

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED ELBACHIR EL IBRAHIMI BORDJ BOU ARRERIDJ



## THESE DE DOCTORAT

Présentée à la Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique

Pour l'obtention du Diplôme de Formation Troisième Cycle  
**Doctorat LMD**

Spécialité  
**GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE**

Thème

---

*Modélisation des filtres à cavité rectangulaire comportant  
des structures planaires à plusieurs niveaux de  
métallisation et à substrats multicouches homogènes et  
inhomogènes*

---

Par

**Mme. ADOUI Ibtissem**

Soutenue publiquement le : 09 Mars 2017

Devant le jury :

Président :	Dr. TALBI Mohamed Lamine	Université de Bordj Bou Arréridj
Encadreurs :	Pr. CHOUTRI Hassina	Université de Bordj Bou Arréridj
	Dr. TITAOUINE Mohammed	Université de Batna
Examineurs :	Pr. BENYOUCEF Moussa	Université de Batna
	Pr. BENAKCHA Abdelhamid	Université de Biskra
	Dr. DAACHI Mohamed El Hocine	Université de Bordj Bou Arréridj

2016-2017

---

---

*A mes très chers parents*

*A mon mari et à mes enfants*

*A mes frères et sœurs et leurs enfants*

*A mes deux familles et à mes ami(e)s*

---

---

## Remerciements

Ce travail a été effectué au laboratoire des Matériaux et des systèmes Electroniques (LMSE), au sein de l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi, Bordj Bou Arréridj, sous la direction de Mme le Professeur **CHOUTRI Hassina** et Mr le Docteur **TITAOUINE Mohammed**.

Après *Dieu* le tout puissant qui m'a procuré la volonté, la santé, le courage et surtout la patience durant toutes mes années d'études, j'adresse mes sincères remerciements à mes encadreurs pour m'avoir fait bénéficier de leurs connaissances scientifiques, de leurs précieux conseils durant la réalisation de ce travail et pour le temps et la patience qu'ils m'ont accordée.

Tout mon respect, mes remerciements et ma gratitude à tous les membres de jury, chacun en son nom et sa qualité, d'avoir accepté d'expertiser mon travail et d'être dans le jury de ma soutenance : Professeur BENYOUCEF Moussa de l'université de Batna, Professeur BENAKCHA Abdelhamid de l'université de Biskra, Docteur TALBI Mohamed Lamine et Docteur DAACHI Mohamed El Hocine de l'université de Bordj Bou Arréridj.

J'exprime ma gratitude et ma reconnaissance aux messieurs Henri Baudrand Professeur émérite à LEN7-INP de Toulouse, France et Alfredo Gomes Neto Professeur à l'institut fédéral d'éducation en science et technologie de Paraíba, groupe de télécommunications et de l'électromagnétisme appliqué, Paraíba, João Pessoa, Brésil.

Je remercie mes collègues du laboratoire LMSE pour leur aide, en particulier Bekakchi Sonia, Bengueddoudj Abdallah, Attia Safa et Abbadi Belkacem.

Mes sincères remerciements à Mme Djouima Awatef, Melle Saidi Raouia, Mme Aouissi Manel, Melle Benchrif Karima, pour avoir contribué au déploiement de ce travail.

Je remercie infiniment Mr Azoug Saifeddine pour son aide continue dans la maîtrise du logiciel Matlab.

## Remerciements

De manière plus personnelle, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à mes chers parents qui ont toujours été là pour moi ainsi que mes chers frères et sœurs et que mes deux familles et tous mes ami(e)s trouvent ici l'expression de ma gratitude et mes remerciements les plus sincères pour leur soutien et leurs encouragements.

Enfin, Je ne saurais remercier assez mon époux pour le soutien considérable et perpétuel qu'il m'a apporté chaque jour et en toutes circonstances.

*Merci à toutes et à tous*

# Résumé

Dans cette thèse, une modélisation par la méthode WCIP des filtres planaires multicouches et avec des substrats homogènes et inhomogènes, dans le domaine des microondes, est présentée.

Un nouveau filtre planaire est introduit et conçu par un réseau périodique d'anneaux quasiment ouvert avec une encoche introduite. La structure proposée est caractérisée par un comportement électromagnétique montrant trois résonances selon une polarisation et deux résonances selon la polarisation perpendiculaire. L'étude paramétrique a abouti aux dimensions influant sur chacune des résonances, mettant au clair la caractéristique d'ajustement du filtre. En choisissant convenablement les dimensions nécessaires, une bande élargie et ajustable est obtenue. En comparant les résultats de la méthode WCIP à ceux du logiciel commercial COMSOL Multiphysics et les mesures réalisées au laboratoire d'IFPB, Joao Pessoa du Brésil, un bon accord est enregistré.

La cavité résonante est rencontrée dans le volume entouré par des murs périodiques et enfermé du haut et du bas par des cellules unitaires d'une structure périodique. Ces cellules ne sont que des cellules unitaires des structures planaires périodiques simple-couches. Toute la structure est vue comme implantée dans un guide d'ondes rectangulaire à murs périodiques. La présence des couches inhomogènes dérive des résonances ajustables par les rapports des inhomogénéités existantes. La structure globale est un filtre multi-pôles dans la bande peut être améliorée en ramenant les différentes résonances proches les unes des autres via un choix judicieux des paramètres influant sur ces différentes résonances, obtenu après une étude paramétrique préalable.

Les résultats obtenus sont confrontés aux résultats du logiciel commercial COMSOL Multiphysics et un bon accord est observé validant l'approche d'analyse proposée via l'hybridation de la méthode WCIP et l'approche de longueur de guide.

**Mots clés :** Filtres planaires, approche d'onde unique, guides d'ondes rectangulaires, murs périodiques, modes TE et modes TM, FSS, bande élargie, couches inhomogènes, cavités résonantes, méthode WCIP.

# Abstract

In this thesis, a modelling of multilayer planar filters and with homogeneous and inhomogeneous substrates in the microwaves domainis by the WCIP method is presented.

A new planar filter is introduced and designed by an open notched quasi-square periodic array of rings. The proposed structure is characterized by an electromagnetic behaviour showing three resonances according to a parallel polarization and two resonances according to the perpendicular polarization. The parametric study resulted in the dimensions influencing each of the resonances, clarifying the filter's adjustment characteristic. By appropriately choosing the necessary dimensions, an enlarged and adjustable band is obtained. By comparing the results of the WCIP method with those of the commercial software COMSOL Multiphysics and the measurements made in the IFPB laboratory, Joao Pessoa of Brazil, a good agreement is recorded.

The resonant cavity is encountered in the volume surrounded by periodic walls and enclosed from the top and bottom by unit cells of a periodic structure. These cells are only unit cells of the single-layer planar periodic structures. The whole structure is seen as implanted in a rectangular waveguide with periodic walls. The presence of the inhomogeneous layers derives from the adjustable resonances by the ratios of the existing non homogeneities. The overall structure is a multi-pole filter characterized by a band that can be improved by bringing the various resonances close to each other via a judicious choice of parameters influencing these different resonances, obtained after a preliminary parametric study.

The obtained results are compared to the results of commercial software COMSOL Multiphysics and a good agreement is observed validating the proposed analysis approach via the hybridization of the WCIP method and the guide length approach.

**Key words:** Single mode approach, resonance frequency, bandwidth enhancement, COMSOL Multiphysics, inhomogeneous layers, rectangular waveguides, resonant cavities, filters, TE modes and TM modes, planar structures, WCIP method.

## المخلص

في هذه الأطروحة، وباستخدام النمذجة بالطريقة WCIP تم تقديم المرشحات متعددة الطبقات المستوية وذات ركائز متجانسة وغير متجانسة في مجال الميكروويف.

و لقد تم عرض مرشح مستو جديد مصمم من خلال مجموعة دورية لحلقات مفتوحة تقريبا مع إضافة شق. الهيكل المقترح يتسم بإجابة كهرومغناطيسية مهمة جدا لتعدد الأصداء (الرنين). حيث تظهر ثلاثة رنين في الاستقطاب الموازي ورنينين في الاستقطاب العمودي. وأسفرت الدراسة الحدودية بتحديد الأبعاد التي تؤثر على كل من الأصداء، مما يوضح كيفية تعديل عامل الرنين عن طريق اختيار الأبعاد الضرورية بشكل صحيح، ويتم الحصول على نطاق موسع وقابل للتعديل. بمقارنة نتائج الطريقة WCIP مع نتائج البرمجيات التجارية COMSOL Multiphysics والقياسات التي أجريت في مختبر IFPB، Joao Pessoa في البرازيل تم تسجيل اتفاق جيد.

التجوييف الرنان ناتج وسط حجم محاط بجدران دورية ومغلق من الأعلى والأسفل بخلية واحدة من بنية دورية. هذه الخلايا ماهي إلا خلايا ذات طبقة واحدة فقط من الهياكل المستوية الدورية. يعتبر الهيكل الكلي مثبت في دليل موجي مستطيل ذو جدران دورية. ان وجود طبقات غير متجانسة يجعل من الرنين قابل للتعديل حسب قيمة عدم التجانس الموجودة. الهيكل العام هو مرشح متعدد الأقطاب يمكن تحسين مجاله من خلال تقريب الأصداء المختلفة من بعضها البعض عن طريق الاختيار الحكيم للعناصر المؤثرة على هذه الأصداء، التي تم الحصول عليها بعد اجراء دراسة حدودية أولية.

تمت مقارنة النتائج المتحصل عليها مع نتائج البرمجيات التجارية COMSOL Multiphysics حيث لوحظ اتفاق جيد مما مكننا من التحقق من صحة النهج التحليلي المقترح عن طريق التهجين بين الطريقة WCIP و نهج طول الدليل الموجي.

**الكلمات المفتاحية:** النهج لوضع واحد، تردد الرنين، النطاق العريض، COMSOL Multiphysics، الطبقات غير متجانسة، الدليل الموجي المستطيل، التجاوييف الرنانة، المرشحات، الوضع TE والوضع TM، الهياكل المستوية، الطريقة WCIP.

# Liste des figures

## Chapitre 1

Figure 1. 1 Schéma d'un guide d'onde rectangulaire.....	8
Figure 1.2 Les premiers modes se propageant dans un guide d'onde avec leurs fréquences de résonance dans le plan 'XY' .....	11
Figure 1. 3 Cavité résonante rectangulaire.....	12
Figure 1. 4 Fréquences de coupures des premières modes dans une cavité rectangulaire métallique .....	15
Figure 1.5 Cartographies 2D des premiers modes propagés dans la cavité résonante .....	16
Figure 1. 6 Réponses idéales des différents types des filtres :(a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe-bande et (d) coupe-bande .....	17
Figure 1. 7 Réponse fréquentielle d'un filtre à guide d'onde. ....	19
Figure 1. 8 Filtre à guide d'onde avec insertion métallisé [15].....	20
Figure 1. 9 Cavité rectangulaire couplée par des iris.....	21
Figure 1. 10 Distribution du champ électrique pour une cavité rectangulaire à parois métalliques. ....	22
Figure 1. 11 Coefficient de réflexion d'une cavité à parois métallique.....	22
Figure 1. 12 Filtre à cavité résonante et à parois périodiques.....	23
Figure 1. 13 Coefficient de réflexion pour une cavité à parois périodiques.....	24
Figure 1.14 Distribution du champ électromagnétique $E_x$ dans la cavité à parois périodiques. ....	25
Figure 1. 15 Filtres à résonateurs micro-rubans.....	26
Figure 1. 16 Filtres à éléments localisés. ....	26
Figure 1. 17 Filtres à résonateurs linéiques.....	26
Figure 1. 18 Filtres à résonateurs non linéiques.....	27
Figure 1. 19 Différentes classes des FSS. ....	28
Figure 1. 20 Quelques exemples d'éléments FSS. ....	29

Figure 1. 21 Substrat multicouches.....29

Figure 1. 22 Filtre SIW [35].....30

## **Chapitre 2**

Figure 2. 1 Représentation schématique d'une FSS :(a) Structure périodique planaires (b) Une cellule élémentaire .....35

Figure 2. 2 Principe de la méthode WCIP. ....36

Figure 2. 3 Schématisation de la méthode WCIP. ....41

Figure 2. 4 Discrétisation de l'interface.....43

Figure 2. 5 Organigramme du processus itératif.....45

Figure 2. 6 FSS sur un substrat multicouche(a) Structure du FSS de forme arbitraire sur un substrat multicouche (b) La cellule unitaire du FSS .....46

Figure 2. 7 Section de la cellule unitaire le long de l'axe ( $ll'$ ).....46

Figure 2. 8 La structure équivalente à deux médias tels que vu par la méthode WCIP.....47

Figure 2. 9 Cellule élémentaire pour une FSS monocouche à patch rectangulaire. ....48

Figure2.10 Coefficients de réflexion et de transmission pour une FSS à patchrectangulaire métallique monocouche.....49

Figure 2. 11 Effet de la variation de la permittivité diélectrique sur :(a) La fréquence de résonance (b) La bande passante.....50

Figure 2. 12 Effet de la variation de l'épaisseur du substrat diélectrique sur : (a) La fréquence de résonance (b) La bande passante .....50

Figure 2. 13 Effet de la variation de la longueur du patch L sur :(a) La fréquence de résonance (b) La bande passante .....51

Figure 2. 14 Effet de la variation de la largeur du patch W sur : (a) La fréquence de résonance.....51

Figure 2. 15 Structure FSS multicouches à patch rectangulaire. ....52

Figure 2. 16 Admittance d'entrée Yin en fonction du nombre d'itérationspour les trois fréquences (a), (b) et (c).....54

Figure 2. 17 Variation du Coefficient de réflexion et coefficient de transmission en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $\epsilon r2 = \epsilon r3 = 4.4$  et  $h2 = h3 = 0.15cm$ . 55

Figure 2. 18 Variation du Coefficient de réflexion et coefficient de transmission en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $\epsilon r2 = 2$ ,  $\epsilon r3 = 4.4$ ,  $h2 = 0.1cm$  et  $h3 = 0.15cm$ . ..... 55

Figure 2. 19 Les valeurs absolues des champs électriques ( $E_{1x}$  et  $E_{1y}$ ) à 7.7 GHz. .... 56

Figure 2. 20 Les valeurs absolues de la densité de courant totale  $J_s$  à 7.7 GHz. .... 56

### Chapitre 3

Figure 3. 1 Cellule unitaire du motif proposé. .... 60

Figure 3.2 Chaîne de mesure (laboratoire de mesure micro-onde GTEMA/IFPB, Paraíba, João Pessoa, Brésil)..... 61

