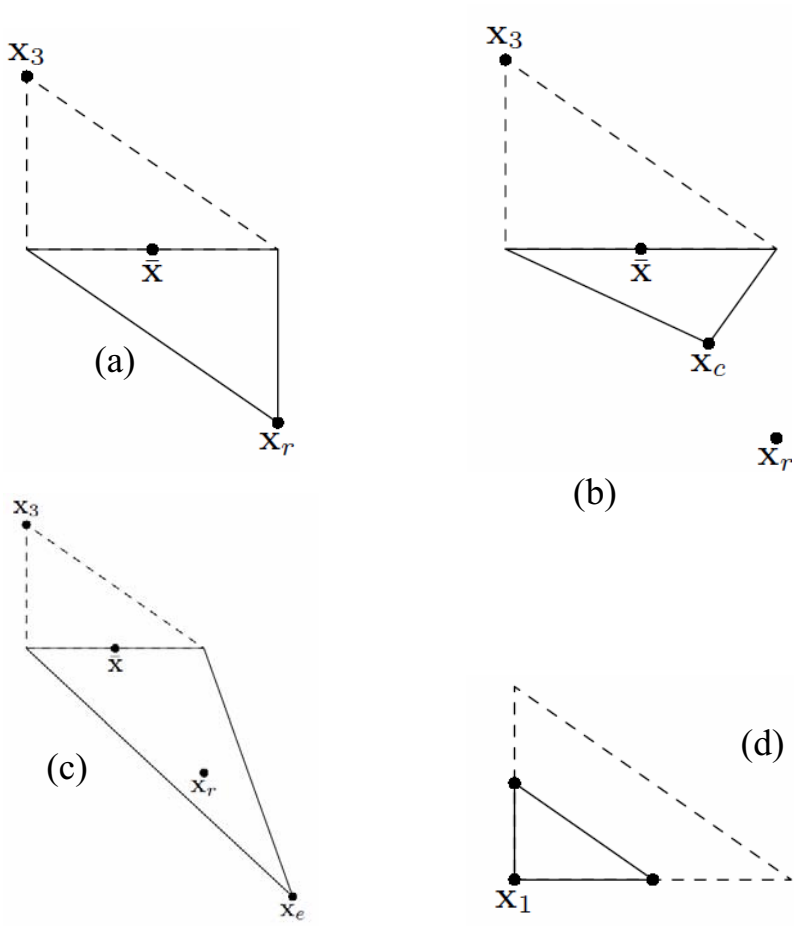


Figure IV.1 : *(a) réflexion, (b) expansion, (c) contraction, (d) rétrécissement dans le cas 2D (k=2).*

La figure IV. 1 montre les opérations de réflexion, expansion, contraction, rétrécissement dans le cas 2D (k=2).

IV. 2. 2. La méthode du simplexe modifiée (MSM_1).

Dans le cas de l'optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés, la fonction *U* à minimiser (dont un exemple est montré dans la section IV.3) n'est pas strictement convexe. Par conséquent, l'outil d'optimisation tel que la méthode du simplexe, peut converger vers un minimum local. Cette constatation est plus visible en diminuant la largeur de la bande passante. Pour quitter le

minimum local, on propose une méthode simplexe modifiée (MSM_1) qui évolue comme suit [7] :

Quand la SM atteint un minimum local :

i. On retient le point vainqueur qui assure le minimum de la fonction *U*.
ii. Les *k* points restants sont obtenus en ajoutant une petite perturbation au point vainqueur.
iii. On répète la méthode du simplexe en utilisant les nouveaux *k*+1 points comme points de départ.
iv. On répète les étapes i, ii et iii *M* fois.

IV. 2. 3. La méthode du simplexe modifiée (MSM_2).

Dans la section IV.3, on va voir que la MSM_1 connaît aussi des limites. Son application est restreinte à des bandes passantes relative supérieur à 15%. Pour optimiser un filtre dans la bande passante modérée (entre 8% et 15%), on propose la MSM_2 qui est décrite comme suit [7]:

i. On initialise aléatoirement les paramètres à optimiser. On commence par faire l'optimisation dans une bande passante assez large.
ii. On applique la MSM_1.
iii. La solution obtenue va servir comme un point de départ pour une nouvelle optimisation mais dans une bande plus étroite en utilisant la MSM_1.
iv. Les étapes ii et iii sont répétés jusqu'à atteindre l'optimisation dans la bande désirée.

Dans tous les cas étudiés, on fixe M=2. Pour la première et la dernière itération de la MSM_2, on fixe M=5. En effet, vu que les paramètres sont initialisés aléatoirement dans la première passe, il faut laisser un peu plus de temps pour que la MSM_1 converge. De même, dans la dernière itération de la MSM_2, il faut laisser un peu plus de temps pour que la solution se stabilise.

Entre deux itérations successives, on diminue la bande passante de 0.05 GHz indépendamment de la largeur de la bande passante. L'étude des performances des méthodes SM, MSM_1 et MSM_2 sera effectuée dans la section IV. 3.

IV. 2. 4. L'algorithme génétique

L'algorithme génétique est un outil d'optimisation stochastique qui est basé sur les concepts de la sélection naturelle et de l'évolution génétiques des espèces. C'est une méthode robuste qui ne nécessite pas une information de dérivé. Son application dans les problèmes d'optimisation est basée sur :

- Codage des paramètres de la solution en gènes. Tous les gènes composent un chromosome (ou individu). Dans notre cas, cette série de gènes définit les dimensions géométriques du filtre à optimiser. On adopte le codage binaire.
- Un mécanisme pour créer une population initiale aléatoire. La population contient un nombre P d'individus.
- Un choix approprié de la fonction d'évaluation. Cette fonction va classer les solutions selon leurs capacités. Elle représente le seul lien entre le problème physique et l'algorithme génétique.
- Des opérateurs de reproduction qui définissent comment les caractéristiques parentales sont transmises aux descendants.
- Les valeurs des paramètres spécifiques de l'algorithme génétique tels que : la dimension de la population P, le nombre de générations (populations successives), la probabilité de croisement (pc) et la probabilité de mutation (pm). Dans tous les cas étudiés dans ce chapitre, la probabilité pc (respectivement pm) varie entre 0.7 et 0.8 (respectivement 0.08 et 0.1). La fonction d'évaluation est la fonction U à minimiser (voir l'équation IV. 6). Le nombre d'individus va dépendre de chaque cas.

IV. 3. Optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés par la méthode classique.

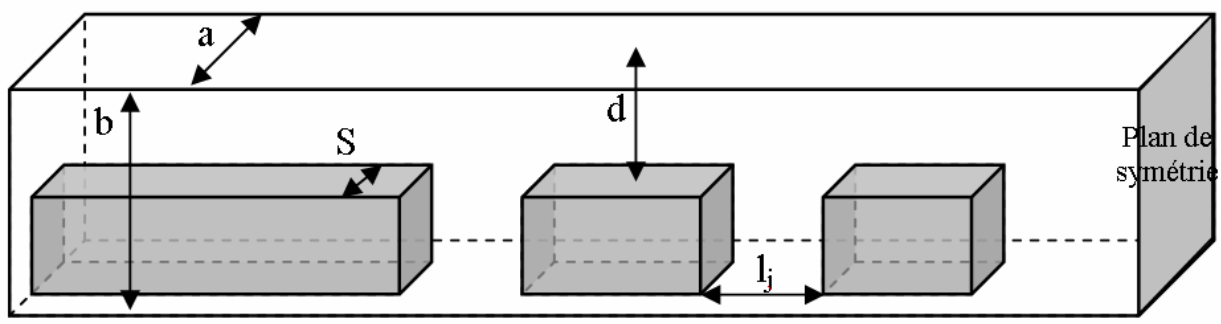


Figure IV.2 : *Filtre à guides d'ondes nervurés d'ordre 4.* a=*8 mm* b=*3.8 mm* S=*3.6mm,* d_i=*0.8mm, i={2..6}.* l_j: *variable j={1..9}.*

On considère un filtre à guides d'ondes rectangulaires nervurés (fig. IV. 2). On va appliquer la méthode classique c'est-à-dire que la MVM va générer les matrices **S** des discontinuités dans les guides d'ondes. La matrice **S** du circuit complet est obtenue par chaînage des matrices $\mathbf{S}_i$ [16-17]. On va minimiser la fonction *U* suivante:

$$U = \left(\sum_i \left| S_{11}(\boldsymbol{L}, f_i) \right| + \left(1 - \left| S_{12}(\boldsymbol{L}, f_i) \right|\right) + \sum_j \left| S_{12}(\boldsymbol{L}, f_j) \right| + \left(1 - \left| S_{11}(\boldsymbol{L}, f_j) \right|\right) \right) \Big/ 2N \quad \text{(IV. 6)}$$

f_i (respectivement f_j) sont les échantillons de fréquences dans la bande passante (respectivement la bande d'atténuation). *N* étant le nombre d'échantillons de fréquences. Les performances des filtres sont étudiés entre 10 GHz et 17 GHz avec un pas de 0.05 GHz. ***L*** étant un vecteur qui contient les longueurs des guides d'ondes à optimiser. Le filtre présente un plan de symétrie (voir fig. IV. 2). Par conséquent, on ne va considérer que la moitié des paramètres. On va prendre un mode accessible dans les résonateurs et trois modes accessibles dans les guides rectangulaires.

IV. 3.1 Filtre passe bande d'ordre 4

On considère un filtre à guides d'ondes rectangulaires nervurés d'ordre 4 (fig. IV. 2). Notre objectif consiste à optimiser un filtre passe-bande de bande passante 12-15 GHz, soit une bande relative de 22.22%.

	l_1(mm)	l_2(mm)	l_3(mm)	l_4(mm)	l_5(mm)
SM	1.44	1.91	4.50	0.76	5.60
GA	1.43	1.90	4.44	0.74	5.61

Tableau IV. 1 : *Paramètres optimisés du filtre F1.*

	Fc_1(GHz)	Fc_2(GHz)	BPR %	min(S12)dB	max(S11) dB
SM	12.40	14.65	16.64	-0.11	-15.94
GA	12.42	14.70	16.81	-0.10	-16.41