Figure 3. 3 Photographie des prototypes réalisés..... 62

Figure 3. 4 Echelons d'Heaviside  $H_m$  et  $H_d$  obtenue lorsque l'interface  $\Omega$  est décrite par un maillage de  $200 \times 200$  pixels..... 63

Figure 3. 5 Résultats de simulation et de mesure pour le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement ( $w_1 = w_2 = 7.5$  mm)..... 64

Figure 3. 6 Résultats de simulation et de mesure pour le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement ( $w_2 = 7.5$  mm et  $w_1 = 9.5$  mm)..... 64

Figure 3. 7 Résultats de simulation et de mesure pour le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement ( $w_2 = 7.5$  mm et  $w_1 = 11.5$  mm)..... 65

Figure 3. 8 Densité du courant surfacique (a) et Distribution du champ électrique tangentiel(b) à  $f_r = 8.9$  GHz..... 66

Figure 3. 9 Densité du courant surfacique (a) et distribution du champ électrique tangentiel (b) à  $f_r = 10.9$  GHz..... 66

Figure 3. 10 Densité du courant surfacique(a) et distribution du champ électrique tangentiel (b) à  $f_r = 11.6$  GHz..... 66

Figure 3. 11 Coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence pour les valeurs de  $d_1$  variant de 0mm à 2mm. (a) les résultats par WCIP. (b) les résultats par COMSOL Multiphysics. .... 68

Figure 3. 12 Coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence pour des valeurs de  $w_1$  variant de 7.5mm à 9.5mm. (a) les résultats par WCIP. (b) les résultats par COMSOL Multiphysics. .... 69

Figure 3. 13 Coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence pour des valeurs de  $w_2$  variant de 6.5mm à 7.5mm. (a) les résultats par WCIP. (b) les résultats par COMSOL Multiphysics. .... 70

Figure 3. 14 Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de..... 72

Figure 3. 15 Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence ..... 73

## **Chapitre 4**

Figure 4. 1 Filtre planaire à deux FSS. .... 76

Figure 4. 2 Modèle électrique de la couche diélectrique de séparation. .... 77

Figure 4. 3 Schéma d'un quadripôle. .... 77

Figure 4. 4 Représentation schématique des quadripôles mis en cascade. .... 78

Figure 4. 5 Structure à deux-niveaux de métallisation (deux FSS). .... 80

Figure 4. 6 Variation du coefficient de transmission en dB pour  $d=1.5$  mm..... 81

Figure 4. 7 Variation du coefficient de transmission en dB pour  $d=10$  mm..... 81

Figure 4. 8 Variation du coefficient de transmission en dB pour  $d=12$  mm..... 82

Figure 4. 9 Cavité cylindrique multimodes à parois métalliques..... 83

Figure 4. 10 Cavité rectangulaire à parois périodiques (cellule unitaire d'une FSS). .... 84

Figure 4. 11 Filtre à cavité rectangulaire à parois périodiques. .... 85

Figure 4. 12 Variation du Coefficient de réflexion calculé en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour la FSS<sub>1</sub>(a) et la FSS<sub>2</sub>(b)..... 86

Figure 4. 13 Coefficient de réflexion, calculé en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement. .... 87

Figure 4. 14 Coefficient de réflexion, en dB, pour la structure à deux niveaux de métallisation, pour différentes dimensions de FSS<sub>1</sub>. .... 88

Figure 4. 15 Coefficient de réflexion en dB pour la structure à deux niveaux de métallisation, pour différentes dimensions de FSS<sub>2</sub>. .... 89

Figure 4. 16 Coefficient de réflexion en dB pour L prenant les valeurs 12mm, 12.5mm, 12.8mm, 13mm et 13.5mm.....	90
Figure 4. 17 Distribution du champ électrique $E_x$ à $f=13.8\text{GHz}$ .....	91
Figure 4. 18 Distribution du champ électrique $E_x$ à $f=14.8\text{GHz}$ .....	91
Figure 4. 19 Distribution du champ électrique $E_x$ à $f=17.4\text{GHz}$ .....	92
Figure 4. 20 Filtre à deux cavités rectangulaires résonantes limitées par des parois périodiques. ....	93
Figure 4. 21 Coefficients de réflexion, en dB, pour la structure constituée des trois FSS. ....	93
Figure 4. 22 Coefficient de réflexion, en dB, pour la structure de filtrage planaire à deux cavités résonantes. ....	94
Figure 4. 23 Variation des fréquences de résonance en fonction des dimensions des 3 FSS. ....	96
Figure 4. 24 Cellules unitaires pour des diélectriques inhomogènes. ....	97
Figure 4. 25 Courbe de variation du coefficient de réflexion de la couche homogène. ....	98
Figure 4. 26 Cellule unitaire d'une FSS à une couche de diélectrique inhomogène. ....	99
Figure 4. 27 Courbe de variation du coefficient de réflexion pour lacouche inhomogène à parois périodiques .....	100
Figure 4. 28 Coefficients de réflexion pour différentes couches inhomogènes : (a) résultats du WCIP, (b) résultats du COMSOL Multiphysics. ....	101
Figure 4. 29 Fréquence de résonance en fonction de la permittivité $\epsilon r2$ et pour différentes valeurs de $\epsilon r1$ . ....	102
Figure 4. 30 Coefficient de réflexion pour une couche inhomogène lorsque $\epsilon r1 = 2$ et $\epsilon r2 = 3.68$ . ....	103
Figure 4. 31 Permittivité relative effective en fonction de la permittivité $\epsilon r1$ . ....	104
Figure 4. 32 Permittivité équivalente en fonction des permittivités $\epsilon r1$ et $\epsilon r2$ . ....	105
Figure 4. 33 Coefficients de réflexion pour différentes valeurs de la permittivité effective. ....	106
Figure 4. 34 Structure de filtrage à une cavité homogène. ....	107
Figure 4. 35 Coefficient de réflexion pour la structure de filtrage à une cavité résonante. ....	107
Figure 4. 36 Coefficient de réflexion pour L prenant les valeurs 4mm, 4.2mm et 4.5mm.....	108

Figure 4. 37 Section de la cellule unitaire le long de l'axe Z d'une cavité inhomogène à parois périodiques. .... 109

Figure 4. 38 Coefficients de réflexion trouvés par la méthode SM-WCIP pour les filtres à cavité homogène et inhomogène..... 109

Figure 4. 39 Configuration géométrique de la structure de filtrage à cavité résonante et à une couche inhomogène..... 110

Figure 4. 40 Coefficient de réflexion calculé en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $\epsilon r_1 = 2$  et les différentes valeurs de  $\epsilon r_2$  en faisant appel au modèle de la couche effective. .... 112

**Annexe**

Figure A. 1 Fenêtre principale du COMSOL..... 119

Figure A. 2 Tableau des paramètres..... 120

Figure A. 3 Géométrie. .... 121

Figure A. 4 Définition des matériaux..... 122

Figure A. 5 Conducteur électrique parfait (PEC). .... 123

Figure A. 6 Parois périodiques de Floquet 1..... 123

Figure A. 7 Port d'excitation 1..... 124

Figure A. 8 Port d'excitation 2..... 124

Figure A. 9 Maillage. .... 125

Figure A. 10 Domaine fréquentielle. .... 126

## Liste des tableaux

Tableau 4. 1	Fréquences de résonance des FSS <sub>1</sub> et FSS <sub>2</sub> trouvées par : WCIP, COMSOL et l'équation (4.12).....	87
Tableau 4. 2	Comparaison entre les fréquences de résonance des couches inhomogènes avec celles des couches homogènes équivalentes.....	105
Tableau 4. 3	Fréquences de résonance de : FSS <sub>1</sub> , FSS <sub>2</sub> et la cavité ayant une couche inhomogène .....	111

## Liste des acronymes

MoM	Method of Moments
FEM	Finite Element Method
FDTD	Finite Difference Time Domain
WCIP	Wave Concept Iterative Procedure
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
TEM	Transverse ElectroMagnetic
FSS	Frequency Selective Surface
SIW	Substrate Integrate Waveguide
FMT	Fast Model Transform
FFT	Fast Fourier Transforms
SMT	Scattering Matrix Technique
SDA	Spectral Domain Analysis
SICC	Substrate Integrated Circular Cavity
$\epsilon_r$	Relative Permittivity
$D$	Electric Flux Density, In Coulombs Per Meter Squared (Coul/m <sup>2</sup> )
$B$	Magnetic Flux Density, In Webers Per Meter Squared (Wb/ m <sup>2</sup> )
$M$	Magnetic Current Density, In Volts Per Meter (V/ m <sup>2</sup> )
$J$	Electric Current Density, In Amperes Per Meter Squared (A/ m <sup>2</sup> )
$\rho$	Electric Charge Density, In Coulombs Per Meter Cubed (Coul/ m <sup>3</sup> )
$\eta$	Wave Impedance
$\gamma$	Complex Propagation Constant
$\beta$	Phase Constant
$\lambda$	Wavelength
$v_p$	Phase Velocity
$\eta_0$	Impedance Of Free-Space

# Sommaire

Dédicace.....	i
Remerciements.....	ii
Résumé.....	iv
Abstract.....	v
المخلص.....	vi
Liste des figures.....	vii
Liste des tableaux.....	xiii
Liste des acronymes.....	xiv

## **Chapitre 1 : Filtres à guide d'onde et cavités résonantes**

1.1 Introduction.....	5
1.2 Equations de Maxwell.....	5
1.2.1 Expression analytique des équations de Maxwell.....	5
1.2.2 Relations Constitutives.....	6
1.2.2.1 Relations constitutives dans les milieux isotropes.....	6
1.2.2.2 Relations constitutives dans les milieux anisotropes.....	7
1.3 Guides d'ondes rectangulaires métalliques.....	8
1.3.1 Propagation dans un guide d'onde rectangulaire.....	9
1.3.2 Composantes des champs électrique et magnétique.....	9
1.3.3 Fréquence de coupure.....	9
1.3.4 Mode fondamental ou dominant.....	10
1.4 Guide d'onde à parois périodiques.....	11
1.5 Cavités rectangulaires résonantes.....	12
1.5.1 Modes de résonance.....	13
1.5.2 Fréquence de résonance.....	14
1.5.3 Cavité monomode résonante.....	14

1.6 Filtres .....	17
1.6.1 Introduction.....	17
1.6.2 Méthode de conception des filtres hyperfréquences .....	18
1.6.2.1 Filtres volumiques .....	18
1.6.2.1.1 Filtres à guide d'onde.....	18
1.6.2.1.2 Filtres à cavité .....	20
1.6.2.2 Filtres planaires .....	25
1.6.2.2.1 Filtres à rubans métalliques.....	25
1.6.2.2.2 Filtre à Surfaces sélectives en fréquence.....	27
1.6.2.2.3 Technologie multicouche .....	29
1.6.2.3 Filtres hybrides .....	30
1.7 Conclusion .....	30

## **Chapitre 2 : Méthode itérative en onde transverse (WCIP)**

2.1 Introduction.....	33
2.2 Méthode itérative en onde transverse (WCIP).....	34
2.2.1 Rappel .....	34
2.2.2 Théorie de la méthode WCIP.....	34
2.2.3 Relation entre le champ et les ondes .....	36
2.2.4 Détermination de l'opérateur de diffraction $\mathbf{S}\Omega$ .....	37
2.2.4.1 Opérateur de diffraction $\mathbf{S}\mathbf{M}$ dans le domaine métallique.....	38
2.2.4.2 Opérateur de diffraction $\mathbf{S}\mathbf{D}$ dans le domaine diélectrique .....	38
2.2.4.3 Opérateur de diffraction globale $\mathbf{S}\Omega$ .....	39
2.2.5 Détermination de l'opérateur de réflexion $\mathbf{\Gamma}$ .....	40
2.2.6 Passage entre les domaines .....	41
2.2.7 La discrétisation .....	42
2.2.8 Le processus itératif .....	43
2.2.9 Coefficient de réflexion.....	44
2.3 Méthode WCIP appliquée aux structures planaires multicouches.....	45
2.4 FSS monocouche.....	48
2.4.1 Paramètres S de la structure .....	48

2.4.2	Effet des paramètres physiques et géométriques .....	49
2.4.2.1	Effet de la permittivité électrique et l'épaisseur du substrat .....	49
2.4.2.2	Effet des dimensions du patch rectangulaire métallique.....	50
2.5	FSS multicouche .....	51
2.5.1	Admittance d'entrée en fonction du nombre d'itérations .....	52
2.5.2	Coefficients de réflexion et de transmission .....	54
2.5.3	Champ électrique et densité de courant .....	56
2.6	Conclusion .....	57

### **Chapitre 3: Proposition et étude d'une nouvelle structure de filtrage planaire**

3.1	Introduction.....	59
3.2	Présentation de la structure .....	59
3.3	Procédure expérimentale.....	60
3.4	Coefficient de Transmission .....	62
3.4.1	Conditions de simulation.....	62
3.4.2	Résultats et discussions .....	63
3.5	Densité du courant et champ électrique .....	66
3.6	Etude paramétrique .....	67
3.6.1	Influence de $d_1$ .....	67
3.6.2	Influence de $w_1$ .....	67
3.6.3	Influence de $w_2$ .....	70
3.7	Bandes élargies .....	71
3.8	Conclusion .....	73

### **Chapitre 4 :Filtres à cavité résonante et à couches inhomogènes**

4.1	Introduction.....	76
4.2	Approche cascade -WCIP .....	76
4.2.1	Description de l'approche en cascade .....	76
4.2.2	Mise en cascade des quadripôles.....	78
4.2.3	Coefficients de réflexion et de transmission .....	79

4.3	Conception des filtres à deux FSS .....	79
4.4	Filtres à cavité résonante.....	82
4.5	Conception des filtres à cavités résonantes et à parois périodiques.....	84
4.5.1	Filtre à une seule cavité résonante .....	84
4.5.1.1	Etude paramétrique.....	88
4.5.1.1.1	Influence de la première surface sélective.....	88
4.5.1.1.2	Influence de la seconde surface sélective .....	89
4.5.1.1.3	Influence de l'épaisseur L.....	89
4.5.1.2	Distribution du champ électrique dans la cavité.....	90
4.5.2	Filtre à deux cavités résonantes.....	92
4.6	Structures de filtrage inhomogène .....	96
4.6.1	Filtre à couche homogène et à parois périodiques .....	97
4.6.2	Filtre à couche inhomogène et à parois périodiques .....	98
4.6.3	Permittivité diélectrique effective .....	103
4.7	Filtre à cavité homogène et inhomogène .....	106
4.8	Filtre à une seule cavité résonante et à une couche inhomogène.....	110
4.9	Conclusion .....	112
	Conclusion générale.....	115

### **Annexe: COMSOL Multiphysics**

1.	Présentation du logiciel COMSOL Multiphysics .....	117
2.	Étapes du processus de modélisation .....	117
3.	Simulation des surfaces sélectives en fréquences FSS par COMSOL Multiphysics.....	118
3.1	Choix du modèle (Assistant de Modélisation).....	118
3.2	Géométrie de la structure .....	119
3.2.1	Paramètres et variables .....	119
3.2.2	Géométrie .....	120
3.3	Définition des Matériaux .....	121
3.4	Définition des conditions aux limites (frontières) .....	122
3.5	Maillage .....	125

3.6 Simulation .....	125
Références bibliographiques .....	128

# **Introduction générale**

## Introduction générale

Ces dernières années, le développement des techniques de filtrage s'avère très important dans les systèmes de télécommunication modernes. L'intérêt est de concevoir un software qui permet la modélisation de toute la structure planaire comportant les différents circuits qui la constituent comme : filtre, résonateur, coupleur, adaptateur... Cela permet de prendre en considération le couplage électromagnétique existant entre les différents éléments qui constituent le circuit planaire. Ce phénomène est complètement négligé si la modélisation est basée sur l'approche de mettre en cascade les comportements des différents éléments qui constituent le circuit planaire. La nature et la géométrie des éléments du circuit planaire sont très importantes dans la détermination de la réponse fréquentielle de la structure, comme la bande passante, la fréquence de résonance, la surtension... Dans le domaine des hyperfréquences, les structures planaires périodiques sont très utilisées comme des filtres en fréquence. Par constitution, les structures périodiques planaires jouent le rôle de filtres fréquentiels, permettant la transmission de certaines fréquences et la réflexion d'autres. Elles sont généralement constituées soit d'un plan métallique perforé périodiquement, soit d'un réseau périodique de motifs métalliques imprimés sur du substrat. Dans le premier cas les structures périodiques fonctionnent comme un filtre passe bande et dans le second comme un filtre coupe bande. Pour cela les structures planaires périodiques ont fait l'objet de nombreuses études, desquelles sont découlées plusieurs méthodes de modélisation électromagnétique.

Les méthodes de simulations numériques prennent une plus grande importance que les méthodes analytiques, dans tous les domaines de l'ingénierie électromagnétique et hyperfréquence notamment pour résoudre le problème de diffraction des ondes électromagnétiques. Ainsi, Parmi les méthodes numériques les plus connues et répandues décrivant des structures planaires ou volumiques, on cite: la méthode des Moments (MoM – Method of Moments), la méthode des éléments finis (FEM- Finite Element Method), la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD-Finite Difference Time Domain) ...etc.

Toutes ces méthodes numériques, décrites et discutées dans de nombreux ouvrages, sont limitées dans leurs applications, nécessitent un temps de calcul considérable et un espace mémoire assez important lorsque la structure à caractériser comporte beaucoup d'éléments. Ceci a poussé le Professeur Henri Baudrand en 1994 à dévoiler une nouvelle méthode d'analyse précise basée sur les équations intégrales et connue sous le nom de « méthode itérative en onde transverse » (W.C.I.P : Wave Concept Iterative Procedure). Il développa la méthode WCIP durant les deux dernières décennies en

## Introduction générale

collaboration avec plusieurs chercheurs de différents pays des différents continents. Cette méthode a inspiré plusieurs travaux de chercheurs indépendamment de ce groupe pour résoudre nombreux problèmes électromagnétiques.

La méthode WCIP a été adaptée avec succès aux structures planaires périodiques (FSS) à plusieurs niveaux de métallisation et avec des substrats homogènes et inhomogènes.

La thèse comporte quatre chapitres :

- Chapitre 1 : *Filtres à guide d'onde et cavités résonantes*. Dans ce chapitre des concepts généraux sont présentés. Différents types de filtres sont exposés : filtres à rubans métalliques, filtres à guide d'ondes rectangulaire à parois métalliques, filtre à cavité rectangulaire à parois métalliques ou périodiques et filtres à surfaces sélectives de fréquences.
- Chapitre 2 : *Méthode itérative en onde transverse (WCIP)*. Ce chapitre consiste à présenter le principe fondamental de la méthode WCIP. Deux applications de la méthode WCIP à des structures planaires monocouche et multicouches a été réalisée. Les résultats obtenus sont confrontés aux résultats du logiciel commercial COMSOL Multiphysics.
- Chapitre 3 : *Proposition et étude d'une nouvelle structure de filtrage planaire*. Dans ce chapitre, la méthode WCIP est appliquée à une nouvelle structure ayant une performance innovante dans la multifonctionnalité des filtres microondes.
- Chapitre 4 : *Filtres à cavité résonante et à couches inhomogènes*. Ce chapitre présente d'abord l'approche de mise en cascade des comportements de plusieurs quadripôles, basée sur la méthode WCIP en conjonction avec l'approche en mode unique, afin de modéliser des filtres planaires à plusieurs niveaux de métallisation. La méthode SMT-WCIP a ensuite été utilisée et validée pour la conception des filtres à cavités rectangulaires résonantes et à plusieurs niveaux de métallisation. Le chapitre est clôturé par une structure de filtrage à cavité résonante où une lame diélectrique inhomogène est placée pour avoir plus d'ajustement de la sélectivité de la structure résultante.

La thèse se termine par une conclusion générale, une annexe et des références bibliographiques.

## **Chapitre 1**

# **Filtres à guide d'onde et cavités résonantes**

## 1.1 Introduction

Une onde électromagnétique est produite par une vibration variable dans le temps d'un champ électrique couplé à un champ magnétique. Cette onde entraîne localement des variations réversibles des propriétés physiques du milieu où elle se propage. Cela permet de transporter de l'énergie sans transport de matière ce qui lui offre la possibilité de porter de l'information.

Le physicien britannique Michaël Faraday, au XIX<sup>ème</sup> siècle, a été le précurseur de l'étude des ondes électromagnétiques. En effet, il montra la relation entre le courant électrique et les effets magnétiques. Un peu plus tard vers 1860, James Clerk Maxwell réutilisa ces travaux ainsi que ceux de André-Marie Ampère afin d'obtenir des équations différentielles, aujourd'hui connues sous le nom d' « équations de Maxwell » régissant tout l'électromagnétisme. En 1888, Heinrich Hertz put produire et détecter des ondes électromagnétiques décimétriques à une fréquence de l'ordre de 1GHz, puis Marconi montra expérimentalement en 1890 que ces ondes pouvaient voyager en espace libre entre des points éloignés. Sept ans après vers 1897, Lord Rayleigh démontra théoriquement qu'on avait la possibilité de guider ces ondes dans des tubes métalliques creux appelés maintenant guides d'ondes.

Dans le domaine des télécommunications qui a connu depuis ces dernières années un très grand développement technologique, les filtres à guide d'onde et les cavités résonantes trouvent un nombre considérable d'applications.

Dans le présent chapitre, un état de l'art des équations de Maxwell, des filtres à guide d'onde et des cavités résonantes est présenté.

## 1.2 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell, de par leur grande élégance due à leur simplicité : juste quatre équations pour décrire le vaste monde de l'électromagnétisme, sont très importantes en physique car elles modélisent mathématiquement les interactions entre charges électriques, courants électriques, champs électriques et champs magnétiques.

### 1.2.1 Expression analytique des équations de Maxwell

Les quatre équations fondamentales de Maxwell forment un ensemble cohérent constituant la base de la théorie des interactions électromagnétiques. Elles contiennent des dérivées partielles couplées par rapport aux variables de l'espace et du temps des champs vectoriels  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{D}$  et  $\vec{B}$  ainsi que les densités de charge  $\rho$  et de courant  $\vec{J}$  [1, 2]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.4)$$

Avec :

$\vec{E}$ : Intensité du Champ électrique (V/m)

$\vec{D}$ : Densité du déplacement électrique (C/m<sup>2</sup>)

$\vec{H}$ : Intensité du Champ magnétique (A/m)

$\vec{B}$ : Densité du flux magnétique (Tesla)

$\vec{J}$ : Densité du courant électrique (A/m<sup>2</sup>)

$\rho$ : Densité volumique de charge électrique (C/m<sup>3</sup>).

## 1.2.2 Relations Constitutives

Les relations de constitution caractérisant un milieu permettent d'exprimer la densité de déplacement  $\vec{D}$ , le champ d'induction magnétique  $\vec{B}$  et la densité de courant  $\vec{J}$  en fonction des champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$ . La forme spécifique de ces relations dépend de la nature du milieu [3].

Les milieux peuvent être divisés en deux grandes familles : les milieux isotropes et les milieux anisotropes (les milieux uniaxes et les milieux biaxes).

### 1.2.2.1 Relations constitutives dans les milieux isotropes

Les milieux isotropes possèdent les mêmes propriétés dans toutes les directions de l'espace. La constante diélectrique  $\epsilon$  et la perméabilité magnétique  $\mu$  sont des grandeurs scalaires uniques.

Ainsi, pour un milieu homogène, isotrope et linéaire, les relations de constitution peuvent être définies comme suit [3]:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (1.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (1.6)$$

Où :

$\epsilon_0 (\approx 1/36\pi \times 10^{-9} F/m)$  : représente la permittivité électrique du vide et  $\epsilon_r$  est la permittivité relative (ou la constante diélectrique) du milieu.

$\mu_0 (= 4\pi \times 10^{-7} H/m)$  : représente la perméabilité magnétique du vide et  $\mu_r$  est sa perméabilité relative.

De plus, si le milieu obéit à la loi d'Ohm, la densité de courant s'écrit :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (1.7)$$

$\sigma$ : est la conductivité du milieu (en S/m).

### 1.2.2.2 Relations constitutives dans les milieux anisotropes

Pour les milieux anisotropes, appelés aussi milieux biréfringents, leurs propriétés physiques changent selon la direction (polarisation) du champ électrique appliqué. Ils sont divisés en deux milieux principaux : les milieux uniaxes et les milieux biaxes[4].

Mathématiquement, les relations de constitution ne sont plus des scalaires mais des équations tensorielles (matrices 3×3) [5]. Ainsi, à l'intérieur du matériau, la relation constitutive entre le vecteur induction électrique  $\vec{D}$  et le vecteur champ électrique  $\vec{E}$  est donnée par [4]:

$$\vec{D} = \epsilon_0 [\epsilon_r] \vec{E} \quad (1.8)$$

Où :

$$\epsilon_r = \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{xy} & \epsilon_{xz} \\ \epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & \epsilon_{yz} \\ \epsilon_{zx} & \epsilon_{zy} & \epsilon_{zz} \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

Un milieu uni-axialement anisotrope possède deux constantes diélectriques avec un centre de symétrie [6]:

$$\epsilon_r = \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{xx} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{zz} \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Alors qu'un milieu bi-axialement anisotrope présente trois constants diélectriques différents lui conférant ainsi des propriétés distinctes dans toutes les directions de l'espace.

$$\epsilon = \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{zz} \end{pmatrix} \quad (1.11)$$

De ce fait, pour les trois composantes de l'induction électrique on obtient :

$$D_x = \varepsilon_{xx}E_x + \varepsilon_{xy}E_y + \varepsilon_{xz}E_z$$

$$D_y = \varepsilon_{yx}E_x + \varepsilon_{yy}E_y + \varepsilon_{yz}E_z \quad (1.12)$$

$$D_z = \varepsilon_{zx}E_x + \varepsilon_{zy}E_y + \varepsilon_{zz}E_z$$

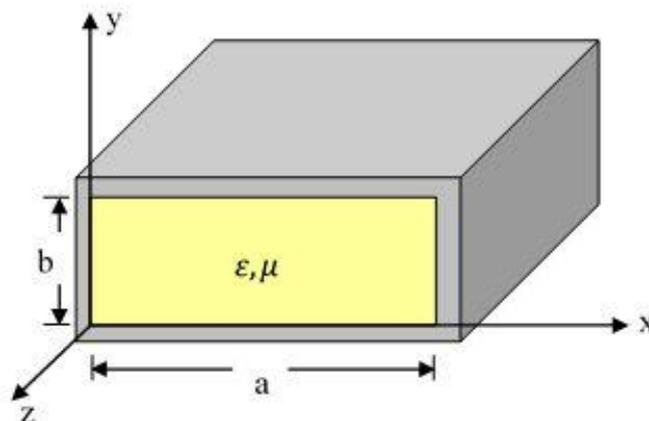
### 1.3 Guides d'ondes rectangulaires métalliques

Le guide d'onde est vu comme une structure ou une enveloppe métallique entourant un diélectrique. Il permet de guider et de propager des ondes électromagnétiques suivant un secteur défini entre conducteurs[7]. Les guides d'ondes sont largement utilisés pour la conception de nombreux dispositifs micro-ondes tels que les filtres, les transformateurs, les adaptateurs, les polariseurs, etc.[8].

Dans le domaine des micro-ondes, les fonctions de guide d'onde sont assurées par des réflexions successives d'une onde sur ses parois conductrices. Le système guidant forme une ligne de transmission permettant ainsi de transporter un signal d'un point à un autre.

Les guides d'ondes sont classés en deux types : homogène et inhomogène tout en ayant une section qui peut être rectangulaire, circulaire, elliptique et avec ou sans diélectrique à l'intérieur [9].

Les guides d'ondes rectangulaires sont très employés dans les domaines de télécommunication, notamment pour transporter des signaux micro-ondes. Ce sont des systèmes de guidage réalisés sous forme de tubes métalliques de section droite et rectangulaire (figure 1.1), dont le principal avantage est leur capacité de supporter des puissances élevées avec des pertes très faibles. Ainsi, un guide d'onde métallique est le mieux adapté pour des applications qui nécessitent des puissances élevées [10].



**Figure 1. 1** Schéma d'un guide d'onde rectangulaire.

### 1.3.1 Propagation dans un guide d'onde rectangulaire

Dans un guide d'onde rectangulaire, la propagation d'une onde électromagnétique obéit aux équations de Maxwell classiques avec des conditions aux limites sur la surface du conducteur ( $E$  est normal aux parois et  $H$  y est tangent). En conséquence, il s'y propage une infinité de modes dont chacun représente une solution pour l'équation de Helmholtz et possède différentes propriétés de propagation [9].