Tableau IV. 2 : *Performances des méthodes SM et GA pour le filtre F1.*

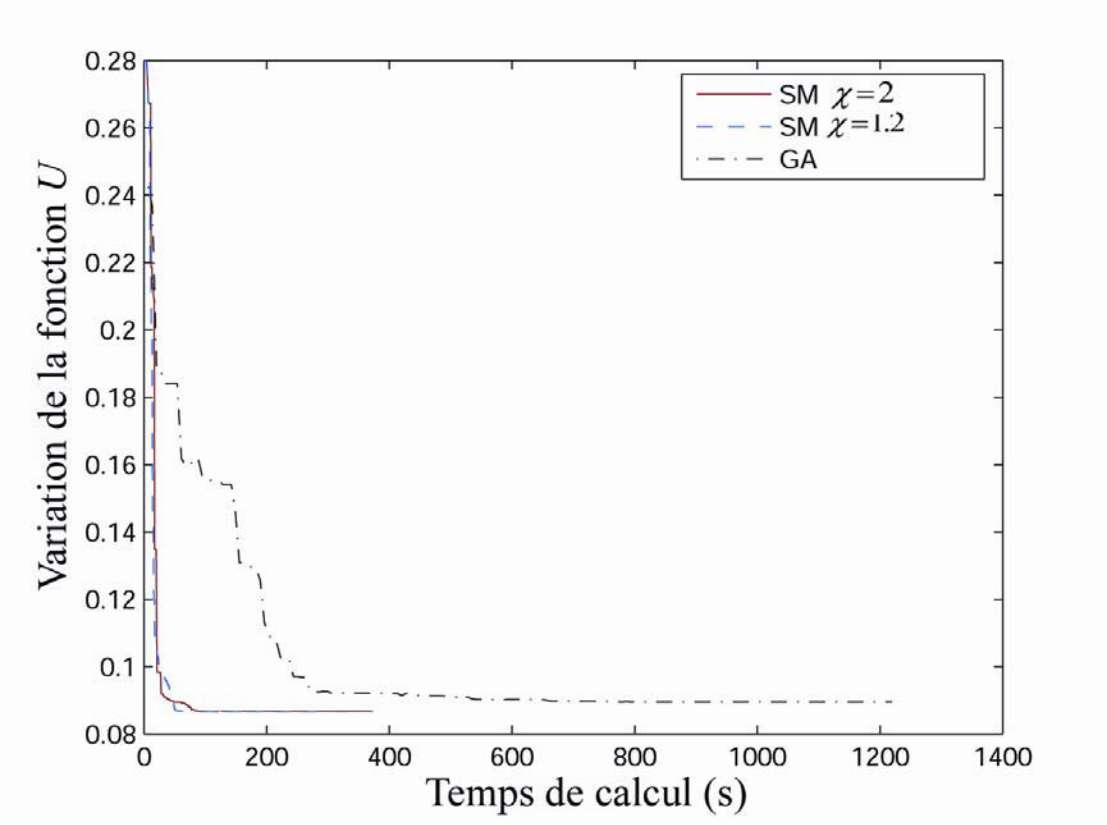


Figure IV.3: *Variation de U en fonction du temps.*

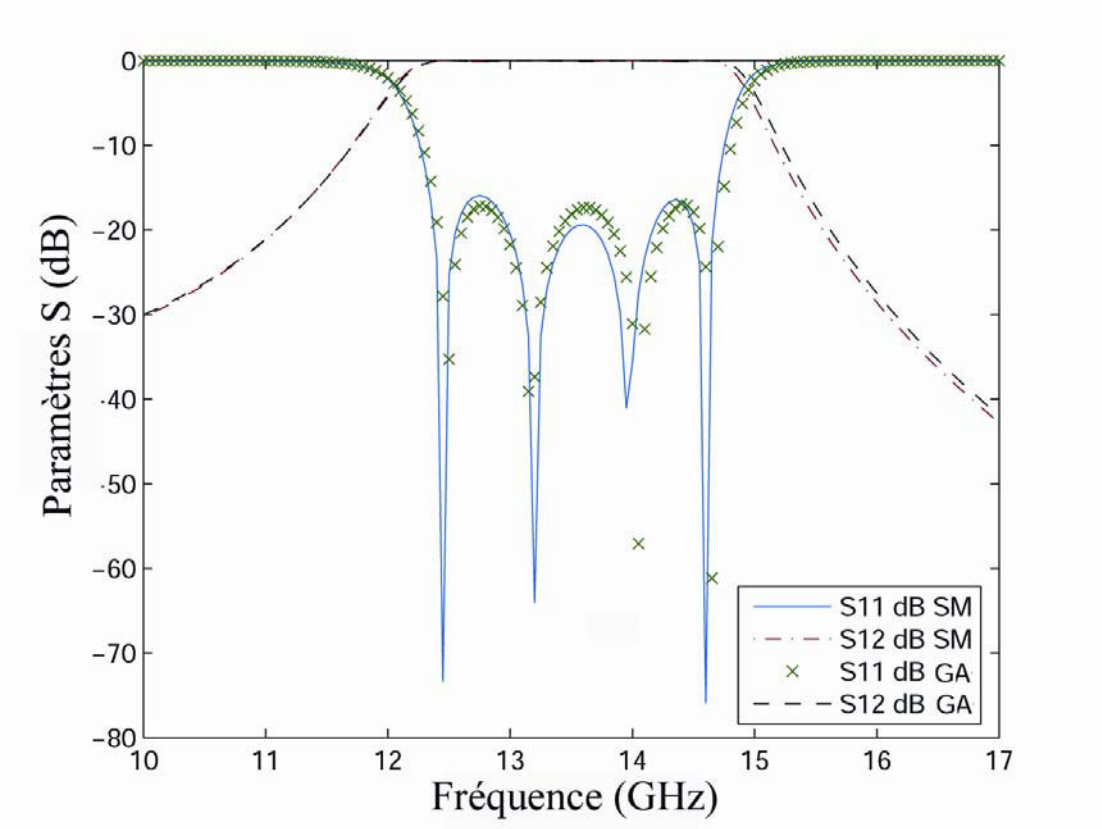


Figure IV.4 : *Variation des paramètres* **S** *(dB) du filtre optimisé F1.*

La figure IV. 3 montre l'évolution de *U* en fonction du temps en utilisant la méthode du simplexe (pour $\chi=1.2$ et $\chi=2$) et l'algorithme génétique (45 individus) . Pour $\chi=2$ (respectivement $\chi=1.2$), la convergence est atteinte en 85s (respectivement en 50s). La figure IV. 4 représente la réponse du filtre optimisé. On remarque que la méthode du simplexe (pour $\chi=1.2$ et $\chi=2$) et l'algorithme génétique convergent vers la même solution. Cependant l'algorithme génétique converge en 11mn. Le tableau IV.1 montre les paramètres optimisés pour les deux méthodes. Le tableau VI. 2 résume les performances de la SM et de l'AG où Fc_1 et Fc_2 sont les deux fréquences de coupures du filtre à -23dB, BPR est la bande passante relative à -23dB, min(S12)dB (respectivement max(S11)dB) est le minimum de S12 (respectivement le maximum de S11) en dB dans la bande passante.

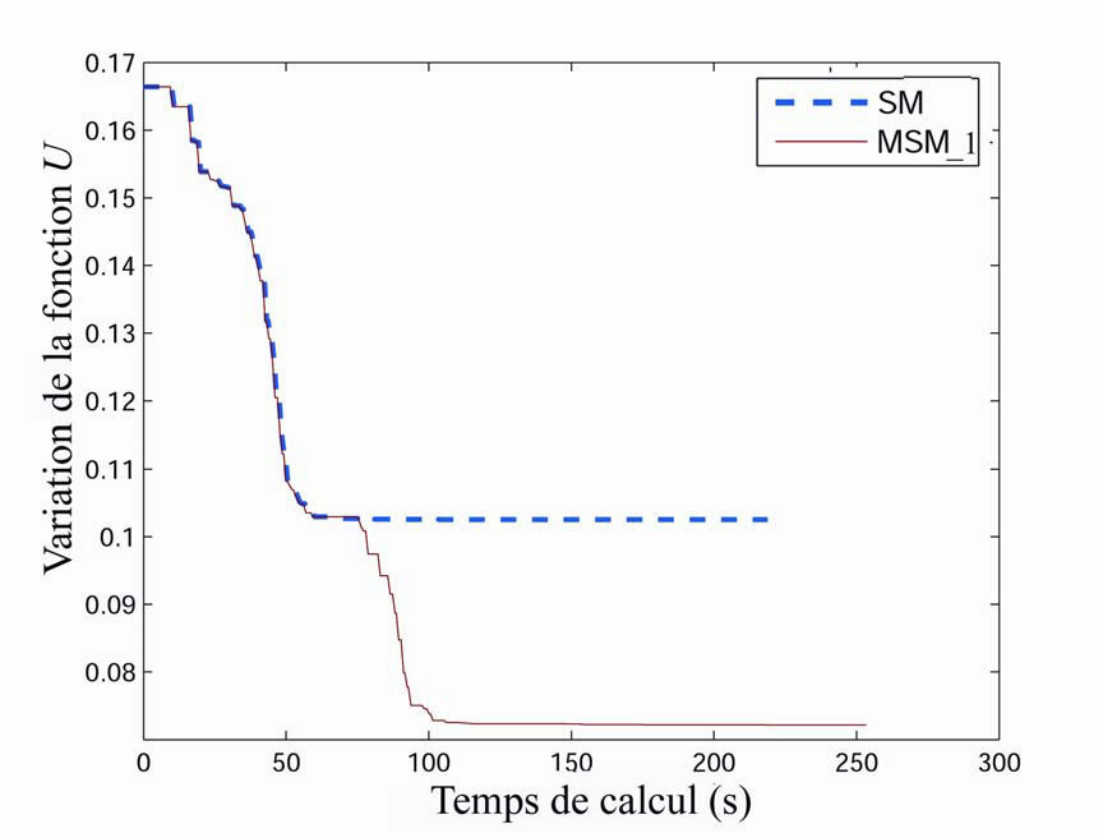


Figure IV.5 : *Evolution de U en fonction du temps pour la SM et la MSM_1.*

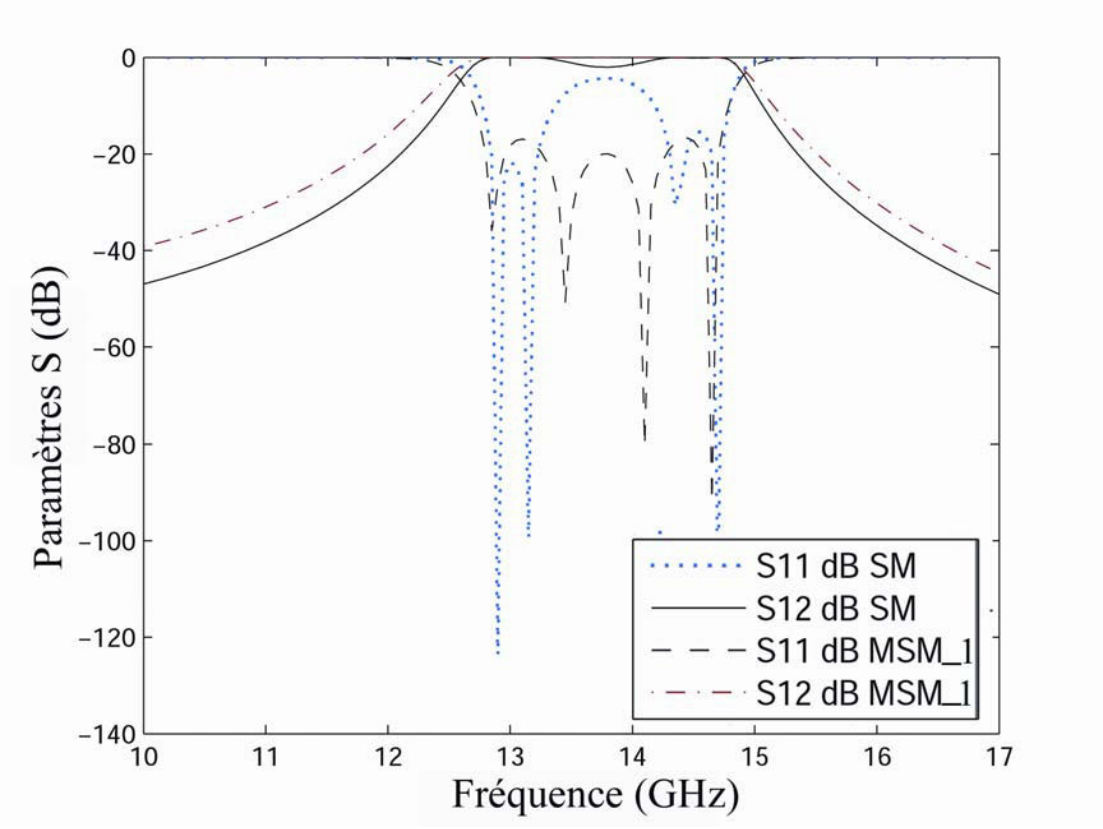


Figure IV.6 : *Réponse du filtre en utilisant les solutions de la SM et la MSM_1.*

Notre objectif consiste à optimiser un filtre passe-bande F2 dont la bande passante est 12.5-15 GHz, soit une bande relative de 18.18%. La figure IV. 5 montre la variation de *U* en fonction du temps en utilisant la SM et la MSM_1 (*M=2*). Les deux méthodes sont initialisés aléatoirement par le même vecteur ***L***. Certes, la SM converge plus rapidement que la MSM_1. Cependant, la figure IV.6 montre que la méthode du simplexe converge vers un minimum local.

	l_1 (mm)	l_2 (mm)	l_3 (mm)	l_4 (mm)	l_5 (mm)
MSM_2	2.36	0.73	7.55	0.09	8.77
GA	2.51	0.66	7.88	0.09	9.03