Le calcul de la solution générale de cette propagation se résume à la seule détermination des modes transverses électriques TE ou transverses magnétiques TM sans le mode TEM (contrairement au guide à plaques parallèles puisqu'un seul conducteur est présent).

### 1.3.2 Composantes des champs électrique et magnétique

On considère un guide d'onde métallique à section rectangulaire, de dimensions  $a \times b$  (fig. 1.1) dont les parois sont des conducteurs parfaits et où l'intérieur est rempli d'un diélectrique caractérisé par la constante diélectrique  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$ .

Les ondes TE et TM, se propageant dans ce guide, sont des ondes électromagnétiques pour lesquelles le champ électrique ou le champ magnétique, respectivement, sont normaux à la direction de propagation  $Oz$  définie par l'axe du guide.

### 1.3.3 Fréquence de coupure

Les modes TE et TM ont des largeurs de bande limitées et ne peuvent fonctionner en dessous d'une certaine fréquence dite fréquence de coupure  $f_c$ . Les modes TE et TM possèdent la même constante de propagation, donc la même fréquence de coupure.

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1.13)$$

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1.14)$$

A une certaine fréquence d'opération  $f$ , seuls les modes ayant une fréquence de coupure qui lui est inférieure ( $f_c < f$ ) vont se propager, les autres modes seront fortement atténués. Ce sont les modes *évanescents*. Par conséquent, la pulsation  $\omega$  de l'onde doit être plus grande que la pulsation de coupure ( $\omega > \omega_c$ ).

### 1.3.4 Mode fondamental ou dominant

Le mode TE<sub>10</sub> (ou TE<sub>01</sub> si b>a) est dit « mode fondamental » (ou dominant), car il possède la plus faible fréquence de coupure relativement aux autres. Par un choix judicieux de la fréquence d'opération, il est possible que seul le mode fondamental puisse exister, afin d'assurer le meilleur transfert d'énergie avec une faible dispersion. On opère alors en monomode dont l'avantage consiste en une faible dispersion du signal. Il faut se rappeler que la dispersion est causée entre autres par les différentes vitesses de propagation en fonction de la fréquence. Or, l'énergie d'une composante spectrale répartie sur plusieurs modes a la même conséquence, car chaque mode voyage à une vitesse différente suivant l'axe z (la dispersion intermodale est nulle).

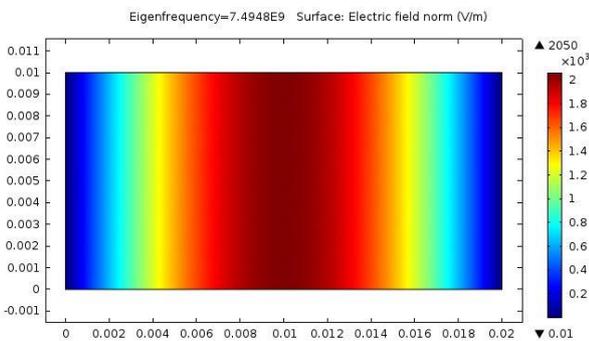
Les différentes composantes des champs électrique et magnétique, pour le mode fondamental TE<sub>10</sub>, sont données par les équations suivantes :

$$E \begin{cases} E_x(x, y, z) = 0 \\ E_y(x, y, z) = -E_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \\ E_z(x, y, z) = 0 \end{cases} \quad (1.15)$$

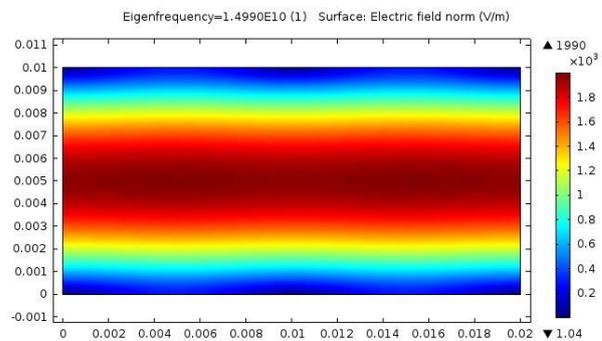
$$H \begin{cases} H_x(x, y, z) = H_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \\ H_y(x, y, z) = 0 \\ H_z(x, y, z) = H_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \end{cases} \quad (1.16)$$

Dans ce cas, seules les composantes du champ  $H_z$ ,  $H_x$  et  $E_y$  sont différentes de zéro. En outre,  $\lambda_c = 2a$ .

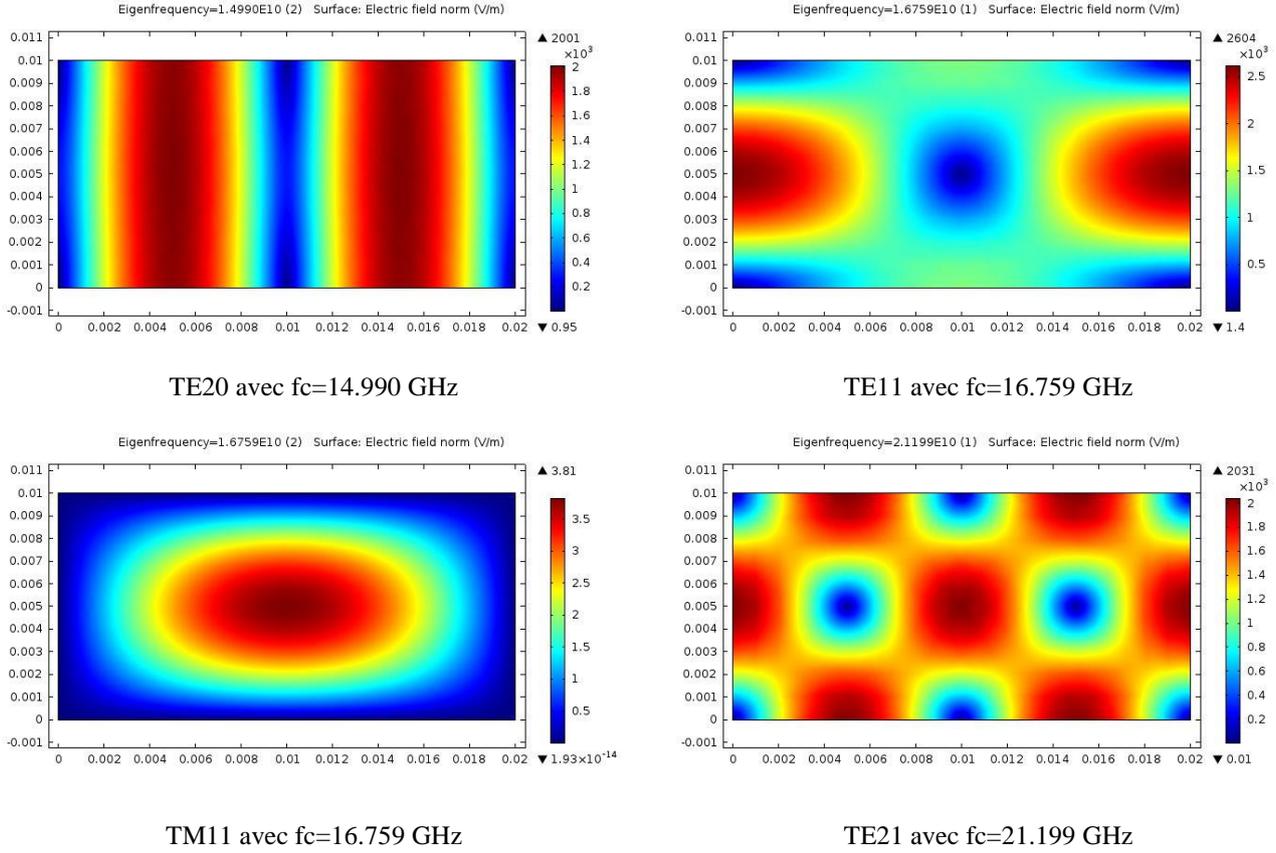
Le logiciel COMSOL Multiphysics permet de présenter les divers modes propres aptes à se propager dans ce guide (fig. 1.1) sous forme de cartographies 2D. Les figures suivantes visualisent les premiers modes :



TE10 avec  $f_c=7.4948$  GHz



TE01 avec  $f_c=14.990$  GHz



**Figure 1. 2** Les premiers modes se propageant dans un guide d'onde

avec leurs fréquences de résonance dans le plan 'XY'.

## 1.4 Guide d'onde à parois périodiques

Les guides d'ondes rectangulaires à parois périodiques présentent des propriétés intéressantes dans un grand nombre d'applications, en domaine de télécommunications. Dans le cas général, les fonctions de base des modes transversaux TE et TM, pour les guides à murs périodiques, sont données par les équations suivantes [11]:

$$\begin{cases} f_{xmn}^{TE}(x, y) = \frac{n/b}{\sqrt{ab}\sqrt{(m/a)^2+(n/b)^2}} e^{-j\frac{2\pi m}{a}x} e^{-j\frac{2\pi n}{b}y} \\ f_{ymn}^{TE}(x, y) = \frac{-m/a}{\sqrt{ab}\sqrt{(m/a)^2+(n/b)^2}} e^{-j\frac{2\pi m}{a}x} e^{-j\frac{2\pi n}{b}y} \end{cases} \quad (1.17)$$

$$\begin{cases} f_{xmn}^{TM}(x, y) = \frac{m/a}{\sqrt{ab}\sqrt{(m/a)^2+(n/b)^2}} e^{-j\frac{2\pi m}{a}x} e^{-j\frac{2\pi n}{b}y} \\ f_{ymn}^{TE}(x, y) = \frac{n/b}{\sqrt{ab}\sqrt{(m/a)^2+(n/b)^2}} e^{-j\frac{2\pi m}{a}x} e^{-j\frac{2\pi n}{b}y} \end{cases} \quad (1.18)$$

Où :

a et b sont les dimensions du guide d'onde ,

m et n sont des entiers

Ces modes TE et TM possèdent une fréquence de coupure identique à celle donnée par l'équation suivante :

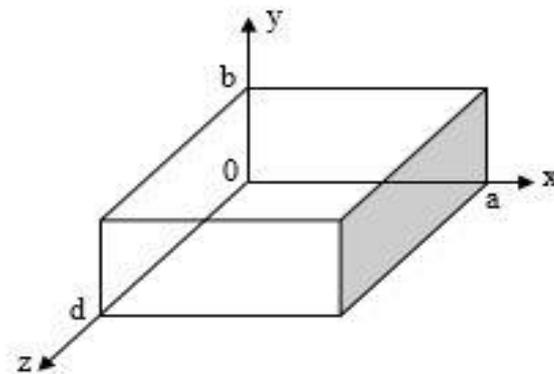
$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2} \quad (1.19)$$

### 1.5 Cavités rectangulaires résonantes

En hyperfréquences, le guide d'onde est ouvert à des pertes de rayonnement. Il devient alors nécessaire de court-circuiter les deux extrémités du guide d'onde rectangulaire ou circulaire par des murs de type électrique (interface avec un conducteur) ou de type magnétique (interface avec un diélectrique). Dans le premier cas, il s'agit d'une cavité résonante métallique et dans le deuxième cas c'est un résonateur diélectrique [12,13].

Dans le cas où les parois sont périodiques, il s'agit d'une cavité résonante à parois périodiques. Elle est susceptible de résonner pour une infinité de fréquences propres correspondant chacune à une configuration du champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité[14].

Par ailleurs, la cavité résonante peut avoir plusieurs formes géométriques. La complexité de l'analyse électromagnétique dépend de la forme de celle-ci. Par conséquent, la cavité rectangulaire, en raison de sa forme géométrique simple, est largement adoptée dans les caractérisations électromagnétiques. La figure (1.3) montre la géométrie d'une cavité rectangulaire : il s'agit d'une section de guide rectangulaire de longueur  $d$ , close aux deux bouts ( $z = 0$  et  $z = d$ ) par des conducteurs.



**Figure 1.3** Cavité résonante rectangulaire.

L'étude des conditions de résonance de la cavité permet de définir ses paramètres principaux dits paramètres de résonance. Ces paramètres sont les différents modes propres qui peuvent être propagés ainsi que les fréquences de coupures de cette dernière.

Dans ce qui suit, les composantes du champ électromagnétique et la fréquence de résonance vont être calculés, en supposant que la cavité est sans pertes. On n'aura pas à répéter les mêmes calculs du fait que la cavité soit un guide d'onde court-circuité aux deux bouts.

### 1.5.1 Modes de résonance

Soient les ondes TE ou TM qui se propagent dans le guide rectangulaire vers les  $z$  positifs à une fréquence  $f$ . Dans l'absence de pertes, les composantes du champ électromagnétique dépendent de  $z$  par l'intermédiaire d'un terme  $e^{-j\beta z}$ . Dans une cavité, l'addition des parois aux extrémités (en  $z=0$  et  $z=d$ ) introduit la réflexion sur les deux plaques d'une onde réfléchie dont les composantes dépendent de  $z$  pour que cette onde devient stationnaire [15].

Ainsi, les modes de cavité se déduisent des modes du guide par l'application des conditions aux limites additionnelles ( $E_T=0$  et  $H_z=0$ ), dans la 3ème dimension  $d$ , qui doivent être naturellement respectées pour  $E_T$  et  $H_z$  variant en  $\sin\beta d$ , ce qui conduit à  $\beta d = p\pi$  ( $p$  est un nombre entier positif). On peut dire qu'un mode de guide d'onde rectangulaire est caractérisé par un couple de nombres entiers positifs ( $m, n$ ) reliés au couple des dimensions ( $L_X, L_Y$ ) alors qu'un mode de cavité est identifié par un triplet d'entiers positifs ( $m, n, p$ ) associé au triplet des dimensions ( $L_X, L_Y, L_Z$ ) caractérisé par les fréquences de résonance  $f_{mnp}$  [16].

Les expressions des champs électromagnétiques, dans cette cavité, sont alors définies par :

Pour les modes  $TM_{mnp}$

$$E \begin{cases} E_x(x, y, z) = -2E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d} \\ E_y(x, y, z) = -2E_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d} \\ E_z(x, y, z) = 2E_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d} \end{cases} \quad (1.20)$$

$$H \begin{cases} H_x(x, y, z) = 2E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d} \\ H_y(x, y, z) = -2E_0 \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d} \\ H_z(x, y, z) = 0 \end{cases} \quad (1.21)$$

Pour les modes  $TE_{mnp}$

$$E \begin{cases} E_x(x, y, z) = -2jH_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d} \\ E_y(x, y, z) = 2jH_0 \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d} \\ E_z(x, y, z) = 0 \end{cases} \quad (1.22)$$

$$H \begin{cases} H_x(x, y, z) = -2jH_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d} \\ H_y(x, y, z) = -2jH_0 \frac{\gamma}{k_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d} \\ H_z(x, y, z) = -2jH_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d} \end{cases} \quad (1.23)$$

Avec  $p$  un nombre entier supérieur ou égal à 1.