Tableau IV. 3 : *Paramètres optimisés du filtre F3.*

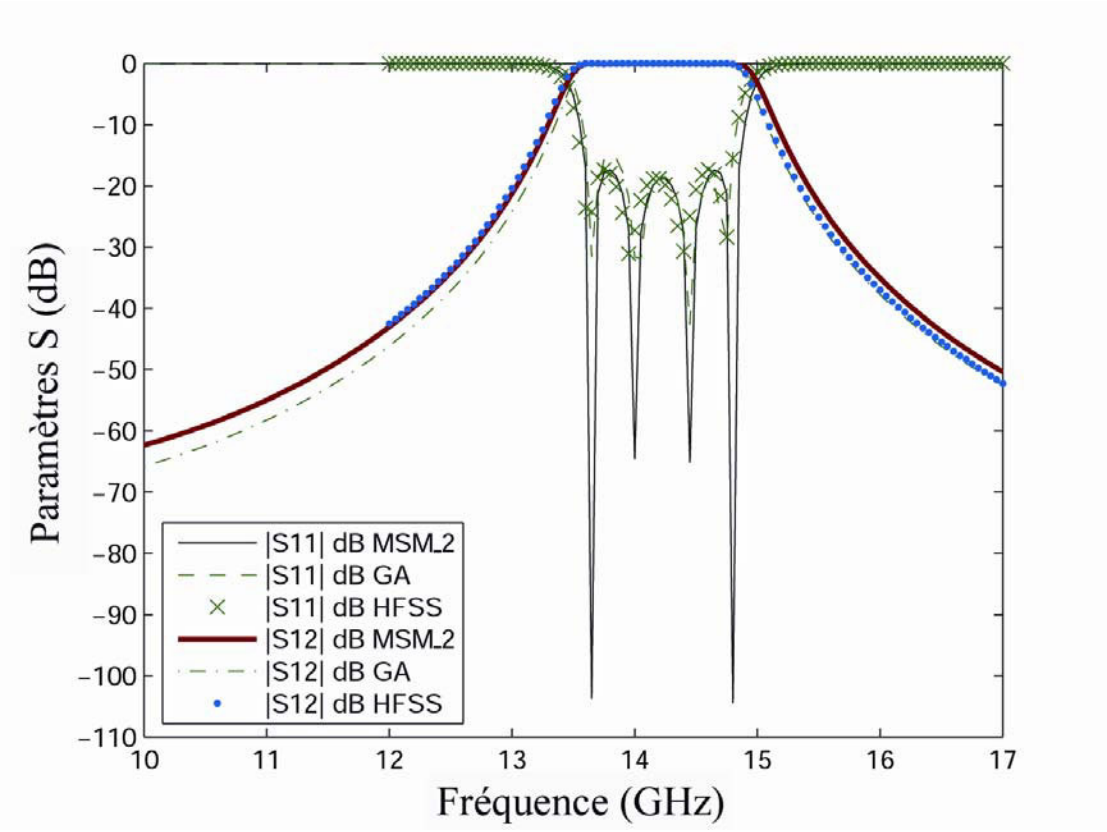


Figure IV.7 : *Réponses des filtres optimisés F3 en fonction de la fréquence.*

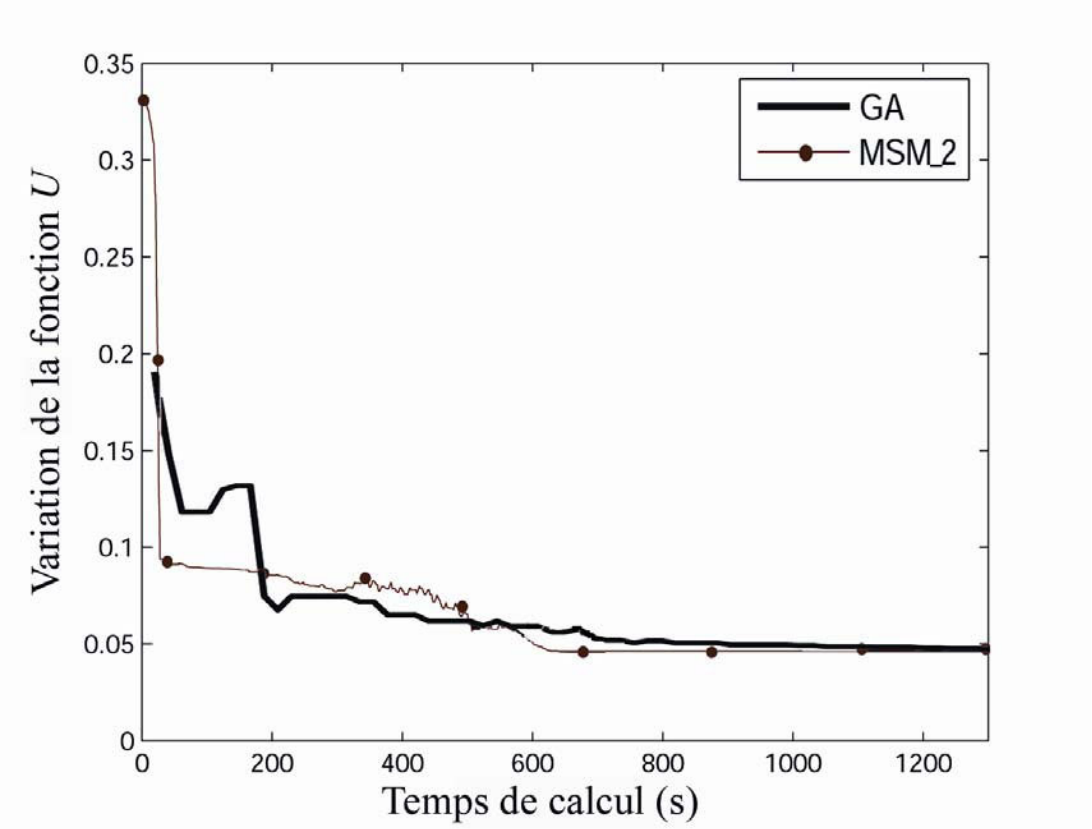


Figure IV.8 : *Temps de calcul de la MSM_2 et du GA pour le filtre F3.*

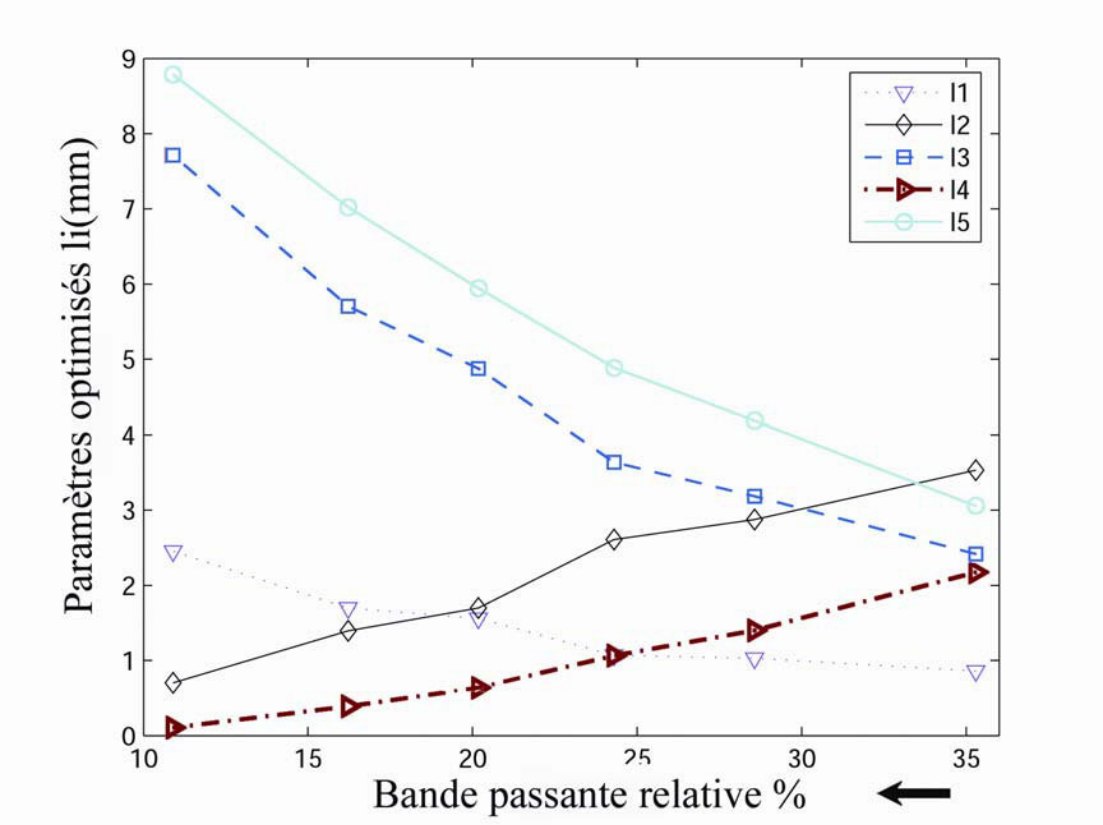


Figure IV.9 : *Variation des paramètres optimisés en fonction de la largeur de la bande passante relative du filtre F3.*

	Fc_1(GHz)	Fc_2(GHz)	BPR %	min(S12dB)	max(S11dB)
MSM_2	13.60	14.84	8.72	-0.08	-17.40
GA	13.62	14.77	8.10	-0.14	-14.82
HFSS	13.58	14.78	8.46	-0.08	-17.38

Tableau IV. 4 : *Performances des méthodes SM, AG et HFSS pour le filtre F3.*

Notre objectif consiste à optimiser un filtre passe bande F3 de bande passante 13.5-15 GHz soit une bande relative de 10.52%. La SM et la MSM_1 ne permettent pas d'avoir des solutions satisfaisantes. Le tableau IV. 3 montre les paramètres optimisés en utilisant la MSM_2 et le GA avec 45 individus dans la population. La figure IV.7 montre les réponses du filtre F3 en utilisant les solutions de la MSM_2 et le GA. Pour valider les résultats, on a utilisé HFSS où les entrées sont les paramètres fournis par la MSM_2. Le tableau VI. 4 résume les performances des différentes simulations. On remarque que toutes les simulations concordent bien. Cependant, la figure IV.8 qui représente le temps de calcul des différentes méthodes montre que la MSM_2 est plus rapide que le GA. En effet, le temps de calcul de la MSM_2 (respectivement le GA) est 10mn (respectivement 20mn).

La figure IV. 9 représente la variation des paramètres optimisés du filtre F3 en fonction de la largeur de la bande passante relative. On remarque que plus la bande passante relative décroît, plus les longueurs des guides rectangulaires croissent et plus les longueurs des résonateurs décroissent.

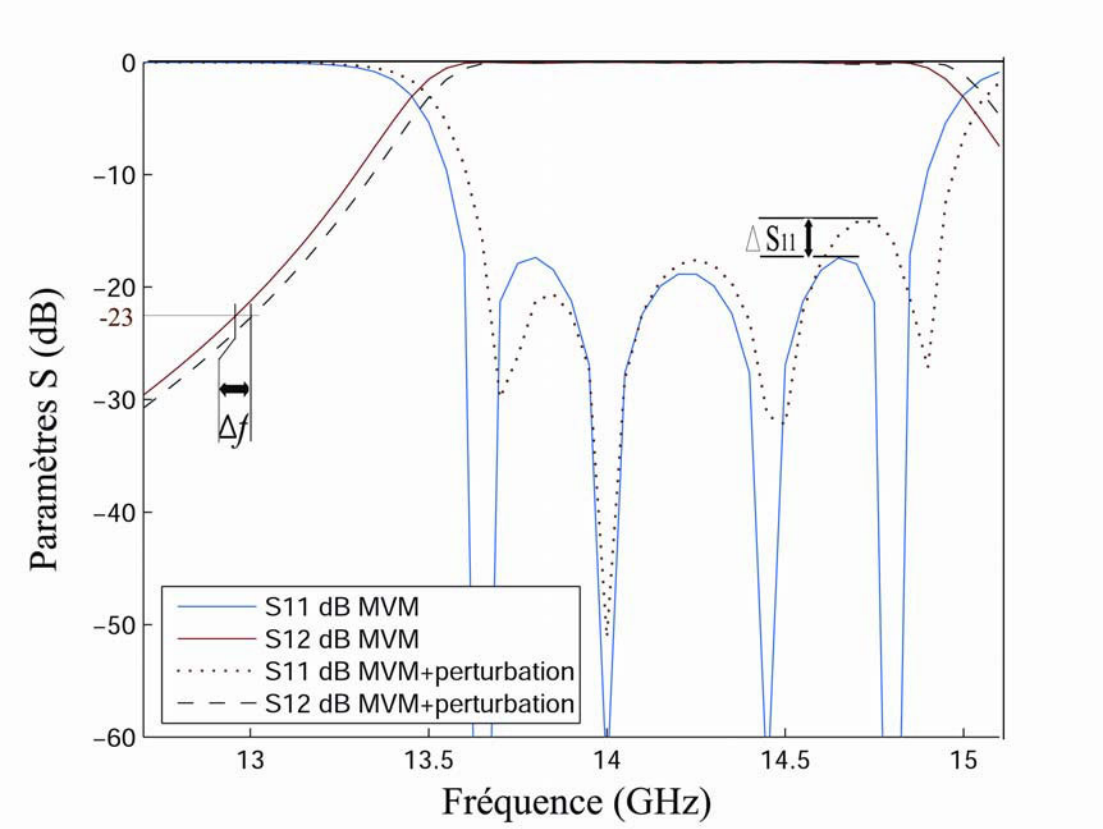


Figure IV.10 : *Réponse du filtre F3 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV. 3.*

Pour des raisons de construction et pour tester la sensibilité des filtres, on va ajouter une perturbation aux longueurs l_i du tableau IV. 3. On augmente les longueurs des guides d'ondes rectangulaires par $30\,\mu m$ et on diminue celles des guides nervurés par $30\,\mu m$. Les résultats sont montrés dans la figure IV.10. Le décalage de S12 à -23 dB est $\Delta f = 0.05\ \text{GHz}$ et le maximum de la différence entre S11 pour une même fréquence dans la bande passante est $\Delta S_{11} = 3.24$ dB (voir fig. IV 10).

IV. 3. 2 Filtre passe bande d'ordre 6.

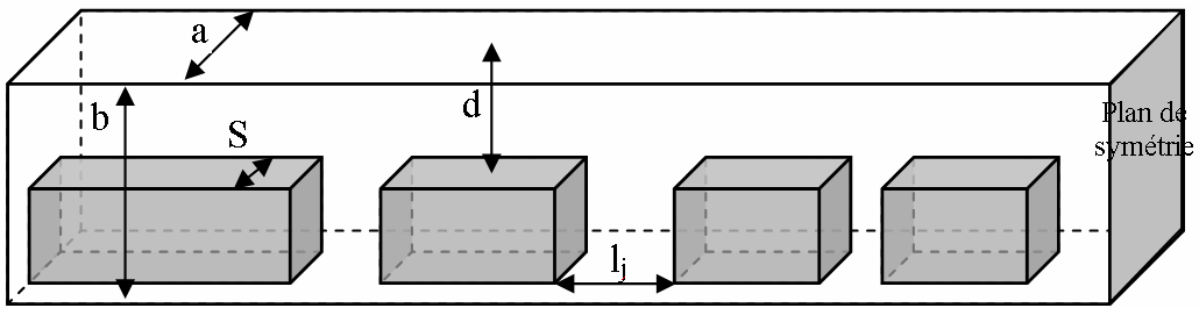


Figure IV.11 : *Filtre à guides d'ondes rectangulaires nervurés d'ordre 6.* a=*8mm,* b=*3.8 mm* S=*3.6mm,* d_i=*0.8mm, i={2..8},* lj*: variable j={1..13}.*

Notre objectif consiste à optimiser un filtre F4 à guides d'ondes rectangulaires nervurés d'ordre 6 (fig. VI. 11) de bande passante 13.25-15 GHz soit une bande relative de 12,39%. Le tableau IV. 5 montre les solutions fournies par la MSM_2 et le GA en utilisant 58 individus dans la population.

	l_1 (mm)	l_2 (mm)	l_3 (mm)	l_4 (mm)	l_5 (mm)	l_6 (mm)	l_7 (mm)
MSM_2	1.84	1.10	6.50	0.19	8.17	0.14	8.38
GA	2.05	0.96	6.69	0.17	8.12	0.13	8.40

Tableau IV. 5 : *Paramètres optimisés du filtre F4.*

	Fc_1(GHz)	Fc_2(GHz)	BPR %	min(S12)dB	max(S11) dB
MSM_2	13.31	14.87	11.01	-0.07	-17.59
GA	13.31	14.92	11.41	-0.12	-15.33
HFSS	13.35	14.86	11.37	-0.08	-17.32

Tableau IV. 6 : *Performances des méthodes MSM_2, le GA et HFSS pour le filtre F4.*