Pour les modes  $TE_{mnp}$  :  $m+n \neq 0$  et  $p \neq 0$  ; pour les modes  $TM_{mnp}$  :  $m.n \neq 0$  et  $p \geq 0$ .

### 1.5.2 Fréquence de résonance

Chaque mode de propagation a une fréquence de résonance spécifique qui dépend du matériau qui compose la cavité et de ses dimensions physiques. Cependant, elles sont souvent accompagnées d'appareillage permettant de changer ces caractéristiques et donc d'ajuster la fréquence dans une certaine mesure.

Dans un système de coordonnées cartésiennes ( $O, X, Y, Z$ ) et pour le cas d'une cavité rectangulaire, les fréquences de résonance sont identiques pour les deux modes TM et TE et sont données par la relation suivante [2] :

$$f_{cmnp} = \frac{k_{cmnp}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (1.24)$$

Avec :  $a, b$  et  $d$  les dimensions de la cavité selon les directions  $x, y$ , et  $z$  respectivement.

La fréquence fondamentale de la cavité rectangulaire métallique est la fréquence la plus basse obtenue, en donnant aux indices  $m, n, p$  les valeurs les plus basses. Ainsi, pour un mode TE on a  $(0, 1, 0)$  si  $a > b$  et  $(0, 1, 1)$  si  $a < b$ , alors que pour un mode TM on a  $(1, 1, 0)$  indifféremment [15, 17].

### 1.5.3 Cavité monomode résonante

La cavité monomode est réalisée par des dimensions bien précises qui ne permettent qu'un seul mode de propagation du champ électromagnétique. Pour déterminer l'intervalle de fonctionnement en mode unique, on considère une cavité rectangulaire métallique de dimensions ( $a=20mm, b=18mm$  et  $d=15mm$ ). Cette cavité est remplie par un diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ . Si on suppose

maintenant que cette cavité est sans pertes, on peut facilement positionner les fréquences de coupures des premiers modes propagés dans la cavité, sur l'axe des fréquences.

Les conditions d'existence des modes TE et TM imposent les contraintes ci-dessous :

- Mode TE :  $m+n \neq 0$  et  $p \neq 0$
- Mode TM :  $m \neq 0$ ,  $n \neq 0$  et  $p \geq 0$ .

Les fréquences de coupures des premiers modes sont données par :

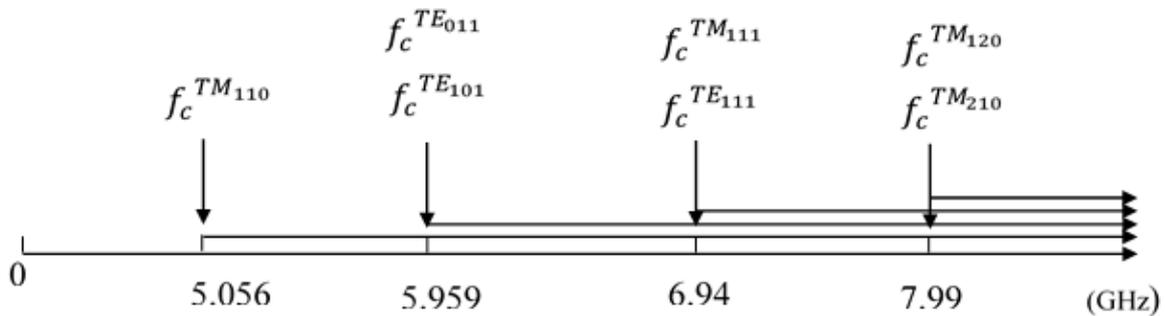
$$f_c^{TE_{101}} = f_c^{TE_{011}} = 5.959 \text{GHz}$$

$$f_c^{TM_{110}} = 5.056 \text{GHz}$$

$$f_c^{TE_{111}} = f_c^{TM_{111}} = 6.94 \text{GHz}$$

$$f_c^{TM_{210}} = f_c^{TM_{120}} = 7.995 \text{GHz}.$$

La figure (1.4) présente le positionnement des fréquences de coupures des premiers modes  $TE_{mnp}$  et  $TM_{mnp}$  sur l'axe des fréquences :



**Figure 1. 4** Fréquences de coupures des premières modes dans une cavité rectangulaire métallique

On constate que le mode fondamental qui se propage dans la cavité rectangulaire est le mode  $TM_{110}$ . Par conséquent, l'intervalle de fonctionnement en mode unique est :

$$\text{IFMU} = ]5.056 \text{ GHz}, 5.959 \text{ GHz}].$$

Le logiciel COMSOL Multiphysics a été utilisé pour présenter les premiers modes propres se propageant dans la cavité rectangulaire, à parois métalliques, sous forme de cartographies 2D (fig.1.5).

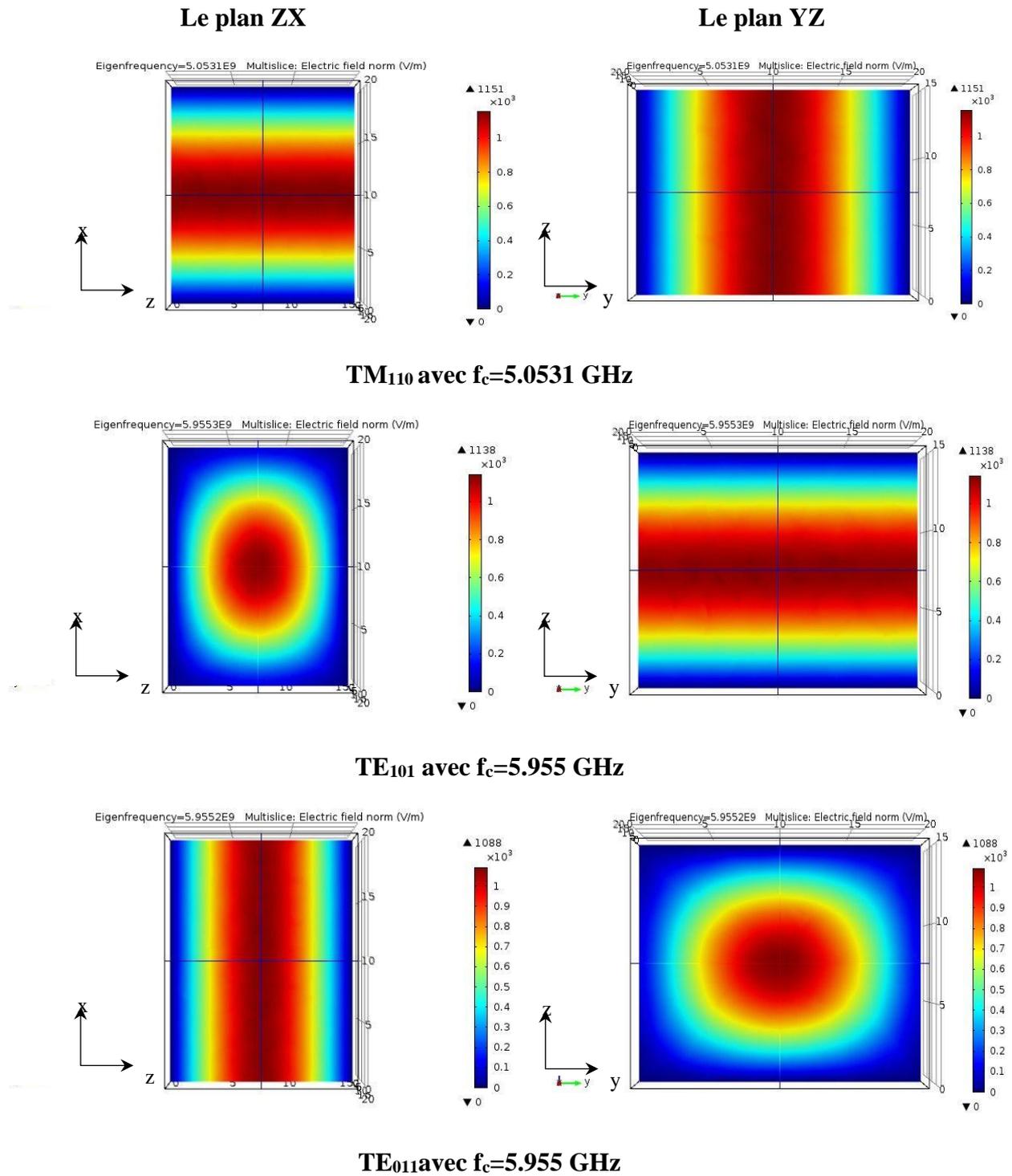


Figure 1. 5 Cartographies 2D des premiers modes propagés dans la cavité résonante.

## 1.6 Filtres

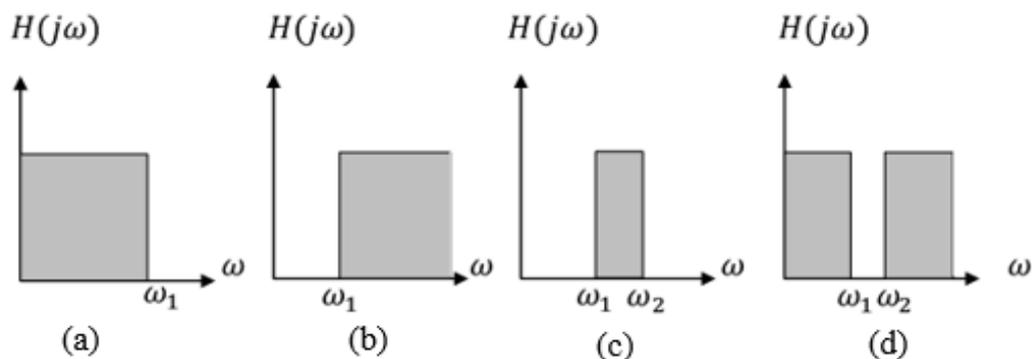
### 1.6.1 Introduction

Les filtres sont des dispositifs qui permettent la transmission de signaux seulement sur une ou plusieurs bandes de fréquences du spectre électromagnétique et de rejeter ces signaux dans le reste de la bande de fréquence [18]. Ils sont aujourd'hui utilisés et intégrés dans pratiquement n'importe quel système de télécommunication tel que la radio, la télévision, le téléphone mobile, les satellites de communication... et les systèmes de traitement du signal comme le multiplexeur, les radars, les chaînes de mesure, les chaînes de transmission... etc.

Un filtre approprié est choisi selon certains critères de conception qui sont : sa nature, sa fréquence de coupure, sa bande passante, sa bande de rejection ou de sélectivité et sa sensibilité à l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique. Par ailleurs, ils sont classés par type de spectre de fréquence de sortie comme étant : passe haut, passe bas, passe bande et coupe bande[19].

Leurs spécifications du spectre des fréquences sont généralement données à partir de la réponse électrique ou du gabarit. Ce dernier renseigne sur le type du filtre et ses caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre[19]. La figure (1.6) présente les réponses idéales des différents types de filtres.

La synthèse d'un filtre consiste à se rapprocher le plus possible des caractéristiques d'un filtre idéal. Ainsi, sa réponse peut être assimilée à différentes fonctions d'approximation satisfaisant au gabarit telles que les fonctions de type Butterworth, Tchebychev ou Elliptique pour les filtres passe-bande[19,20].



**Figure 1. 6** Réponses idéales des différents types des filtres :

(a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe-bande et (d) coupe-bande

## 1.6.2 Méthode de conception des filtres hyperfréquences

Les éléments localisés (R,L,C) sont inadaptés dans le domaine des hautes fréquences, à cause des effets de propagation et des pertes. Les dimensions physiques des circuits ne sont plus négligeables devant la longueur d'onde et leurs paramètres ne varient pas avec la fréquence [21, 22]. Ainsi, dans la gamme des hautes fréquences, les filtres sont réalisés à l'aide d'éléments distribués dont le comportement dépend de la fréquence, tels que les lignes de transmission, les guides d'ondes rectangulaires ou circulaires et les cavités [9].

Ces filtres hyperfréquences peuvent être construits à l'aide de différentes technologies en ayant des configurations géométriques différentes : planaires, volumiques et hybrides [23].

### 1.6.2.1 Filtres volumiques

La technologie volumique est l'une des plus anciennes technologies de réalisation des filtres hyperfréquences et qui reste incontournable aujourd'hui [12]. Les filtres volumiques sont principalement utilisés pour leurs excellentes performances électriques et leur parfaite adaptation aux bandes étroites. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances, ce qui les rend attractifs pour les communications spatiales. Généralement, leurs résonateurs présentent un facteur de qualité à vide très élevé et un grand taux de réjection en hors bande (très sélectifs). De plus, leur réponse présente de faibles pertes[19].

Cependant, les principaux inconvénients des filtres volumiques sont leurs tailles et poids qui sont relativement importants. De ce fait, ils sont encombrants et leur fabrication est lourde, couteuse et complexe à mettre en œuvre. De plus, ils demandent des moyens de réglage spéciaux pour des traitements mécaniques après réalisation[23].

Les technologies volumiques sont basées sur l'utilisation de guides d'ondes rectangulaires ou circulaires, de résonateurs diélectriques ou de cavités métalliques. Ces dispositifs sont les plus adaptés au filtrage à bande étroite pour les signaux de forte puissance.