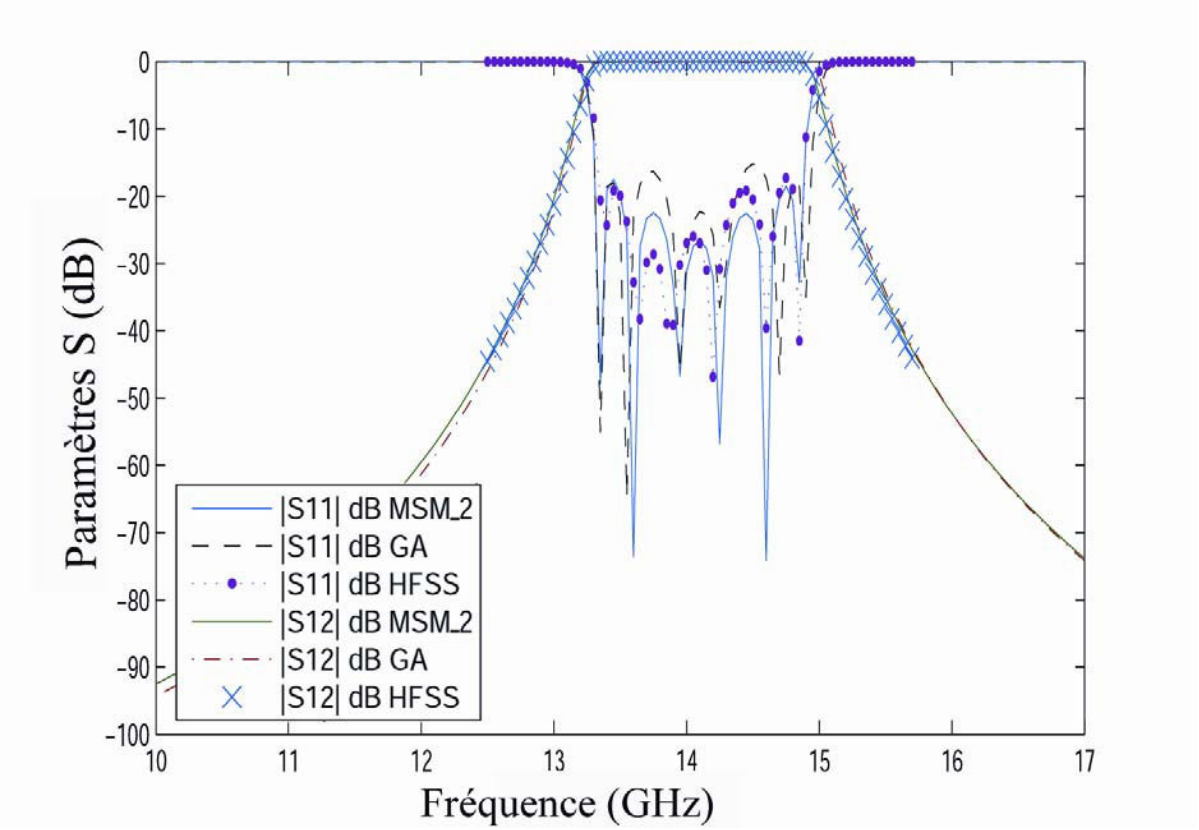


Figure IV.12 : *Réponses des filtres F4 optimisés en fonction de la fréquence.*

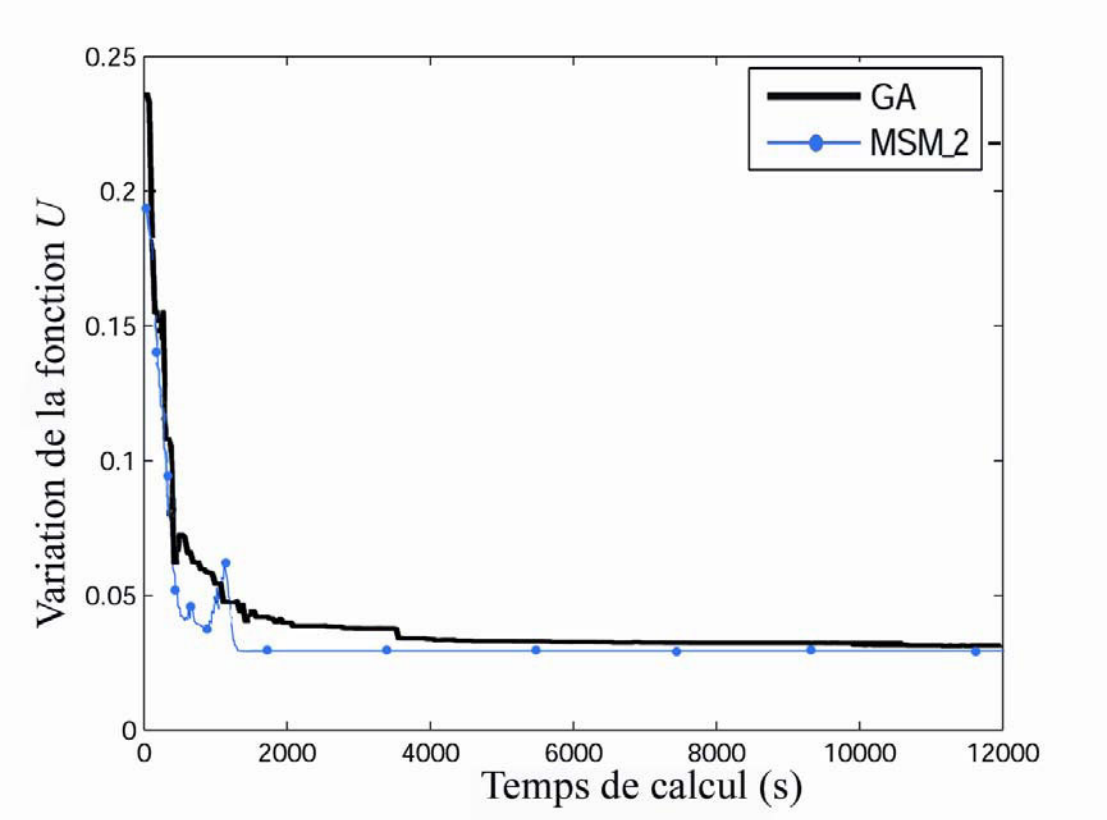


Figure IV.13 : *Temps de calcul de la MSM_2 et du GA pour le filtre F4.*

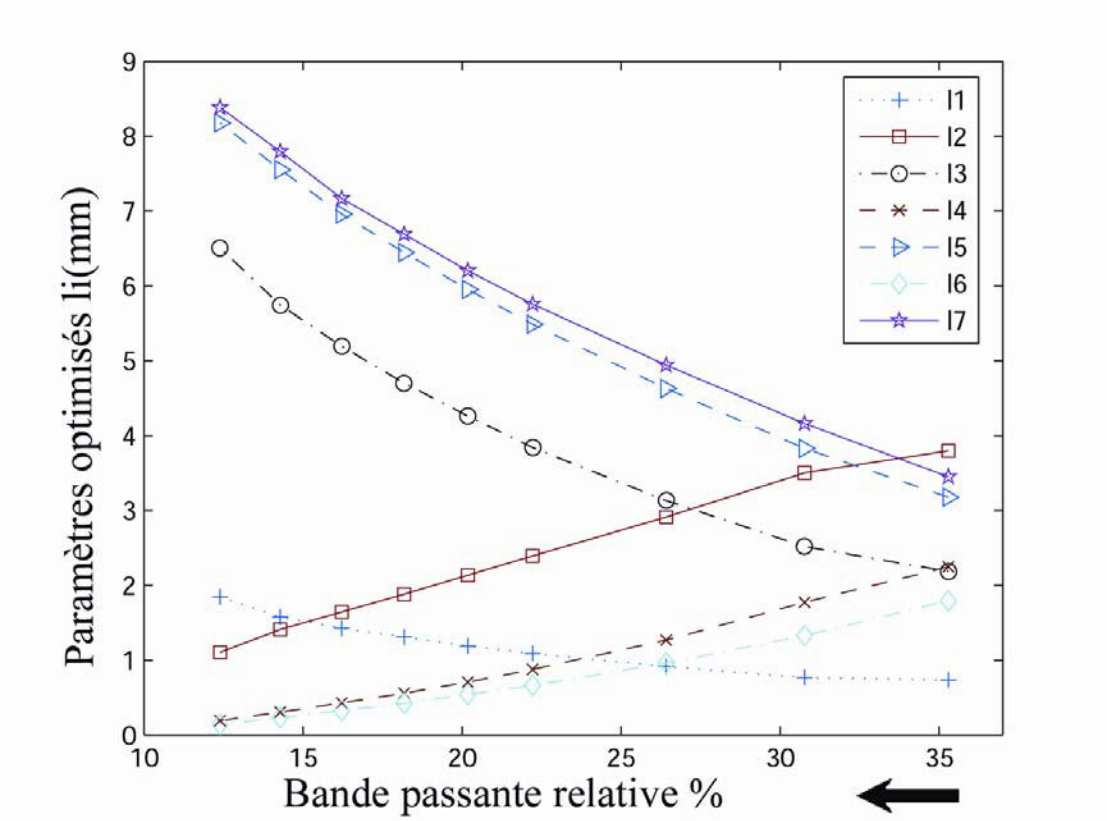


Figure IV.14: *Variation des paramètres optimisés en fonction de la largeur de la bande passante relative du filtre F4.*

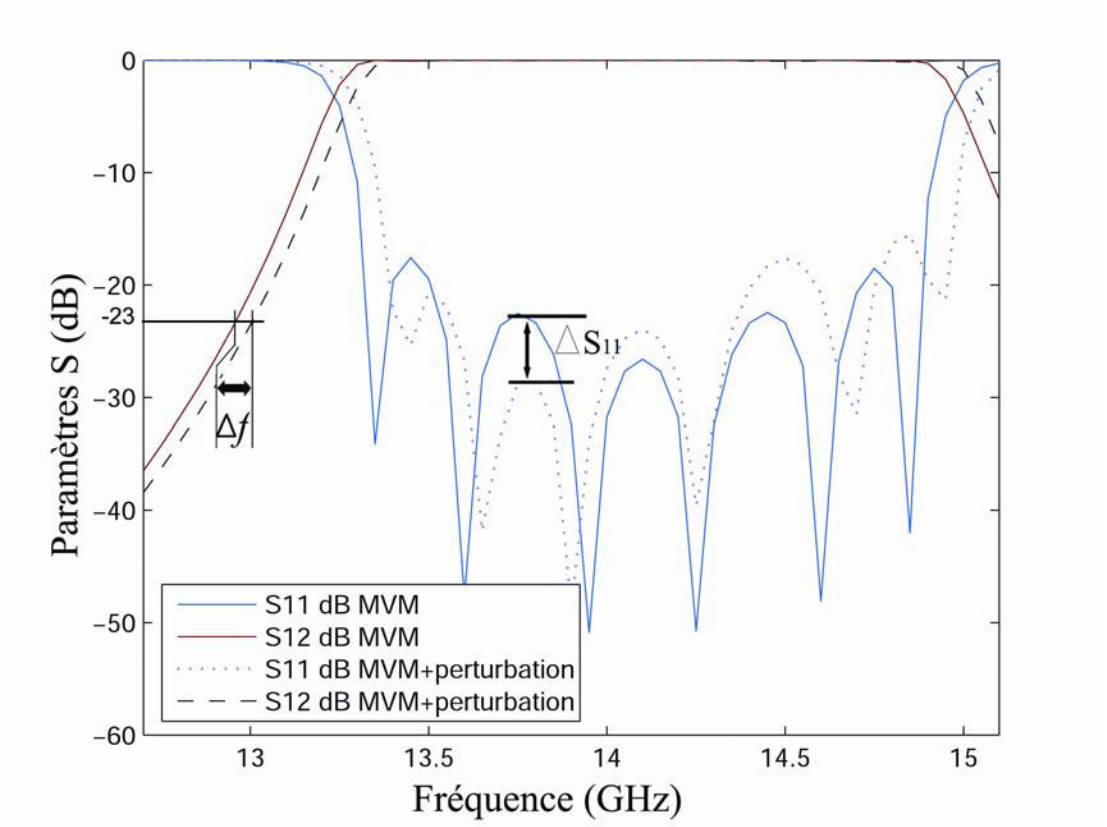


Figure IV.15 : *Réponse du filtre F4 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV. 5.*

Les résultats fournis par HFSS dans la figure IV. 12 sont obtenus en utilisant la solution de la MSM_2. Le tableau VI. 6 résume les performances des différentes simulations. On observe que toutes les solutions concordent bien (fig. IV. 12). Néanmoins, la MSM_2 est plus rapide que le GA. En effet, le temps de calcul de la MSM_2 (respectivement le GA) est 36mn (respectivement 2h) (fig. IV .13).

La figure IV.14 montre la variation des paramètres optimisés en fonction de la largeur de la bande passante relative. De même que l'optimisation du filtre F3, on remarque que plus la bande passante relative décroît, plus les longueurs des guides rectangulaires croissent et plus les longueurs des résonateurs décroissent. On remarque que l4 (tableau IV. 3) et l6 (tableau IV. 5) sont de l'ordre de 0.1 mm. Ces paramètres sont très petits par rapport aux autres longueurs du filtre ce qui affecte beaucoup sa stabilité.

Pour tester la sensibilité des filtres, on va ajouter une perturbation aux longueurs l_i du filtre optimisé F4. On augmente les longueurs des guides d'ondes rectangulaires par $30\,\mu m$ et on diminue celles des guides nervurés par $30\,\mu m$. Le décalage de S12 à -23 dB est $\Delta f = 0.045$ GHz et le maximum de la différence entre S11 pour une même fréquence dans la bande passante est $\Delta S_{11} = 6.18$ dB. Les résultats présentés dans la figure IV. 15 montrent une nette détérioration des performances du filtre.

Pour améliorer les performances des filtres, on va optimiser aussi les hauteurs des régions des gaps des résonateurs. On va employer les réseaux de neurones artificiels. Après apprentissage, ces derniers permettent de généraliser le problème et de fournir un temps de calcul instantané.

IV. 4. Optimisation des filtres à guides d'ondes nervurés par les réseaux de neurones artificiels.

Dans cette section, on va employer les réseaux de neurones artificiels pour améliorer les performances des filtres F3 et F4. Au lieu d'appliquer la MVM pour fournir les matrices **S** des discontinuités dans le filtre (approche classique), on va appliquer le réseau de neurones MLP (MultiLayer Perceptron, voir annexe A. II).

IV. 4. 1. Architecture.

La topologie du MLP qu'on a employé est donnée par la figure IV. 16.

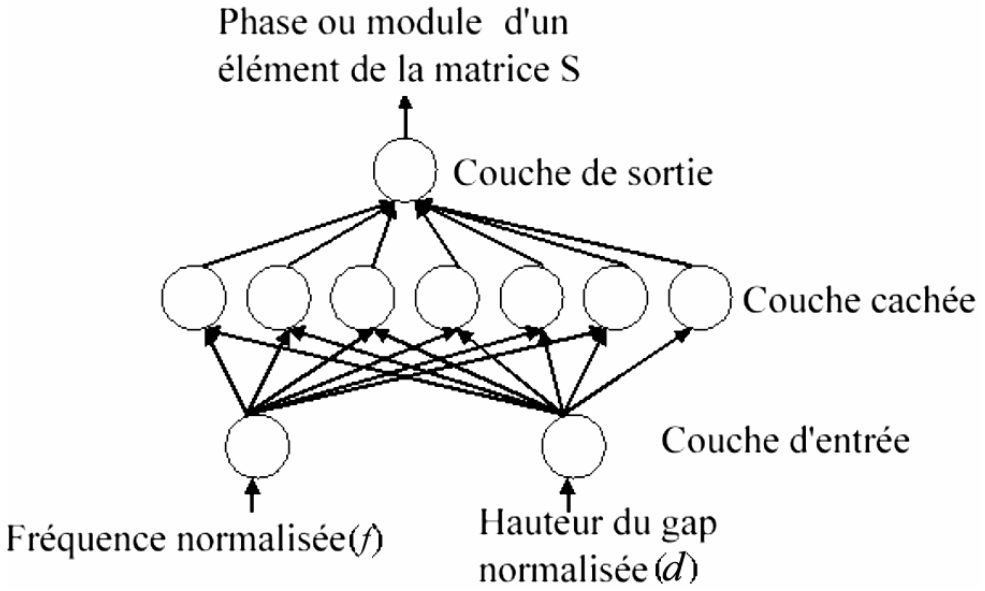


Figure IV.16 : *Topologie du MLP.*

❖ *La couche d'entrée:*

On a utilisé deux neurones qui correspondent aux deux paramètres d'entrée qui sont la fréquence *f* normalisée et la hauteur du gap normalisée d. Soit fc_{rid}

(respectivement fc_{rect}), la fréquence de coupure du mode fondamental du guide nervuré (respectivement du guide rectangulaire). fc_{rid} varie selon la variation de la hauteur du gap d. La fréquence *f* varie de fc_{rid} à fc_{rect}. On a pris 20 fréquences équidistantes. d varie de 0.6mm à 1mm avec un pas de 0.02mm.

❖ *La couche de sortie:*

On a utilisé un neurone qui correspond à la phase ou bien le module d'un élément de la matrice **S** de la discontinuité. La modélisation d'un seul paramètre de la matrice **S** avec un MLP indépendant est plus facile et plus rapide que la modélisation de tous les paramètres avec un seul MLP. On a utilisé 1 mode accessible dans les guides nervurés et 3 modes accessibles dans les guides rectangulaires. Par conséquent, on va optimiser 20 éléments de la partie supérieure de la matrice **S** symétrique de dimension 4×4.

❖ *La couche cachée:*

On a utilisé une couche cachée avec 7 neurones. L'apprentissage des neurones est donné par les relations (A. II. 8) et (A. II. 10). Les données de l'apprentissage sont données par la MVM. L'apprentissage est arrêté lorsque l'erreur maximale entre la sortie réelle et la sortie voulue est inférieure à $5\ 10^{-3}$. Les paramètres de la sigmoïde (A. II. 3) sont : a=0.9 et h=1.

La fréquence de coupure du mode fondamental du guide d'onde nervuré est générée par un MLP indépendant qui contient un neurone dans la couche d'entrée correspondant à la hauteur du gap, une couche cachée contenant 7 neurones et une couche de sortie contenant un neurone correspondant à la fréquence de coupure du mode fondamental. Avant l'apprentissage, toutes les entrées et les sorties sont normalisées entre -1 et 1.

IV. 4. 2. Filtre passe bande d'ordre 4.

d_2 (mm)	d_3 (mm)	l_1 (mm)	l_2 (mm)	l_3 (mm)	l_4 (mm)	l_5 (mm)
0.84	0.97	2.40	0.83	7.54	0.48	8.65

Tableau IV. 7: *Paramètres optimisés du filtre F3 en utilisant le MLP.*

Dans cette section, on va s'intéresser à l'optimisation du filtre F3. Les hauteurs des gaps sont aussi optimisées. Les matrices **S** des discontinuités entre les guides rectangulaires et les résonateurs sont générées par le MLP après apprentissage. La MSM_2 est appliqué pour l'optimisation des paramètres. Le tableau IV. 7 donne les paramètres optimisés.

	Fc_1(GHz)	Fc_2(GHz)	BPR %	min(S12)dB	max(S11) dB
RN	13.67	14.87	8.41	-0.10	-16.70
HFSS	13.67	14.86	8.34	-0.15	-14.55

Tableau IV. 8: *performances de la méthode neuronale pour le filtre F3.*

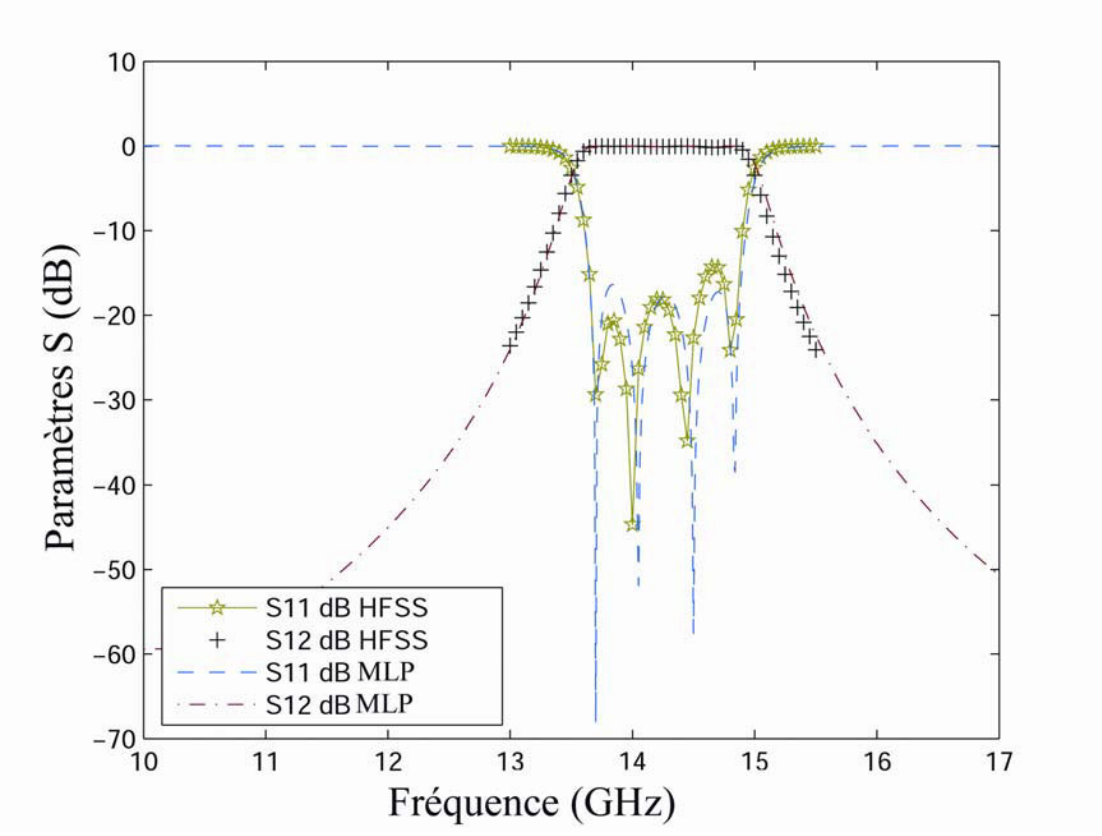


Figure IV.17 : *Réponse du filtre F3 en utilisant le MLP.*

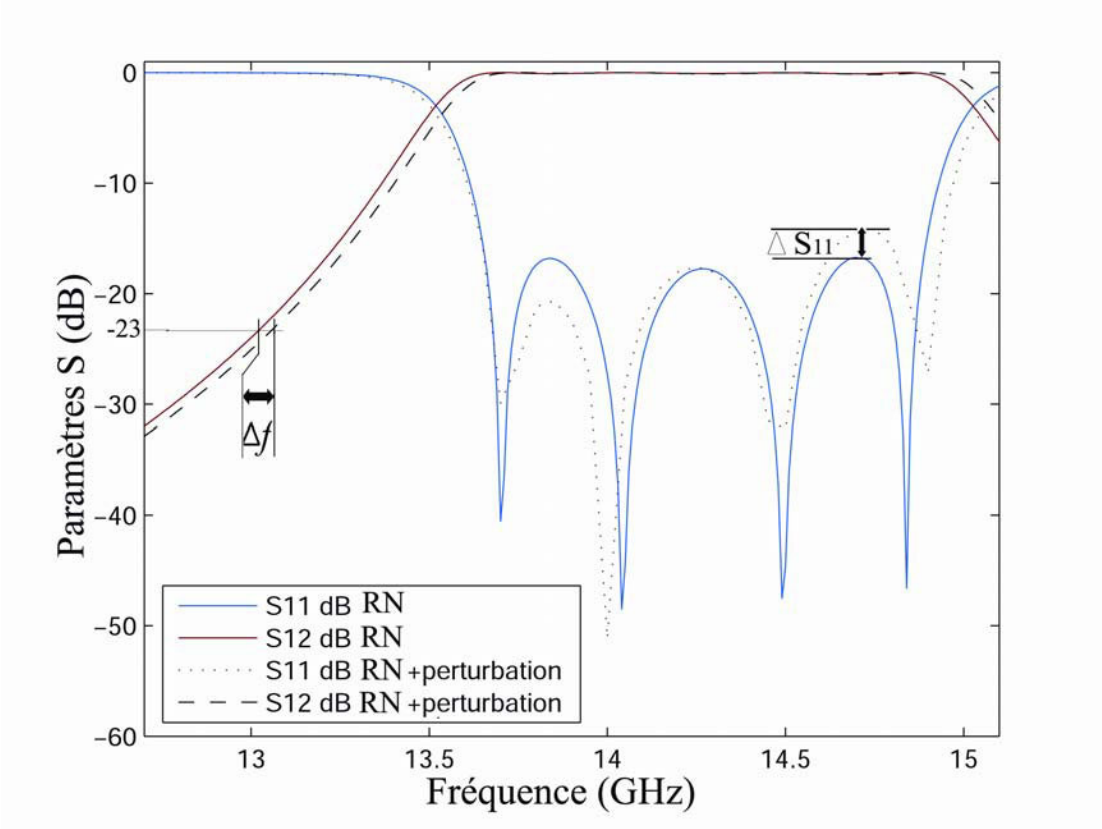


Figure IV.18: *Réponse du filtre F3 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV.7.*

La figure IV. 17 représente la réponse du filtre optimisé F3. Le tableau VI. 8 résume les performances des différentes simulations. On remarque une bonne concordance avec HFSS. Pour tester la sensibilité du filtre, on va ajouter une perturbation aux longueurs l_i du tableau IV. 7. On augmente les longueurs des guides d'ondes rectangulaires par $30\,\mu m$ et on diminue celles des résonateurs par $30\,\mu m$. Les résultats présentés dans la figure IV. 18, montrent que la réponse du filtre optimisé et la réponse du filtre perturbé concordent mieux. Le décalage de S12 à -23 dB est $\Delta f = 0.036$ GHz et le maximum de la différence entre les S11 dB dans la bande passante est $\Delta S_{11} = 2.53$ dB alors que ces valeurs sont $\Delta f = 0.05$ GHz et $\Delta S_{11} = 3.24$ dB dans l'optimisation classique avec la MVM. D'où, le filtre est plus stable.

IV. 4. 3 Filtre passe bande d'ordre 6.

d_2 (mm)	d_3 (mm)	d_4 (mm)	l_1 (mm)	l_2 (mm)	l_3 (mm)	l_4 (mm)	l_5 (mm)	l_6 (mm)	l_7 (mm)
0.85	0.95	0.89	1.91	1.24	6.54	0.57	8.09	0.35	8.33

Tableau IV. 9: *Paramètres optimisés du filtre F4 en utilisant le MLP.*

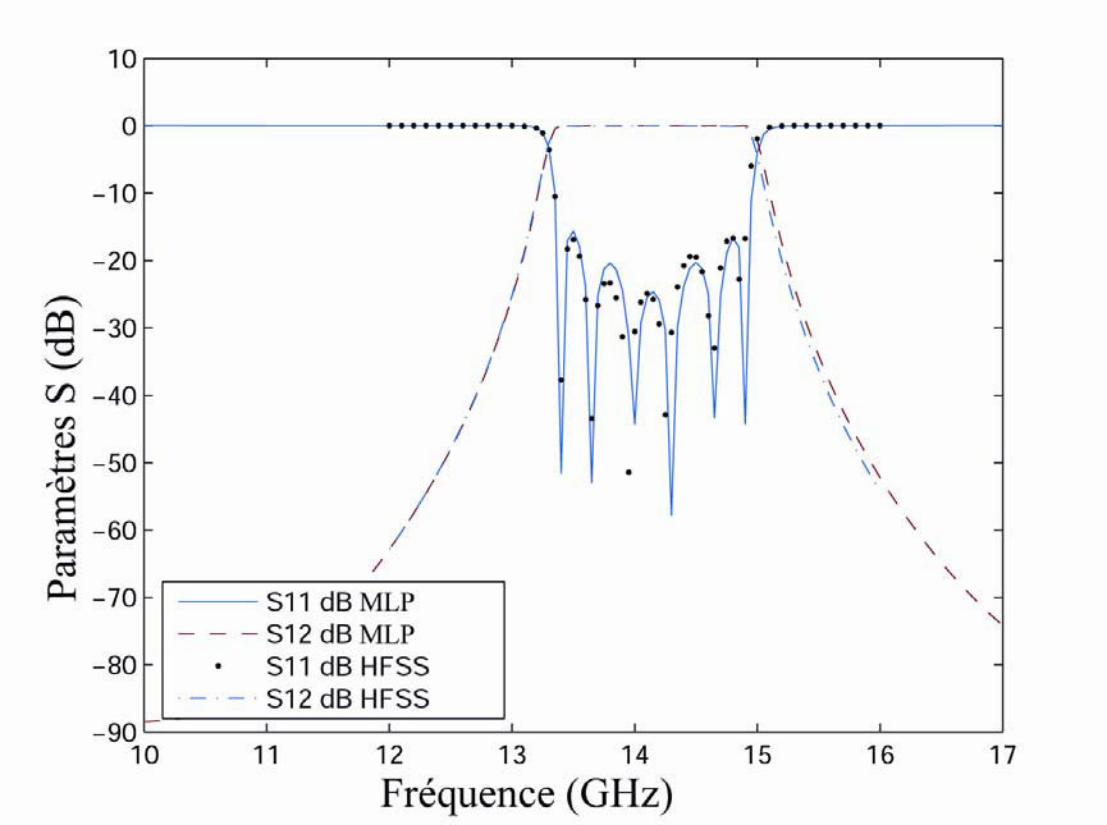


Figure IV.19: *Réponse du filtre F4 en utilisant le MLP et HFSS.*

	Fc_1(GHz)	Fc_1(GHz)	BPR %	min(S12)dB	max(S11) dB
MSM_2	13.36	14.93	11.10	-0.111	-15.65
HFSS	13.36	14.90	10.90	-0.095	-16.65