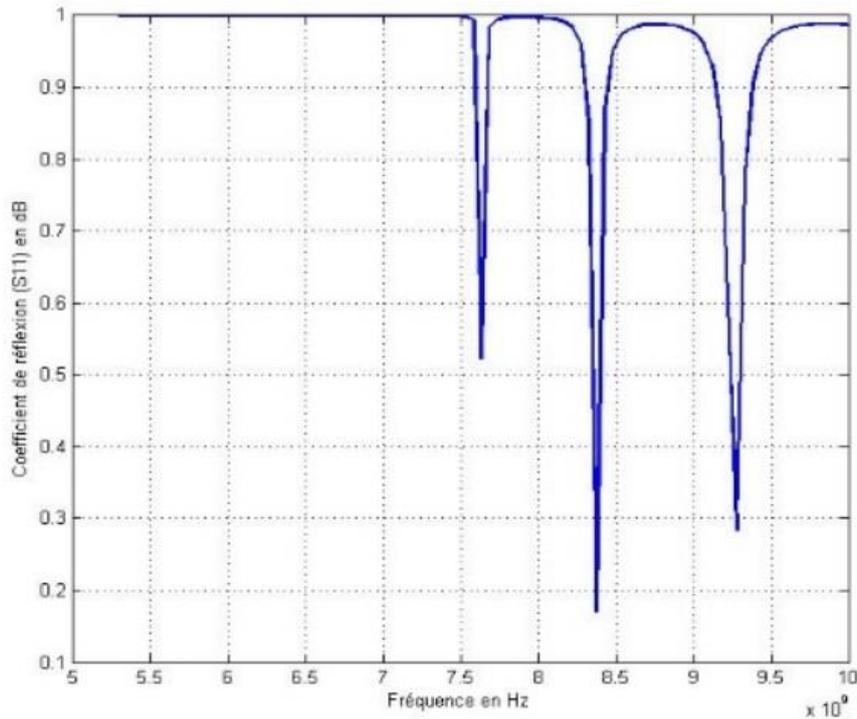
Dans la suite de cette partie, on s'intéresse aux deux principales catégories : les filtres à guide d'onde et les filtres à cavité.

#### 1.6.2.1.1 Filtres à guide d'onde

Le principe de fonctionnement des filtres à guide d'onde repose sur les propriétés des champs électromagnétiques qui se propagent à l'intérieur grâce aux phénomènes de résonance des modes[24]. Les fonctions de base des différents modes existants dans le guide d'onde rectangulaire sont déjà

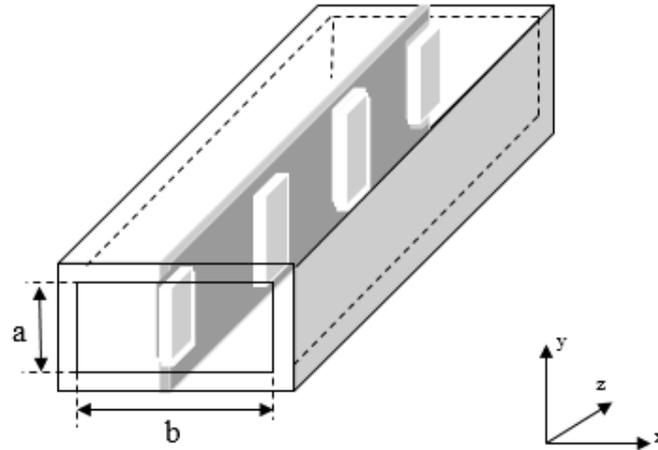
exposées dans la section (1.3.2). Rappelons ici que chaque mode se propage à partir de sa fréquence de coupure (de résonance) qui dépend de la taille du guide. Dans ces conditions, le guide fonctionne comme un filtre pour chaque mode de propagation[25].

La figure (1.7) donne la variation du coefficient de réflexion du guide d'onde en fonction de la fréquence de fonctionnement calculée par l'approche en mode unique.



**Figure 1. 7** Réponse fréquentielle d'un filtre à guide d'onde.

Trois bandes passantes dans l'intervalle de la fréquence de fonctionnement sont bien mises en évidence. Le filtrage est ajustable en fonction des dimensions de la section des guides d'ondes ( $a \times b$ ). De plus, ces dernières années, les inserts métallisés et les fenêtres inductives (les iris) font l'objet d'attentions particulières, pour réaliser des filtres bien ajustés. La structure de filtrage de guide d'onde à inserts métalliques est montrée dans la figure (1.8).



**Figure 1. 8** Filtre à guide d'onde avec insertion métallisé [15].

Les principaux avantages de cette technologie sont la simplicité de réalisation et la capacité à traiter et à supporter des signaux de puissance élevées, avec de faible pertes et un très grand facteur de qualité avide [26]. Cependant, l'inconvénient majeur de ces structures est leur encombrement. Cette technologie est très délicate à réaliser à cause des fonctions de filtrage complexes et de fiabilité des interconnexions à mettre en œuvre[20]et l'incompatibilité d'intégration avec les circuits planaires[27].

#### 1.6.2.1.2 Filtres à cavité

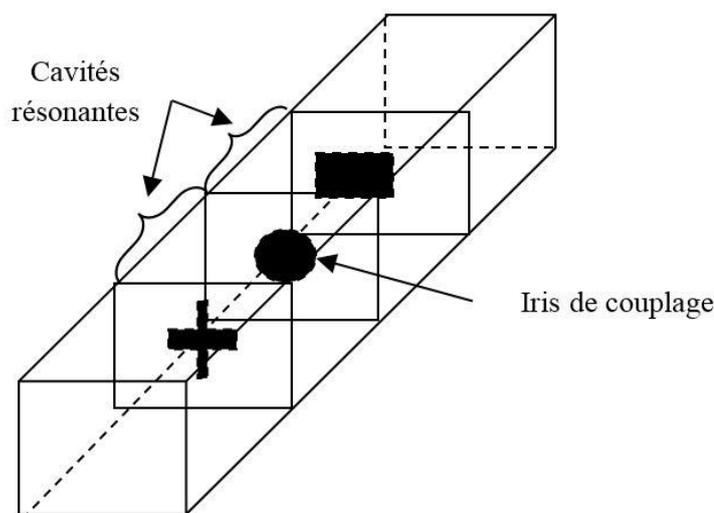
En hyperfréquences, les cavités jouent le rôle de résonateur et peuvent être employées comme des filtres. En 1969, Gérard propose l'ajustement des résonances d'une cavité cylindrique remplie par des Plasma, selon les variations de la densité de ces derniers [28]. Durant les années 1970-1975, les cavités sont constituées à base de guides d'ondes métalliques très volumineux et sont difficilement d'intégrées dans les systèmes de télécommunications modernes. En conséquence, à partir de l'année 2000, les cavités résonantes hyperfréquences ont connu un développement très progressif. En effet, une recherche a été faite sur les matériaux les constituants afin de remplacer les cavités volumineuses à guide d'onde métallique par des structures moins encombrantes et à des performances améliorées. En plus, beaucoup de matériaux diélectriques de permittivité élevée et des structures planaires sont découverts et proposés pour l'amélioration des performances et des caractéristiques des cavités standards.

Les filtres réalisés avec des cavités sont les plus souvent utilisés sur les répéteurs des satellites de télécommunications. Par conséquent, ces filtres sont très puissants et à faible perte d'insertion. Dans le cas des filtres à cavité rectangulaire, le principe de fonctionnement est basé sur les propriétés des

ondes stationnaires. Ces ondes sont induites lorsque le guide d'onde est clos en ses deux extrémités par des murs et conserve le mode fondamental tout le long de la cavité.

Les filtres à cavité résonante sont généralement constitués par des cavités monomodes, bi-modes ou multimodes, réalisées à l'aide de cavités à sections circulaires ou rectangulaires séparées par des iris de couplage. Les iris permettent d'ajuster les fréquences de résonance des cavités et assurent un couplage par champ magnétique réglé selon le positionnement de ces iris et leurs tailles. Ils utilisent aussi des vis de réglages [29]. La figure (1.9) montre un schéma d'un filtre à cavités multimodes couplées par des iris.

Ce type de filtres est parfaitement adapté aux fortes puissances mais il est aussi sensible à la dispersion de fabrication, si bien que souvent des vis de réglages sont utilisées pour ajuster le comportement des champs dans les cavités. Ces vis peuvent également servir à compenser les dérives en température[30].

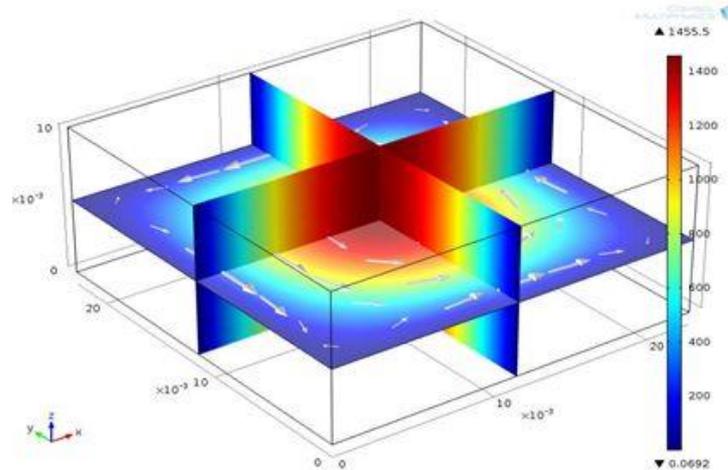


**Figure 1. 9** Cavité rectangulaire couplée par des iris.

Les filtres à cavités rectangulaires acceptent de fortes puissances vu qu'il n'y a pas d'épaisseur d'iris de couplage. De plus, le filtre tout inductif est plus facilement intégrable dans la charge utile et offre un comportement thermique bien meilleur. Le seul handicap à ce type de filtre est l'ajout, en phase de réglage final, de vis afin d'ajuster la réponse fréquentielle[31].

En pratique, les cavités peuvent être métalliques bornées par des murs électriques obtenus par des parois métalliques. On trouve aussi des cavités résonantes dont les parois sont des murs magnétiques (interface avec un diélectrique à haute permittivité) et qui sont des résonateurs diélectriques. Le troisième type de cavités consiste en les cavités à parois périodiques.

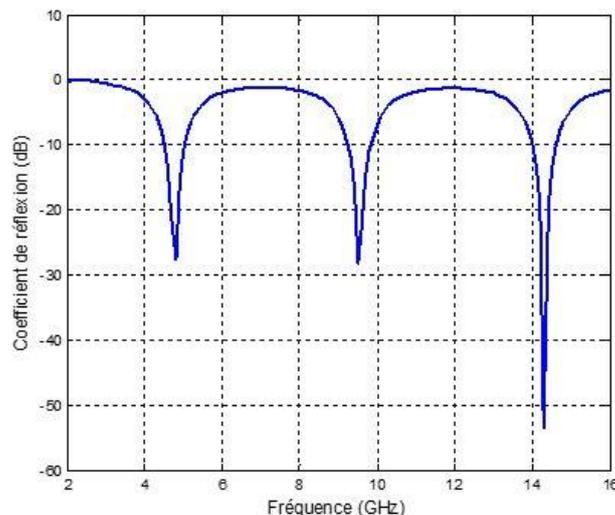
Par sa conception, une cavité monomode ne permet qu'un seul mode de propagation du champ électromagnétique. Ainsi, tous les autres modes sont suffisamment négligés. La cavité métallique monomode, constituée d'un seul bloc de métal, utilise le mode fondamentale  $TE_{101}$  ou  $TE_{011}$  ou  $TM_{110}$ , lui permettant le fonctionnement comme filtre. Une modélisation de la distribution du champ électromagnétique, à l'intérieur de ce type de cavité, est donnée par le logiciel COMSOL Multiphysics et correspond au mode fondamental  $TM_{110}$ (Fig.1.10).



**Figure 1. 10** Distribution du champ électrique pour une cavité rectangulaire à parois métalliques.

Par l'application de l'approche en mode unique, le coefficient de réflexion de cette cavité est simulé et les résultats obtenus sont montrés dans la figure (1.11).

La réponse fréquentielle de la cavité à parois métalliques considérée montre trois bandes passantes dans la gamme de fréquence de fonctionnement utilisée.

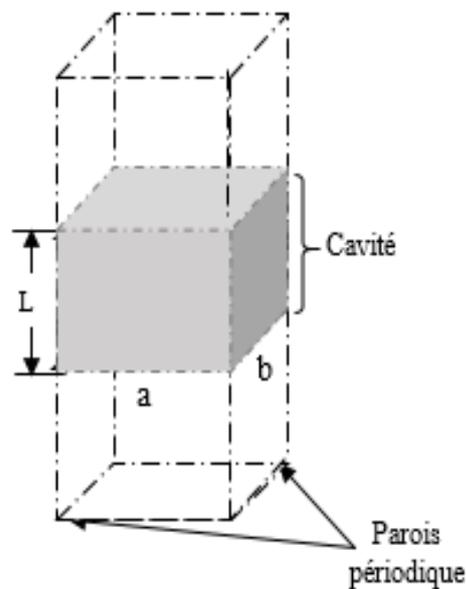


**Figure 1. 11** Coefficient de réflexion d'une cavité à parois métallique.

Les cavités à parois magnétiques (résonateurs diélectriques) sont des cavités constituées de diélectriques à haute impédance, introduits en 1953 par Schlike et caractérisés par un volume relativement grand. Ce type de cavité est remplacé, ces dernières années, par des pièces diélectriques de faibles dimensions[15].

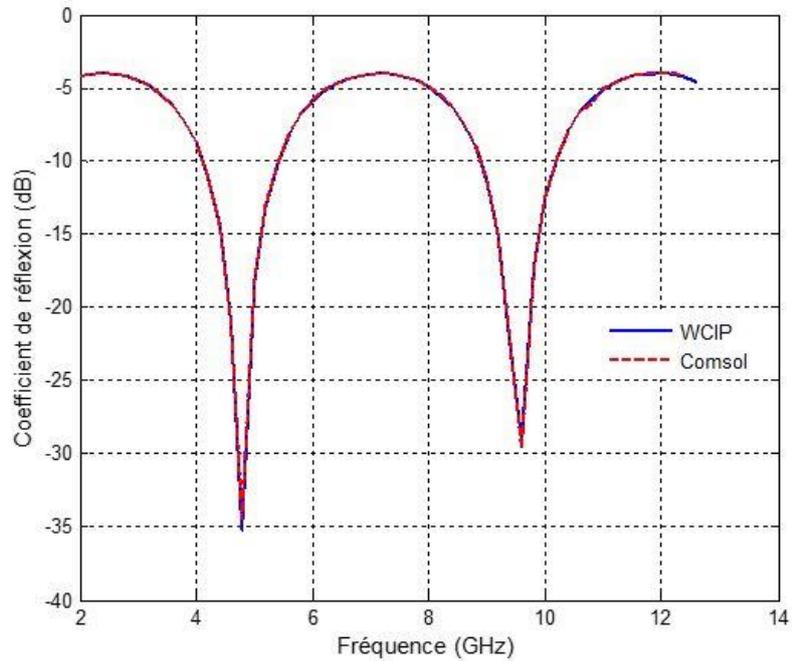
Les cavités à parois métalliques et à parois magnétiques sont insuffisantes avec l'amélioration notable du domaine de télécommunications modernes, ce qui a conduit à l'émergence d'un autre type de cavités : les cavités à parois périodiques. Ces dernières sont constituées de structures de nature périodique telle que les surfaces sélectives en fréquence, très utilisées dans le cadre d'applications multi-bandes. Des études récentes sont effectuées sur les cavités à FSS dans le but d'améliorer les différentes caractéristiques des cavités. En 2005, Mercier a étudié les structures composées par empilement de surfaces résonantes (FSS), dans le but d'augmenter le facteur de qualité des cavités sans pertes et avec pertes [32] et Wei a proposé une nouvelle FSS de petite taille, basée sur la cavité à parois hybrides [33, 34]. Cette structure montre une bonne sélectivité à hautes fréquences, avec une bande passante plus large.