Tableau IV. 10 : *Performances des de la méthode neuronale pour le filtre F4.*

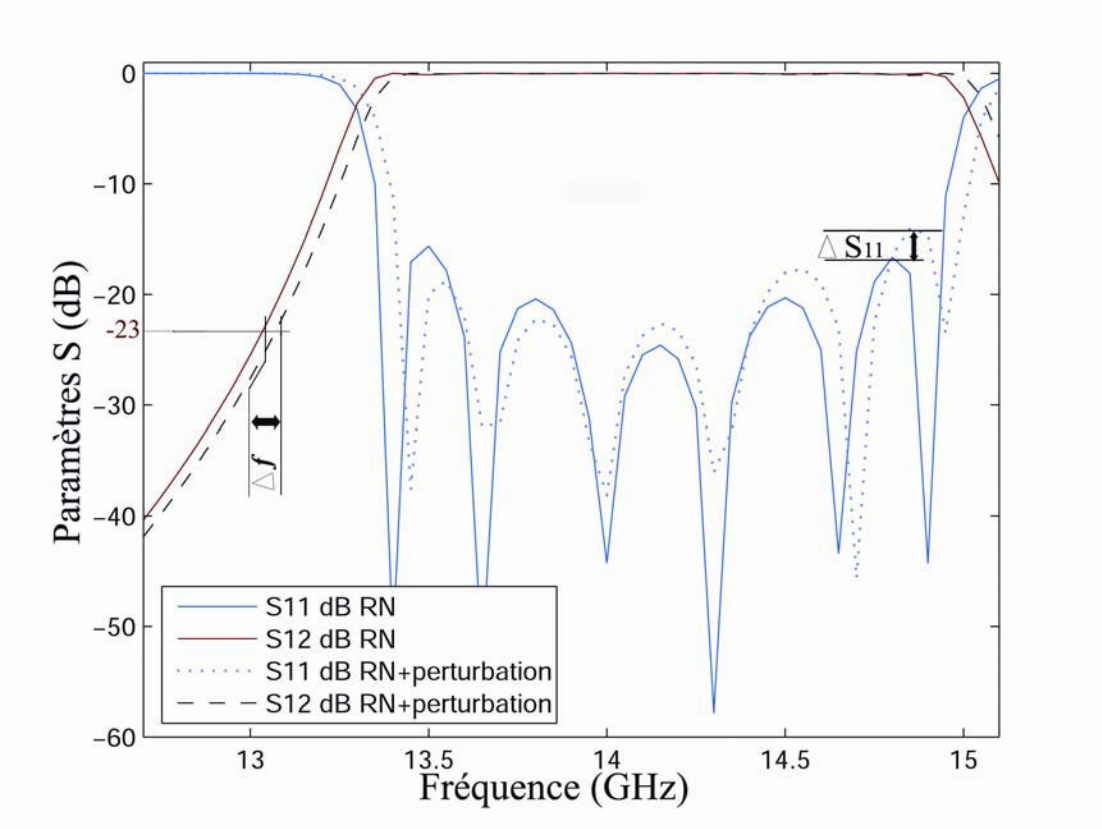


Figure IV.20 : *Réponse du filtre F4 avant et après perturbation des paramètres optimisés du tableau IV.9.*

Dans cette section, on s'intéresse à l'optimisation du filtre F4 en utilisant le model neuronal. Les paramètres optimisés dans le tableau IV.9 sont obtenus en appliquant la MSM_2. Le tableau VI. 10 résume les performances des différentes simulations. La figure IV. 19 montre que résultats obtenus concordent bien avec HFSS. Après la perturbation de la solution par $\pm 30\,\mu m$, le décalage de S12 à -23 dB est $\Delta f = 0.035$ GHz et le maximum de la différence entre les S11 dB dans la bande passante est $\Delta S_{11} = 2.10$ dB alors que ces valeurs sont $\Delta f = 0.045$ GHz et $\Delta S_{11} = 6.18$ dB dans l'optimisation classique avec la MVM. On remarque que la solution obtenue est plus stable que celle fournie par l'approche classique car les paramètres optimisés sont assez larges par rapport à $30\,\mu m$ (Fig. IV.20) .

IV. 5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étendu l'application de l'algorithme du simplexe à l'optimisation des filtres micro-ondes à bande passante plus étroite. On a appliqué la nouvelle approche à l'optimisation des filtres à guides d'ondes rectangulaires nervurés d'ordre 4 et 6. Ensuite, pour augmenter les performances des filtres, on a exploité les hauteurs des gaps. On a employé les réseaux de neurones artificiels. Les résultats montrent qu'on est arrivé à produire des solutions plus stables que celles donnés par la MVM classique où les hauteurs des gaps sont fixes.

Bibliographie du Chapitre IV

[1] S. B. Cohn, " Properties of ridged waveguide, " *Proc. IRE.,* Vol.35, pp 783 – 788, Aug.1947.

[2] W.J. Getsinger, " Ridged waveguide field description and application to direct couplers, " *IRE Trans. Micro. Theory, v*ol. 10, pp. 41 – 50, Jan. 1962.

[3] S. Hopfer, " The design of ridged waveguides, " *IRE Trans. Micro. Theory* vol. 3, pp. 20 – 29, Oct. 1955.

[4] J. R. Pyle, " The cutoff wavelength in TE10 mode in ridged rectangular waveguide of any aspect ratio " , *IEEE Transactions MTT*, vol.14, pp. 175 – 183, Apr. 1966.

[5] J. P. Montgomery, "On the complete eigenvalue solution of ridged waveguide, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol.19, pp. 547 – 555, Apr. 1971.

[6] Y. Utsumi, " Variational analysis of ridged waveguide modes, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol.33, pp. 111 – 120 , Feb. 1985.

[7] M. Yahia, J.W. Tao, H. Benzina, M.N. Abdelkrim, " Modified simplex method applied to narrow bandwidth ridged waveguide filter optimization, " *Mediterranean microwave symposium*, pp. 1-4, Nov. 2009.

[8] M. Yahia, J.W. Tao, H. Benzina and M.N. Abdelkrim,; , " Ridged Waveguide Filter Optimization Using the Neural Networks and a Modified Simplex Method, " *International Journal of Innovation, Management and Technology.*

[9] J. W Tao,"Contribution à la caractérisation des discontinuités en microondes et application à la synthèse des filtres," *thèse de doctorat INP Toulouse, 1988*.

[10] P. Couffignal, " Contribution à l'étude des filtres en guides métalliques," *thèse de doctorat INP Toulouse, Nov. 1992*.

[11] S. Amari, J. Bornemann, R. Vahldieck ," Application of a coupled-integral-equations technique to ridged waveguides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol.44, pp 2256 – 2264, Dec. 1996.

[12] G. Fontgalland, A. Najid, H. Baudrand and M. Guigliemi, "Application of boundary element method to the analysis of cutoff wavenumbers of ridged rectangular waveguide and ridged circular waveguide," *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and optoelectronics conference*. Natal Brazil, 1997.

[13] T. L. Wu and al.," Numerical study of convex and concave rectangular ridged waveguides with large aspect ratios," *Proc. PASL.SCI Counc ROC(A)* , Vol.23, pp 799 – 809, 1999.

[14] T. Shen, K. A. Zaki, "Length reduction of evanescent-mode ridge waveguide bandpass filters, " *Progress in Electromagnetics Research,* PIER vol. 40, no. 71, 90, 2003.

[15] J. V. Morro, H. E. Gonzalez, C. Bachiller, V. E. Boria, "Automated Design of Complex waveguide filters for Space System: A Case Study," *International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, pp. 84-89, 2007.

[16] J.W. Tao and H. Baudrand, "Multimodal variational analysis of uniaxial waveguide discontinuities, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*.,vol. 39, pp.506-516, 1991.

[17] J.C. Nanan, J.W. Tao, H. Baudrand, B. Theron and S. Vigneron, "A Two-Step Synthesis of Broadband Ridged Waveguide Bandpass Filters with Improved Performances, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*.,vol. 39, pp.2192-2197, 1991.

[18] J. A. Nelder and R. Mead, "A simplex method for function minimization", *Computer Journal*, vol. 7, pp. 308-313 l, 1965.

[19] L L. Yin, Z. Qian , W. Hong, X. W. Zhu, Y.Chen, "The Application of Genetic algorithm in E-Plane Waveguide Filter Design, " *International Journal of Infrared and Millimetre Waves*, vol. 21, pp. 303-308, 2000.

[20] D. E. Godberg, "Algorithmes Génétiques: Exploration, Optimisation et Apprentissage Automatique, " *Addison-Wesley*, S. A., France, June 1994.

[21] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic Algorithms in Engineering Electromagnetics, "*IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 4, pp. 7-21, Aug. 1997.

[22] J. E. Rayas-Sánchez, "EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: The state-of-the-Art," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., vol. 52, no. 1, pp.420-435, Jan. 2004.

[23] Y. Tang, J. Zhao and W. Wu, "Analysis of quadruple-ridged square waveguide by multilayer perceptron neural network model, " *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1912-1918, 2006, Yokohama.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la recherche de l'amélioration de la rapidité, de l'efficacité et de la précision des méthodes numériques appliquées à la modélisation électromagnétique des structures complexes associant des parties de formes régulières de grandes dimensions électriques et des parties de formes complexes de dimensions plus modestes par hybridation des méthodes modales, neuronales et éléments finis.

En premier lieu, on a présenté l'état de l'art des méthodes numériques de modélisation électromagnétique à savoir la méthode variationnelle multimodale, la matrice S-généralisée, les éléments finis et les réseaux de neurones artificiels. L'hybridation des réseaux de neurones et la matrice S-généralisée a permis l'amélioration des performances de la modélisation des discontinuités uni-axiales simples. L'apprentissage du réseau est effectué en utilisant les équations de continuité des champs transverses électriques et magnétiques au niveau de la discontinuité.

En deuxième lieu, on a proposé une méthode hybride qui combine la méthode variationnelle multimodale et la méthode des éléments finis vectorielle pour l'analyse d'une discontinuité complexe dans un guide d'ondes rectangulaire. La surface de discontinuité a été divisée en plusieurs éléments rectangulaires ou triangulaires où le champ électrique tangentiel est développé dans une base de fonctions des premiers ordres. Pour analyser une discontinuité complexe, notre méthode hybride FEM-MVM permet d'économiser plus de 95% du temps de calcul par rapport aux outils de simulation basés sur la FEM pour avoir la même précision.

En troisième lieu, on a introduit un nouvel outil hybride pour la simulation des discontinuités complexes en cacades dans des guides d'ondes rectangulaires. Nous avons combiné la nouvelle formulation multimodale qui est très efficace pour l'analyse des discontinuités simples en cascade et les éléments finis. Contrairement à l'approche classique, l'étude de la convergence en fonction du nombre de modes accessibles n'est plus nécessaire. Le nouvel outil de simulation est appliqué à la modélisation de structures complexes tels que les filtres à iris complexes et les filtres multi-modes où sa rapidité par rapport aux outils de simulations commerciaux a été mise en valeur.

En quatrième lieu, on s'est intéressé aux méthodes d'optimisation des filtres micro-ondes notamment la méthode du simplexe. Cette méthode est simple et rapide. Cependant, son application est restreinte à des bandes passantes relatives assez larges (>20%). On a proposé une méthode du simplexe modifiée pour l'optimisation dans une bande plus étroite. L'avantage de la méthode modifiée a été mis en valeur dans le cas de l'optimisation des filtres micro-ondes à guides d'ondes rectangulaires nervurés. On a utilisé l'approche classique où seuls les longueurs des filtres sont optimisées. Les hauteurs des gaps entre les nervures et les guides rectangulaires restent fixes. Cependant, ce choix n'est pas optimal. Pour optimiser aussi les hauteurs des gaps, on a employé les réseaux de neurones artificiels. Les résultats fournis ont montré une amélioration notamment dans la sensibilité du filtre.

En perspectives, on envisage d'étendre la méthode hybride MVM-FEM pour l'analyse des discontinuités complexes dans des guides circulaires et/ou remplis. On pourra aussi envisager une extension pour l'analyse des discontinuités complexes 3D.

Annexes

Annexe A. I

Couplage entre deux guides d'ondes métalliques rectangulaires

On considère une discontinuité simple entre deux guides d'ondes rectangulaires vides. La direction de propagation étant dans la direction z (fig A.1.1)

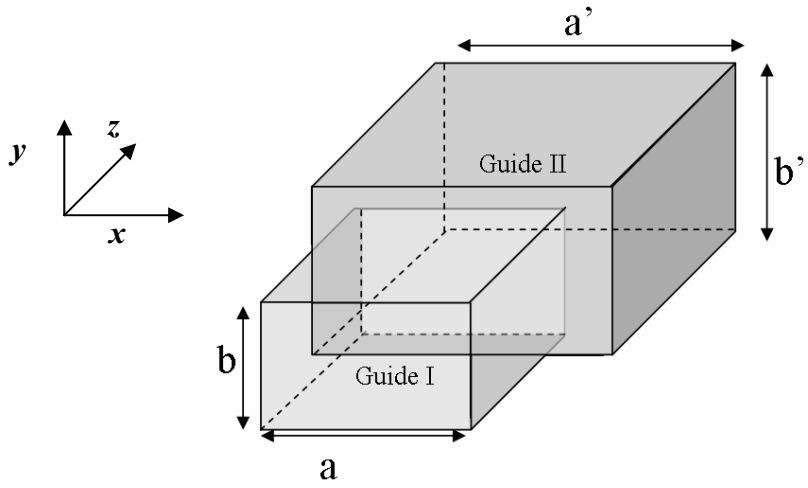


***Figure A.I.1**: Discontinuité simple entre deux guides d'ondes rectangulaires*

Les champs électromagnétiques à l'intérieur de chaque guide peuvent se décomposer en ondes de type transverse électrique, modes TE et ondes de type transverse magnétique, modes TM. Si on suppose que les origines des axes coïncident avec un coin de la section droite du guide I, les expression analytiques des modes TE et TM sont données par :

- Modes TE

$$\boldsymbol{E}_t \begin{cases} e_x = \dfrac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n}}{K_{mn}} \dfrac{n\pi}{b} \boldsymbol{cos}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right) \boldsymbol{sin}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ e_y = -\dfrac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n}}{K_{mn}} \dfrac{m\pi}{a} \boldsymbol{sin}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right) \boldsymbol{cos}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ e_z = 0 \end{cases} \quad \text{(A. I. 1)}$$

$$\boldsymbol{H}_t \begin{cases} h_x = y_{mnTE} \dfrac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n}}{aK_{mn}} \dfrac{m\pi}{a} \boldsymbol{sin}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right) \boldsymbol{cos}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ h_y = -y_{mnTE} \dfrac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n}}{bK_{mn}} \dfrac{n\pi}{b} \boldsymbol{cos}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right) \boldsymbol{sin}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ h_z = \gamma_{mn} \dfrac{\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n}}{ab} K_{mn} \boldsymbol{cos}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right) \boldsymbol{cos}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \end{cases} \quad \text{(A. I. 2)}$$

avec m=0, 1, 2… ; n=0, 1, 2… $\varepsilon_m \begin{cases} 2 & si\ m = 0 \\ 1 & si\ m \neq 0 \end{cases}$ $\quad avec\ (m,n) \neq (0,0)$

$$\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - (k_0)^2} \quad \text{(A. I. 3)}$$

$$y_{mnTE} = \frac{\gamma_{mn}}{k_0} \quad \text{(A. I. 4)}$$

k_0 est la constante de propagation dans l'espace libre, γ_{mn} la constante de propagation du mode (m,n) dans le guide, y_{mn} l'admittance réduite associée au mode (m,n) et, $K_{mn} = \sqrt{ab\left[\left(\dfrac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\dfrac{n\pi}{b}\right)^2\right]}$ est la constante de normation du champ électrique

- Modes TM

$$\boldsymbol{E}_t \begin{cases} e_x = -\dfrac{2m\pi}{aK_{mn}} \boldsymbol{cos}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right)\boldsymbol{sin}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ e_y = -\dfrac{2n\pi}{bK_{mn}} \boldsymbol{sin}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right)\boldsymbol{cos}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ e_z = -\dfrac{K_{mn}}{ab\gamma_{mn}} \boldsymbol{sin}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right)\boldsymbol{sin}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \end{cases} \quad \text{(A. I. 5)}$$

$$\boldsymbol{H}_t \begin{cases} h_x = y_{mnTM}\dfrac{2}{K_{mn}}\dfrac{n\pi}{b}\boldsymbol{sin}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right)\boldsymbol{cos}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ h_y = y_{mnTM}\dfrac{2}{K_{mn}}\dfrac{m\pi}{a}\boldsymbol{sin}\left(\dfrac{m\pi}{a}x\right)\boldsymbol{cos}\left(\dfrac{n\pi}{b}y\right) \\ h_z = 0 \end{cases} \quad \text{(A. I. 6)}$$

$$y_{mnTM} = \frac{k_0}{\gamma_{mn}} \quad \text{(A. I. 7)}$$

m=1,2,... n=1,2,...

Soient (axb) et (a'xb'), les dimensions des sections droites des guides formant la discontinuité. On suppose que l'origine des coordonnées est confondue avec l'un des coins du guide d'entrée. Si *S* désigne la surface commune entre les deux guides, les produits scalaires ou coefficients de couplage entre modes des champs électriques sont donnés par :

$$p_{mnpq} = \left\langle \boldsymbol{E}^1 \middle| \boldsymbol{E}^2 \right\rangle = \iint_{(x,y)\in S} \boldsymbol{E}^{1*}\boldsymbol{E}^2\, dx\, dy \quad \text{(A. I. 8)}$$

Couplage entre modes TE-TE

$$p_{mnpq} = \frac{\sqrt{\varepsilon_m\varepsilon_n\varepsilon_p\varepsilon_q}}{K_{mn}K_{pq}}(\pi)^2\left[\frac{nq}{bb'}CCX\ SSY + \frac{mp}{aa'}SSX\ CCY\right] \quad \text{(A. I. 9)}$$

Couplage entre modes TE-TM

$$p_{mnpq} = \frac{2\sqrt{\varepsilon_m \varepsilon_n}}{K_{mn} K_{pq}} (\pi)^2 \left[-\frac{np}{ba'} CCX \; SSY + \frac{mq}{ab'} SSX \; CCY \right] \qquad \text{(A. I. 10)}$$

Couplage entre modes TM-TE

$$p_{mnpq} = \frac{2\sqrt{\varepsilon_p \varepsilon_q}}{K_{mn} K_{pq}} (\pi)^2 \left[-\frac{np}{ba'} SSX \; CCY + \frac{mq}{ab'} CCX \; SSY \right] \qquad \text{(A. I. 10)}$$

Couplage entre modes TM-TM

$$p_{mnpq} = \frac{4}{K_{mn} K_{pq}} (\pi)^2 \left[\frac{nq}{bb'} SSX \; CCY + \frac{mp}{aa'} CCX \; SSY \right] \qquad \text{(A. I. 11)}$$

Où les quantités CCX , SSX, CCY et SSY sont définies par :

$$CCX = \int_{x \in S} \boldsymbol{cos}\left(\frac{m\pi x}{a} \right) \boldsymbol{cos}\left(\frac{p\pi (x - d_1)}{a'} \right) dx \qquad \text{(A. I. 11)}$$

$$CCX = \int_{x \in S} \boldsymbol{sin}\left(\frac{m\pi x}{a} \right) \boldsymbol{sin}\left(\frac{p\pi (x - d_1)}{a'} \right) dx \qquad \text{(A. I. 12)}$$

$$CCY = \int_{y \in S} \boldsymbol{cos}\left(\frac{n\pi y}{b} \right) \boldsymbol{cos}\left(\frac{q\pi (y - d_2)}{b'} \right) dy \qquad \text{(A. I. 13)}$$

$$SSY = \int_{y \in S} \boldsymbol{sin}\left(\frac{n\pi y}{b} \right) \boldsymbol{sin}\left(\frac{q\pi (y - d_2)}{b'} \right) dy \qquad \text{(A. I. 14)}$$

d_1 et d_2 désignent les décalages de l'origine du second guide par rapport à celle du premier guide. Les indices (m,n) et (p,q) se rapportent respectivement aux guides d'entrée et de sortie. Si on choisit la base modale du petit guide comme étant la base des fonctions d'essais, le produit scalaire entre ces derniers et les courants de modes s'écrit :

$$M_{mnpq} = \left\langle \boldsymbol{f}_{mn}(x, y), \boldsymbol{j}^i_{pq} \right\rangle \qquad i = 1 ou 2 \qquad \text{(A. I. 15)}$$

En normalisant par rapport aux champs et aux courants modaux

$$\left\langle \boldsymbol{e}^{(i)}_m \middle| \boldsymbol{j}^{(i)}_n \right\rangle = N^{(i)}_m \delta_{mn} \qquad \text{(A. I. 16)}$$

On aura

$$M_{mnpq} = \frac{y^2_{mn(TEouTM)}}{\sqrt{y^1_{mn(TEouTM)} y^2_{pq(TEouTM)}}} P_{mnpq} \qquad \text{(A. I. 17)}$$

Annexe. A. II

Apprentissage du réseau de neurones MLP (Multilayer perceptron)

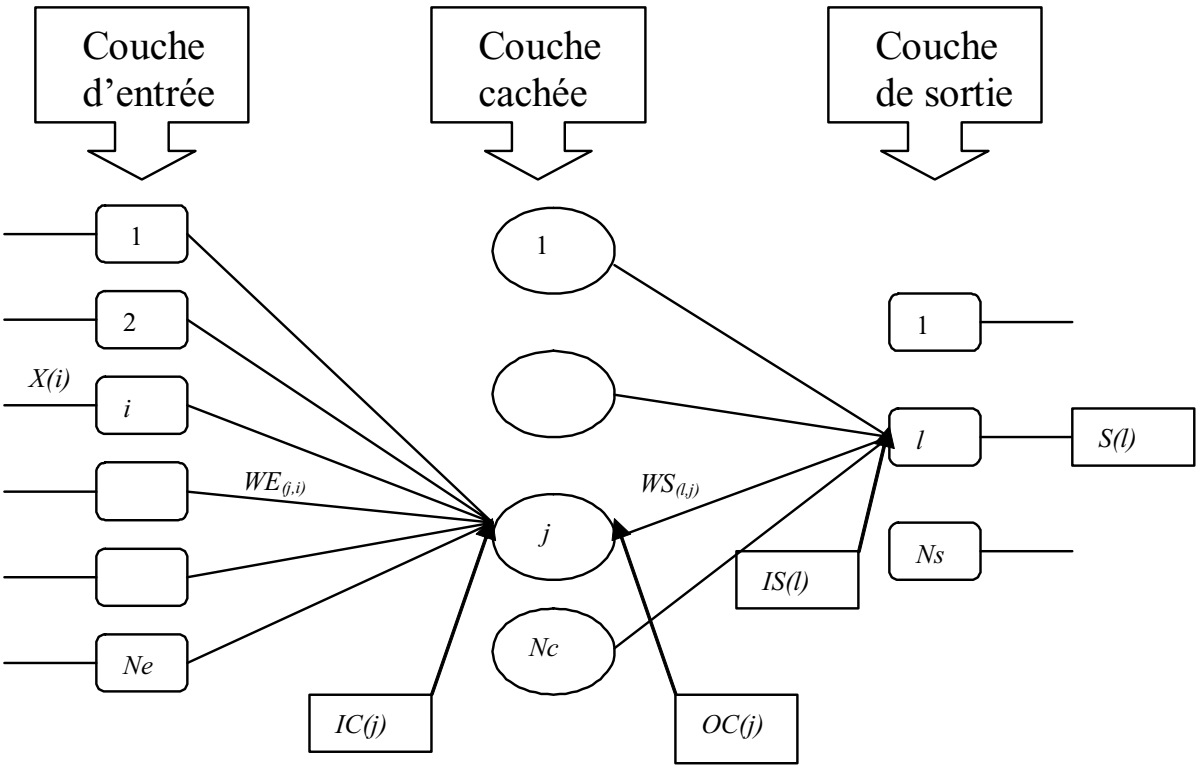


Figure (A. II. 1): *Architecture du réseau MLP.*

Pour entraîner le réseau MLP, en vue de déterminer les valeurs des poids synaptiques, nous utilisons l'algorithme de retropropagation du gradient. Le principe de ce type d'apprentissage est de minimiser l'erreur entre la sortie réelle du stimulus (entrée) et sa sortie désirée. Pour cela, à chaque itération, l'algorithme d'apprentissage va modifier les valeurs des poids synaptiques jusqu'à la satisfaction d'un critère posé par l'opérateur. Les différentes étapes de l'algorithme sont les suivantes:

1. Initialisation des valeurs des poids synaptiques et définition de la topologie du réseau (nombre de couche et nombre de neurones dans chaque couche).
2. Présenter un stimulus $\boldsymbol{X}^k=\{x_{1k}, x_{2k}... x_{Nek}\}$ de la base de données d'apprentissage, pris aléatoirement, à l'entrée du réseau et spécifier sa sortie désirée $\boldsymbol{Y}^k$.

k désigne la k^{ème} itération.

N_e : Nombre de neurones dans la couche d'entrée.

3. Calculer les valeurs des entrées des neurones $\boldsymbol{IC}^k$ de la première couche cachée à l'itération k.

$$\boldsymbol{IC}^k(j)=\sum_{i=1}^{Ne}\boldsymbol{X}_k(i)\ \boldsymbol{WE}_{(j,i)}^{(k)} \qquad \text{(A. II. 1)}$$

Nc étant le nombre de neurone dans la première couche cachée.

$WE_{(i,j)}^{(k)}$ étant la valeur du poids synaptique entre le neurone i de la couche d'entrée et le neurone j de la première couche cachée à l'itération k.

4. Calculer les états des neurones $\boldsymbol{OC}^k$ de la première couche cachée à l'itération k.

$$\boldsymbol{OC}^k(j)=p\left(\boldsymbol{IC}^k(j)\right) \qquad \text{(A. II. 2)}$$

p étant la fonction d'activation, pour des raisons de dérivabilité nous prenons une sigmoïde donnée par l'équation suivante :

$$p(x)=h\frac{1-e^{-a\,x}}{1+e^{a\,x}} \qquad \text{(A. II. 3)}$$

h (respectivement a) représente la valeur maximale (respectivement la pente) de la sigmoïde.

5. Calculer les valeurs des entrées $\boldsymbol{IS}^k$ de la couche de sortie à l'itération k.

$$\boldsymbol{IS}^k(k)=\sum_{j=1}^{Ns}\boldsymbol{OC}^k(j)\,\boldsymbol{WS}_{(l,j)}^{(k)} \qquad \text{(A. II. 4)}$$

N_s étant le nombre de neurones dans la couche de sortie.

$WS_{(l,j)}^{(k)}$ étant la valeur du poids synaptique entre le neurone *j* de la dernière couche cachée et le neurone *l* de la couche de sortie à l'itération *k*.