Une application de l'approche en mode unique, sur les cavités à parois périodiques (FSS), a été considérée dans cette partie. La structure à modéliser présente une cavité rectangulaire de dimensions ( $a=20mm$ ,  $b=20mm$ ,  $L=15mm$ ). La cavité est remplie d'un diélectrique de permittivité  $\epsilon_r = 4.4$  (fig. 1.12).



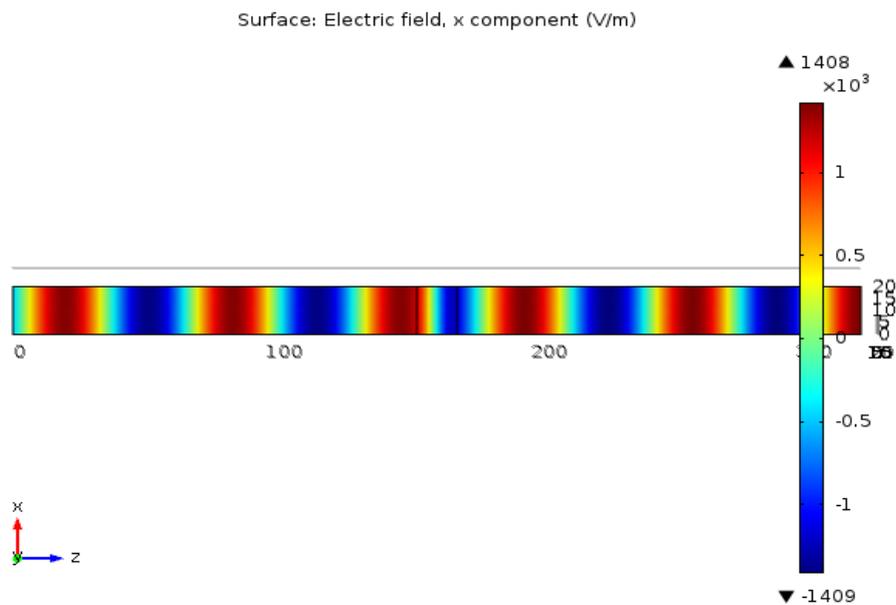
**Figure 1. 12** Filtre à cavité résonante et à parois périodiques.

La réponse fréquentielle de cette cavité est déterminée par la méthode WCIP et par COMSOL Multiphysics (fig. 1.13).

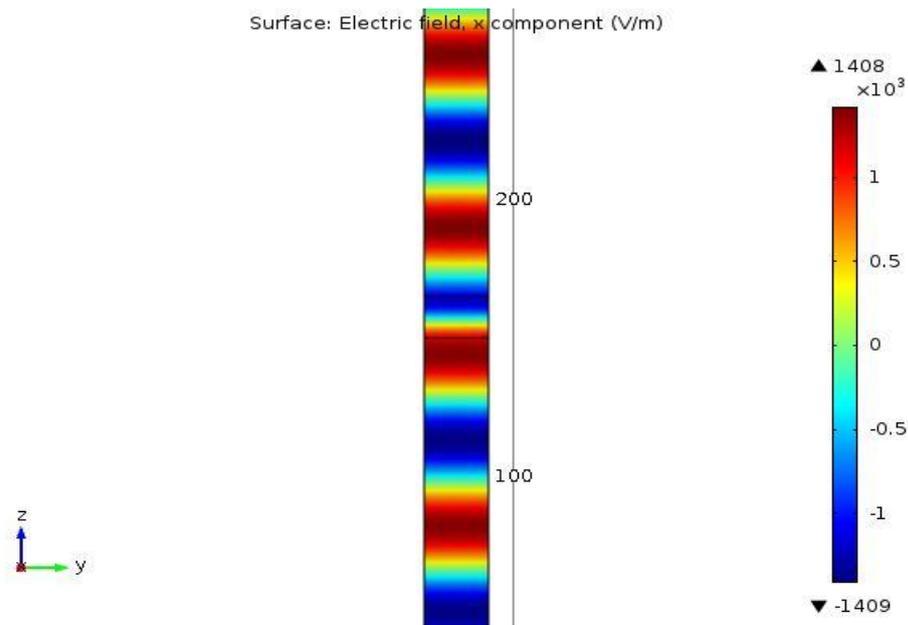


**Figure 1. 13** Coefficient de réflexion pour une cavité à parois périodiques.

La cavité présente deux résonances : une autour de 4.8GHz et une autre autour de 9.6GHz. La figure (1.14) montre la distribution du champ électrique dans la cavité,dans les plans XZ et YZ,à la première fréquence de résonance lorsque la structure est excitée par une onde plane d'incidence normale.



(a) Plan XZ.



(b) Plan YZ

**Figure 1. 14** Distribution du champ électromagnétique  $E_x$  dans la cavité à parois périodiques.

### 1.6.2.2 Filtres planaires

Comme décrit précédemment, l'encombrement, le volume et le coût élevé des technologies volumiques a conduit à rechercher des solutions hyperfréquences faibles coûts toujours plus performantes et de taille réduite. C'est pour ces raisons que les technologies planaires y répondent favorablement. Les filtres planaires sont très intéressants pour leurs : faible encombrement, faible coût de réalisation, faibles poids et dimensions et leur facilité d'intégration dans les circuits actifs. Ils permettent la réalisation complète d'un système micro-ondes sur le même substrat [31]. Cependant, les points faibles des filtres planaires sont les pertes diélectriques importantes et leurs faible facteur de qualité à vide qui conduit à une forte sélectivité[31].

Les filtres planaires sont souvent réalisés à l'aide d'une couche de diélectrique appelée substrat, sur laquelle de fines couches métalliques (motifs) sont gravées sur l'une ou les deux faces du substrat [24]. Ces formes métallisées sont considérées comme un résonateur avec une longueur proportionnelle à la longueur de l'onde et à la fréquence de travail.

#### 1.6.2.2.1 Filtres à rubans métalliques

Une grande variété de formes de résonateurs planaires a été développée : micro-ruban, coplanaire, triplaque (fig. 1.15). Ces trois technologies dites classiques présentent des performances électriques convenables et sont généralement implémentées pour des applications beaucoup plus de filtre à bande

étroite que les filtres à bande élargie. Plus de détails sur la conception classique des filtres planaires sont accessibles dans la littérature [19, 24, 25, 27, 34, 35]. D'autres types de filtres planaires existent : les filtres à éléments localisés, à résonateurs linéiques et à résonateurs non linéiques (fig. 1.16 à 1.18)[22].

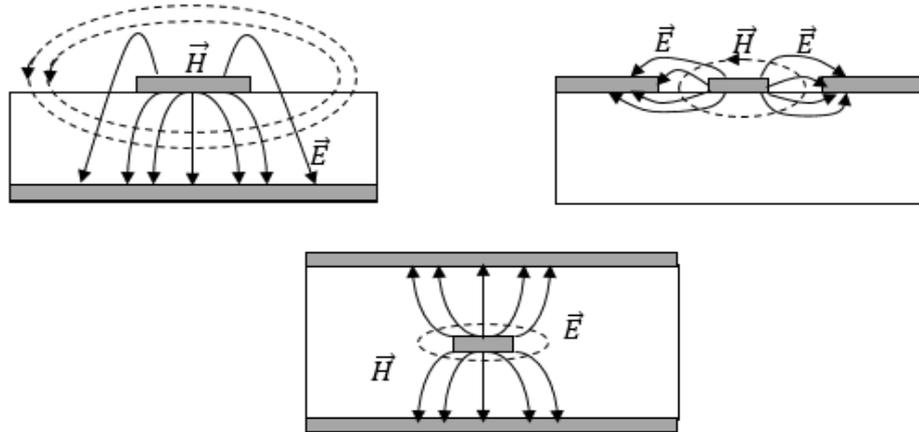


Figure 1.15 Filtres à résonateurs micro-rubans.



Figure 1.16 Filtres à éléments localisés.

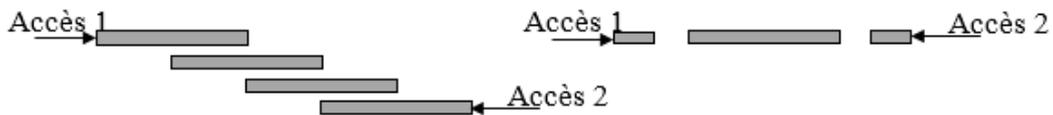
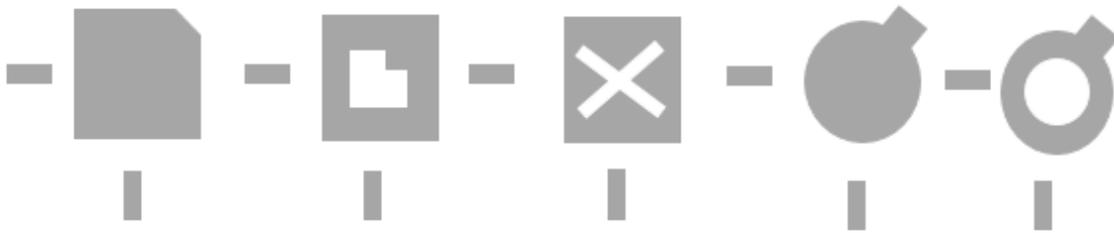


Figure 1.17 Filtres à résonateurs linéiques.



**Figure 1. 18** Filtres à résonateurs non linéiques.

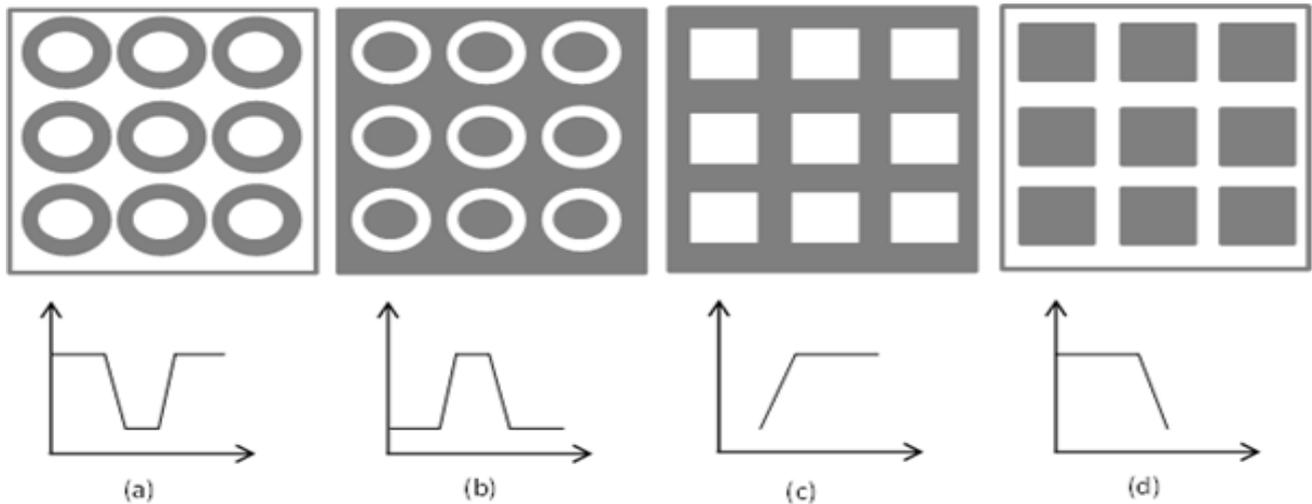
#### 1.6.2.2.2 Filtre à Surfaces sélectives en fréquence

Il reste une autre catégorie de filtres planaires très utilisée depuis quelques décennies, il s'agit des filtres à surface sélective en fréquence (Frequency Selective Surface FSS). Ce sont des structures planaires périodiques qui ont une variété d'applications importantes en génie électromagnétique et en technologies modernes. Couramment utilisées comme des filtres spatiaux pour micro-ondes et signaux optiques [36], elles peuvent être conçues pour donner les quatre réponses spectrales standards (filtre passe bas, filtre passe haut, filtre passe bande et filtre coupe bande). Aussi, elles sont un élément très intéressant dans la conception de systèmes multifréquences.

Une Surface Sélective en Fréquence (FSS) est généralement constituée soit d'un plan métallique perforé périodiquement avec des ouvertures (FSS inductive), soit d'un réseau périodique de motifs métalliques imprimés sur un substrat (FSS capacitive) [37]. Ces surfaces présentent une réflexion ou une transmission pour les ouvertures et les motifs, respectivement. Dans le premier cas, les FSS fonctionnent comme un filtre passe bande et dans le second, comme un filtre coupe bande [38]. Les deux cas peuvent être représentés par des périodicités d'éléments électroniques capacitifs ou inductifs dont les caractéristiques de la réponse en fréquence dépendent de la forme, des dimensions et de la périodicité des éléments.

En multicouches, les FSS sont utilisées avec des diélectriques et /ou avec d'autres surfaces sélectives en fréquence.

Généralement, les FSS sont classées en deux groupes : les FSS à motifs gravés et les FSS à grilles. A chacune d'elles correspond une réponse en fréquence spécifique et qui est illustrée sur la figure (1.19).



**Figure 1.19** Différentes classes des FSS.

La première structure (a), composée d’anneaux métalliques, se comporte comme un filtre stop-bande. La deuxième FSS (b) est une grille métallique pourvue d’anneaux déconnectés, la réponse en fréquence est un filtre passe-bande. Les FSS (c) et (d) sont également deux structures duales. Elles offrent le comportement d’une grille métallique caractérisée par un filtre passe-haut. La dernière est une grille métallique pourvue de patches déconnectés, la réponse en fréquence est un filtre passe-bas[32].