6. Calculer les états des neurones $\boldsymbol{S}^k$ de la couche de sortie à l'itération *k*.

$$\boldsymbol{S}^k(j) = p\left(\boldsymbol{IS}^k(j)\right) \qquad \text{(A. II. 5)}$$

7. Calculer l'erreur entre la sotie réelle $\boldsymbol{S}^k$ et la sortie désirée $\boldsymbol{Y}^k$.
   - Si cette erreur satisfait un critère posé par l'opérateur alors nous arrêtons l'apprentissage.
   - Sinon, nous allons retropropager cette erreur aux neurones pour tenter de la minimiser.
8. Retropropagation du gradient de l'erreur.

$$W_k^T = W_{k-1}^T + \mu \nabla C\left(W_{k-1}\right) \qquad \text{(A. II. 6)}$$

μ est le pas d'adaptation avec $0 < \mu < 1$

∇ Désigne le gradient.

W_k^T désigne le transposé de la matrice des valeurs des poids synaptiques entre deux couches successives à l'itération k.

$C\left(W_{k-1}\right)$désigne l'erreur entre la sortie réelle $\boldsymbol{S}^k$ et la sortie désirée $\boldsymbol{Y}^k$. Cette erreur représente la fonction coût à minimiser qui a la forme suivante :

$$C\left(W_k\right) = \left\| \boldsymbol{WS}_k^T \, \boldsymbol{OC}^k - \boldsymbol{Y}^k \right\|^2 \qquad \text{(A. II. 7)}$$

A partir de l'équation (IV. 11) nous obtenons les équations suivantes:

$$\boldsymbol{WS}_{(l,j)}^{(k)} = \boldsymbol{WS}_{(l,j)}^{(k-1)} - \mu \, \boldsymbol{d}^{k-1}(l) \, \boldsymbol{OC}^{k-1}(j) \qquad \text{(A. II. 8)}$$

avec $$\boldsymbol{d}^{k-1}(l) = 2\left(\boldsymbol{S}^{k-1}(l) - \boldsymbol{Y}^{k-1}(l)\right) p'\left(\boldsymbol{IS}^{k-1}(l)\right) \qquad \text{(A. II. 9)}$$

p' désigne la dérivée de la fonction d'activation *p*.

$$\boldsymbol{WE}_{(j,i)}^{(k)} = \boldsymbol{WE}_{(j,i)}^{(k-1)} - \mu \, \boldsymbol{d}^{k-1}(j) \, \boldsymbol{X}_{k-1}(i) \qquad \text{(A. II. 10)}$$

avec $$\boldsymbol{d}^{k-1}(j) = \left[\sum_{l=1}^{Ns} \boldsymbol{d}^{k-1}(l) \, \boldsymbol{WS}_{(l,j)}^{(k-1)} \right] p'\left(\boldsymbol{IC}^{k-1}(j)\right) \qquad \text{(A. II. 11)}$$

Annexe. A. III

Détermination des nouvelles fonctions d'interpolations $\boldsymbol{g}_p(x,y)$

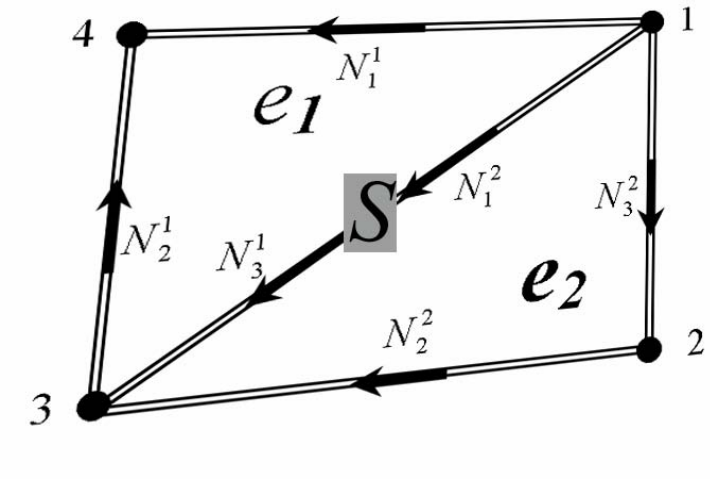


Figure A.III. 1 : *Surface de discontinuité complexe maillée en deux éléments.*

On considère une discontinuité complexe entre deux guides d'ondes rectangulaires. La première étape consiste à mailler la surface de discontinuité *S* en *Ne* éléments. Dans notre cas, on va prendre deux éléments (fig. A. III. 1).

Dans un élément triangulaire, le champ électrique peut être écrit de la manière suivante (voir l'expression (I. 36)):

$$\boldsymbol{E}_t^e(x,y)=\sum_{m=1}^{3} E_m^e\,\boldsymbol{N}_m^e(x,y) \qquad x,y\in e \qquad \text{(A. III. 1)}$$

Le champ électrique tangentiel dans toute la surface de discontinuité *S* est obtenu par assemblage des champs dans tous les éléments comme suit:

$$\boldsymbol{E}_t(x,y)=\sum_{e=1}^{2}\sum_{m=1}^{3} E_m^e\,\boldsymbol{N}_m^e(x,y)=\sum_{p=1}^{N} B_p\,\boldsymbol{g}_p(x,y) \qquad x,y\in e \qquad \text{(A. III. 2)}$$

Notre objectif consiste à déterminer *N*, B_p et $\boldsymbol{g}_p$.

Pour déterminer les paramètres de la matrice **S** de la discontinuité complexe, on va minimiser la forme variationnelle $\boldsymbol{f}$ donnée par l'équation (I.19):

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{E}_t) = \left\langle \boldsymbol{E}_t \middle| \hat{Y}\, \boldsymbol{E}_t \right\rangle = \left\langle \sum_{q=1}^{\infty} C_q\, \boldsymbol{f}_q(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}} \sum_{p=1}^{\infty} C_p\, \boldsymbol{f}_p(x,y) \right\rangle \qquad \text{(A. III. 3)}$$

Si on combine les relations (A. III. 1) et (A. III. 2), on obtient :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{f}(\boldsymbol{E}_t) &= \left\langle \sum_{p=1}^{N} B_p\, \boldsymbol{g}_p(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}} \sum_{p'=1}^{N} B_{p'}\, \boldsymbol{g}_{p'}(x,y) \right\rangle = \left\langle \sum_{e=1}^{2}\sum_{i=1}^{3} E_i^e\, \boldsymbol{N}_i^e(x,y) \middle| \hat{\boldsymbol{Y}} \sum_{e'=1}^{2}\sum_{i'=1}^{3} E_{i'}^{e'}\, \boldsymbol{N}_{i'}^{e'}(x,y) \right\rangle \\ &= \sum_{n=1}^{N_1} \left[\frac{y_n^1}{N_n^1} \left\langle \sum_{e=1}^{2}\sum_{i=1}^{3} E_i^e\, \boldsymbol{N}_i^e(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_n^1 \right\rangle \left\langle \boldsymbol{j}_n^1 \middle| \sum_{e'=1}^{2}\sum_{i'=1}^{3} E_{i'}^{e'}\, \boldsymbol{N}_{i'}^{e'}(x,y) \right\rangle \right] \\ &\quad + \sum_{m=1}^{N_2} \left[\frac{y_m^2}{N_m^2} \left\langle \sum_{e=1}^{2}\sum_{i=1}^{3} E_i^e\, \boldsymbol{N}_i^e(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_m^2 \right\rangle \left\langle \boldsymbol{j}_m^2 \middle| \sum_{e'=1}^{2}\sum_{i'=1}^{3} E_{i'}^{e'}\, \boldsymbol{N}_{i'}^{e'}(x,y) \right\rangle \right] \end{aligned} \qquad \text{(A. III. 4)}$$

$$\begin{aligned} \left\langle \sum_{e=1}^{2}\sum_{i=1}^{3} E_i^e\, \boldsymbol{N}_i^e(r) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle &= \left\langle E_1^1\, \boldsymbol{N}_1^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 + \left\langle E_2^1\, \boldsymbol{N}_2^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 + \left\langle E_3^1\, \boldsymbol{N}_3^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 \\ &\quad + \left\langle E_1^2\, \boldsymbol{N}_1^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 + \left\langle E_2^2\, \boldsymbol{N}_2^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 + \left\langle E_3^2\, \boldsymbol{N}_3^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 \end{aligned} \qquad \text{(A. III. 5)}$$

$\langle\ ,\ \rangle_e$: Produit scalaire dans l'élément *e*.

L'expression (II.7) est écrite sous sa forme locale. Notre objectif consiste à avoir une écriture globale. Or, chaque arête à l'intérieur de la discontinuité peut appartenir à deux éléments différents. Par conséquent, une arête va définir deux fonctions d'interpolation dans les deux éléments : une dans le sens positif et l'autre dans le sens négatif.

Pour déterminer les sens des fonctions d'interpolation, on va adopter la stratégie suivante : Dans chaque élément, on va tourner dans le sens trigonométrique. Si les numéros des nœuds de chaque arête sont croissants, la fonction d'interpolation correspondante à l'arête sera dans le sens positif. Sinon elle sera dans le sens négatif. Les fonctions d'interpolation correspondantes aux arêtes de la frontière de la surface *S* sont toujours dans le sens positif [1].

Dans notre cas, pour les arêtes qui appartiennent à la frontière de la surface de discontinuité on a :

$$B_1 = E_1^1, B_2 = E_2^1, B_4 = E_2^2 \ \ et \ B_5 = E_3^2 \qquad \text{(A. III. 6)}$$

Si on impose la continuité du champ électrique tangentiel entre les deux éléments $\boldsymbol{e_1}$ et $\boldsymbol{e_2}$, on aura

$$N=5 \qquad \text{(A. III. 7)}$$

$$B_3 = E_3^1 = E_2^1 \qquad \text{(A. III. 8)}$$

Par conséquent :

$$\left\langle \sum_{i=1}^{5} B_i \ \boldsymbol{g}_i(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle = \left\langle B_1 \ \boldsymbol{N}_1^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 + \left\langle B_2 \ \boldsymbol{N}_2^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 - \left\langle B_3 \ \boldsymbol{N}_3^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 \qquad \text{(A. III. 9)}$$
$$\left\langle B_3 \ \boldsymbol{N}_1^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 + \left\langle B_4 \ \boldsymbol{N}_2^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 + \left\langle B_5 \ \boldsymbol{N}_3^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2$$

$$\left\langle \sum_{i=1}^{5} B_i \ \boldsymbol{g}_i(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle =$$

$$\begin{pmatrix} \left\langle \boldsymbol{N}_1^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 & \left\langle \boldsymbol{N}_2^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 & -\left\langle \boldsymbol{N}_3^1(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_1 + \left\langle \boldsymbol{N}_1^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 & \left\langle \boldsymbol{N}_2^2(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 & \left\langle \boldsymbol{N}_3^3(x,y) \middle| \boldsymbol{j}_p^1 \right\rangle_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \\ B_5 \end{pmatrix} \qquad \text{(A. III. 10)}$$

Par conséquent :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{g}_1(x,y) &= \boldsymbol{N}_1^1(x,y) \\ \boldsymbol{g}_2(x,y) &= \boldsymbol{N}_2^1(x,y) \\ \boldsymbol{g}_3(x,y) &= \boldsymbol{N}_1^2(x,y) - N_3^1(x,y) \\ \boldsymbol{g}_4(x,y) &= \boldsymbol{N}_2^2(x,y) \\ \boldsymbol{g}_5(x,y) &= \boldsymbol{N}_2^3(x,y) \end{aligned} \qquad \text{(A. III. 11)}$$

NB : $\boldsymbol{N}_1^2(x,y) \ et \ \boldsymbol{N}_3^1(x,y)$ appartiennent à deux éléments différents. La soustraction ne soit permise qu'après avoir effectué le produit scalaire avec les courants modaux $\left\langle \boldsymbol{N}_3^2(x,y) \middle| j_p^1 \right\rangle_2 - \left\langle \boldsymbol{N}_3^1(x,y) \middle| j_p^1 \right\rangle_1$.

Dans le cas général, pour un maillage quelconque, les fonctions $\boldsymbol{g}_p(x,y)$ sont déterminées comme suit:

- L'arête se trouve à la frontière de la discontinuité. Dans ce cas $\boldsymbol{g}_p(x,y) = \boldsymbol{N}_m^e$.

- L'arête se trouve à l'intérieur de la discontinuité. Or une arête ne peut appartenir qu'à deux éléments. Dans ce cas, $\boldsymbol{g}_p(x,y) = \pm \boldsymbol{N}_m^e \mp \boldsymbol{N}_{m'}^{e'}$. Si une fonction se trouve dans le sens positif de l'arête, l'autre va obligatoirement être dans le sens négatif.

On dit que les fonctions $\boldsymbol{g}_p(x,y)$ sont construites par assemblage des fonctions $\boldsymbol{N}_m^e(x, y)$.

Liste de publications

Publications

❖ Revues

M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim , " Ridged Waveguide Filter Optimization Using the Neural Networks and a Modified Simplex Method, " *International Journal of Innovation, Management and Technology*, jun. 2010, Singapore.

❖ Conférences internationales

- M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim "Analysis of Complex Rectangular Waveguide Discontinuities Using Hybrid MVM-FEM" *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.111-114, 7-10 Dec. 2009, Singapore.
- M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim "Electromagnetic Modeling of Complex Uniaxial Waveguide Discontinuities Using a Modified MVM" *Loughborough Antennas & Propagation Conference*, pp.153-156, 16-17 November 2009, Loughborough, UK.
- M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim "Modeling of Complex Waveguide Discontinuities Using Hybrid FEM-MVM" *International Workshop on Microwave Filters*. 16-18 November 2009. CNES, Toulouse, France.
- M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim "Uniaxial Discontinuities Analysis Using the Artificial Neural Networks " *International Conference on Signals, Circuits and Systems*, 6-8 November 2009, Djerba Tunisia.
- M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim " Modified Simplex Method Applied to narrow bandwidth ridged waveguide filter optimization" *Mediterranean microwave symposium, MMS 2009*, 15-17 Nov. 2009, Tangiers.

- M. Yahia, Jun W. Tao, Hafedh Benzina and Mohamed N. Abdelkrim , " Complex 2D Discontinuities Analysis Using Hybrid Finite Element Method and a Modified Multimodal Variational Formulation-Application to Filter Design, " *40th European Microwave Conference,* pp. 1301-1304, 2010.