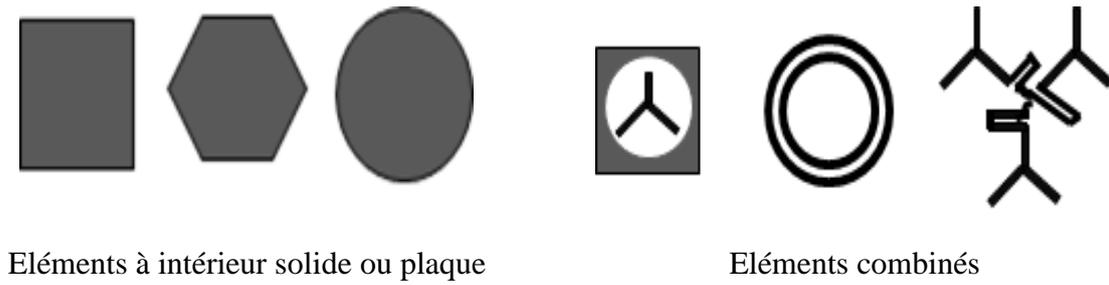
Il y a une infinité de motifs et de combinaisons de motifs possibles. Même si les motifs dipôles et croix de Jérusalem sont les plus connus, les motifs carrés, les tripôles sont également très courants. La Figure (1.20) montre les quatre types de base des nouvelles FSS apparaissant toujours avec des déclinaisons possibles en boucles, en motifs plein ou en superposition de plusieurs éléments de même type.

L’association de plusieurs motifs a pour avantage d’avoir une réponse particulière de la structure. Par exemple, la combinaison de deux ou trois anneaux métalliques permet d’avoir plusieurs résonances ainsi qu’une ou plusieurs bandes passantes, à l’intérieur de la résonance coupe-bande du motif anneau seul [39],[40].



Eléments connectés au centre ou N-pôles

Eléments en boucle

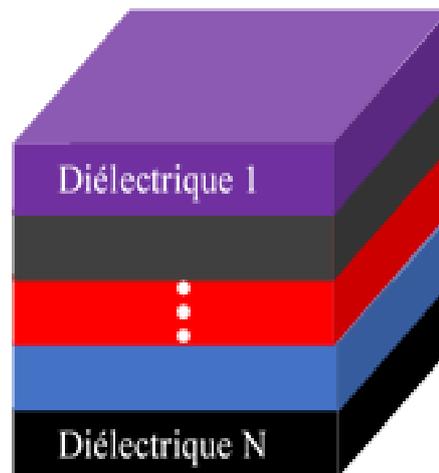


**Figure 1. 20** Quelques exemples d'éléments FSS.

Il existe d'autres structures planaires qui permettent d'améliorer les performances des filtres planaires. On présente dans ce qui suit, cette structure qui a subi d'importantes évolutions technologiques ces dernières années : la technologie multicouche.

### 1.6.2.2.3 Technologie multicouche

Les technologies multicouches sont développées par les filières technologiques d'intégration multi-niveaux pour des améliorations ou des évolutions de configurations purement planaires. Leur principe de fabrication est basé sur un procédé planaire composé d'un matériau constitué de  $N$  couches disposées les unes sur les autres, afin d'avoir un nouveau matériau présentant des propriétés uniques dans lesquelles des motifs conducteurs sont gravés par diverses méthodes[14, 24, 35]. Cet aspect multicouche offre de nombreuses possibilités d'intégration en trois dimensions et d'amélioration des performances des filtres planaires classiques. La figure (1.21) donne un exemple d'un substrat multicouche.



**Figure 1. 21** Substrat multicouches.

De nos jours, ce type de technologie tient un rôle important, notamment grâce à des multi-niveaux de métallisation ayant permis d'élargir la bande de filtrage et la gamme de couplage, d'augmenter la flexibilité de conception de la technologie planaire classique (micro-ruban) et de réaliser différentes fonctions à l'intérieur d'un substrat. Cependant, il faut noter que l'utilisation des multi-niveaux de métallisation et de diélectriques ne permet toujours pas d'améliorer les performances électriques et apporte des difficultés, quant à la réalisation avec notamment des problèmes.

### 1.6.2.3 Filtres hybrides

Les technologies planaires présentent un avantage important en raison de leur compacité et cout de réalisation sauf que, malheureusement, elles conduisent à des facteurs de qualité et de performance électrique faibles. Cependant, les technologies volumiques, bien que encombrantes et lourdes, restent indispensables dans les cas à fortes puissances. Les technologies planaires, quant à elles, sont largement utilisées pour les autres systèmes. Pour trouver un filtre utilisant les performances des deux technologies, il faut développer une nouvelle technique de guide d'ondes ou de cavité résonante utilisant des modes de propagation volumiques au sein d'un substrat. C'est la technologie hybride ou quasi-planaire.

Parmi ces filtres, on trouve le filtre SIW (Substrate Integtrate Waveguide) dont le principe est réalisé par un guide d'onde volumique dans un substrat planaire (fig. 1.22).

Cependant, cette technologie présente des inconvénients dont l'encombrement est le plus important. Le grand nombre de perçages pour réaliser les via peut aussi représenter un cout supplémentaire.



Figure 1. 22 Filtre SIW [35].

## 1.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les principaux concepts ainsi que les différents types de filtres existants : filtres à rubans métalliques, filtres à guide d'onde rectangulaire à parois métalliques, filtres à cavité

rectangulaire à parois métalliques et filtres à surfaces sélectives en fréquences. Les performances des filtres volumiques comme les filtres à guide d'onde et à cavité sont excellentes mais ils sont encombrants et leur fabrication est lourde à mettre en œuvre. Pour la filière planaire, malgré leur encombrement, elle a une grande facilité d'intégration dans les systèmes. En conséquence, des technologies hybrides ont été développées pour allier les performances des uns avec l'intégrabilité des autres. Ainsi, la recherche de nouvelles structures, de nouveaux matériaux et de nouvelles technologies présente un grand intérêt afin de réaliser des filtres avec de bonnes performances et de faibles dimensions.

## **Chapitre 2**

# **Méthode itérative en onde transverse (WCIP)**

## 2.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, diverses méthodes de résolution aussi bien analytiques que numériques ont été utilisées pour déterminer les caractéristiques de transmission et de réflexion d'une structure planaire utilisée comme filtre en fréquence. Dans tous les domaines de l'ingénierie électromagnétique et hyperfréquences, les méthodes de simulations numériques empoignent une plus grande importance relativement aux méthodes analytiques, en particulier pour la résolution du problème de la diffraction des ondes électromagnétiques. Dans le domaine des hyperfréquences, on peut citer les méthodes numériques suivantes :

- La méthode des Moments (MoM - Moments Method)
- La méthode des éléments finis (FEM- Finite Element Method)
- La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD - Finite Difference Time Domain).

Toutes ces méthodes numériques sont décrites et discutées dans de nombreux ouvrages. Elles sont limitées dans leurs applications et nécessitent un temps de calcul considérable et un espace mémoire assez important, si la structure à caractériser comporte beaucoup d'éléments. De plus, elles sont difficiles à adapter avec la complexité du circuit et ne possèdent pas l'aspect périodique. Cela a contraint les chercheurs à développer des méthodes d'analyse beaucoup plus précises. Parmi ces méthodes, on cite une méthode basée sur les équations intégrales, connue sous le nom de « méthode itérative en onde transverse ». Cette méthode s'articule sur le concept d'onde (W.C.I.P : Wave Concept Iterative Procedure).

Par ailleurs, la majorité des recherches sur le développement de structures planaires a adopté les outils ou les logiciels de simulation à base des méthodes numériques permettant des réductions considérables de coûts, de temps et de ressources en évitant des tests expérimentaux inutiles et onéreux.

Dans ce chapitre, on présente le principe fondamental de la méthode WCIP, puis une application faite sur une FSS monocouche et enfin sur une FSS multicouches. Les résultats obtenus sont confrontés aux résultats du logiciel commercial COMSOL Multiphysics.

## 2.2 Méthode itérative en onde transverse (WCIP)

### 2.2.1 Rappel

La méthode itérative en onde transverse est connue dans la littérature sous le nom de WCIP (Wave Concept iterative Process). Cette méthode a été introduite en 1995 par le Professeur Emérite Henri Baudrand du Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie, Université Paul Sabatier de Toulouse, pour l'étude des problèmes de diffraction électromagnétiques bidimensionnels [41]. La méthode WCIP fut développée durant les deux dernières décennies par plusieurs chercheurs proches du Professeur Henri Baudrand. En même temps, plusieurs chercheurs travaillant indépendamment de ce groupe se sont inspirés des travaux déjà publiés et ont choisi la méthode WCIP pour résoudre les problèmes électromagnétiques rencontrés.

La méthode WCIP se présente comme une ressource potentielle dans la caractérisation des structures planaires simples [42] ou multicouches [36, 43-45]. La résolution de problème de diffraction électromagnétique [46, 47] et dans les applications sur les antennes [48]. Cette méthode repose sur la manipulation des ondes incidentes et réfléchies au lieu des champs électrique et magnétique. Elle fait appel à la transformée de Fourier Rapide en Mode (FMT) et sa transformation inverse ( $FMT^{-1}$ ), pour faire la transition entre le domaine spatial et le domaine modal respectivement. Ces transformations accotent les avantages de la WCIP et permettent la facilité de mise en œuvre et la rapidité d'exécution. De plus, la convergence est assurée indépendamment de la complexité du circuit [42].

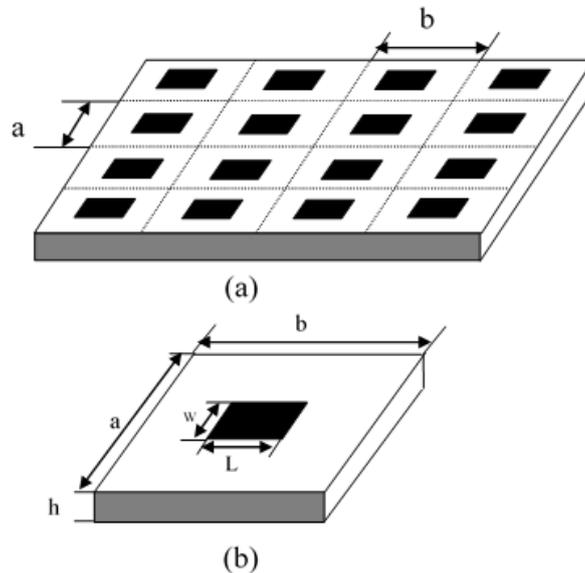
### 2.2.2 Théorie de la méthode WCIP

La méthode itérative en onde WCIP est une méthode très efficace, basée sur le concept d'onde transverse et sur la collecte d'informations au niveau de l'interface  $\Omega$ , dont la particularité est l'utilisation du milieu spatial et du milieu spectral de façon récurrente [46, 49]. La méthode WCIP ramène l'analyse d'une structure FSS à celle d'une seule cellule élémentaire ; cela conduit à une réduction significative en termes de temps de calcul et d'espace mémoire.

La figure (2.1(a)) représente une structure planaire périodique (FSS). Les lignes en pointillés sont les parois périodiques hypothétiques limitant les cellules unitaires adjacentes. La cellule élémentaire est représentée dans la figure (2.1(b)).

Le principe de cette méthode simple et efficace est de mettre en relation les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans les milieux autour des discontinuités. La réflexion est exprimée dans le domaine

modal et la diffraction dans le domaine spatial. La figure (2.2) montre le principe de cette méthode [49].



**Figure 2. 1** Représentation schématique d'une FSS :  
 (a) Structure périodique plane (FSS)  
 (b) Une cellule élémentaire.

La méthode WCIP traite successivement les équations de propagation dans une représentation intégrale et avec les conditions aux limites. Le basculement entre ces deux écritures est spécifique de la méthode itérative en onde transverse, contrairement aux autres méthodes qui traitent, en général, simultanément les équations et les conditions aux limites[50].

L'analyse à l'aide de la méthode WCIP est effectuée en passant par deux étapes importantes répétées itérativement jusqu'à ce que la convergence soit atteinte. La première étape comprend la diffraction de l'onde incidente normale à l'interface ( $A_1$  et  $A_2$ ), caractérisée par la présence du patch métallique dans le domaine spatial. La deuxième étape présente la réflexion des ondes diffractées ( $B_1$  et  $B_2$ ) à partir de l'extrémité de fermeture de la boîte, dans laquelle la cellule unitaire peut être hypothétiquement contenue.

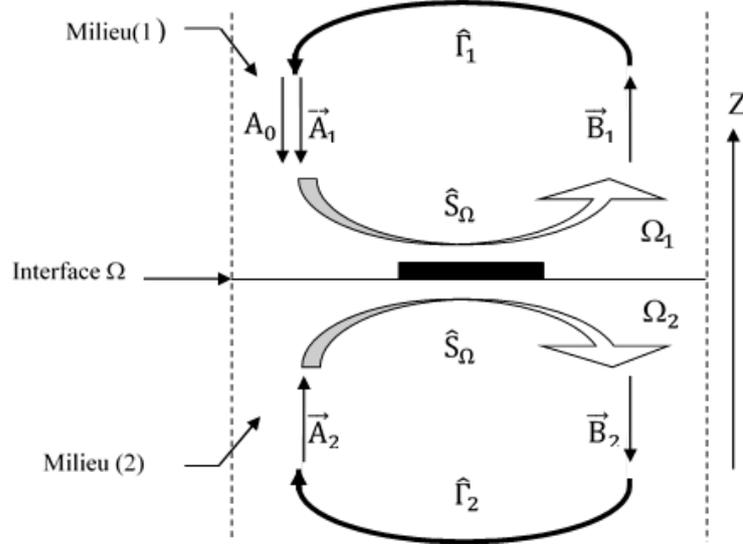


Figure 2. 2 Principe de la méthode WCIP.

Après la  $k^{\text{ième}}$  itération, l'onde résultante sur la surface  $S$  est définie comme la somme de toutes les ondes incidentes et réfléchies. Si une partie de la puissance est absorbée à chaque itération, ce procédé converge et les sommes des ondes incidentes et diffractées  $A$  et  $B$  peuvent être déterminées.

### 2.2.3 Relation entre le champ et les ondes

Le concept d'onde de la méthode WCIP est introduit en exprimant les grandeurs électromagnétiques : champ électrique et champ magnétique, au moyen d'ondes incidentes  $A_i$  et d'ondes réfléchies  $B_i$  à l'interface ( $\Omega$ ) et à l'aide de l'équation 2.1 [51].

$$\begin{cases} \vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_{Ti} + Z_{0i} (\vec{H}_{Ti} \wedge \vec{n})) \\ \vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_{Ti} - Z_{0i} (\vec{H}_{Ti} \wedge \vec{n})) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec  $Z_{0i}$  l'impédance caractéristique du milieu  $i$  ( $i=1, 2$ ) donnée par :

$$Z_{0i} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_{ri}}} \quad (2.2)$$

Cependant, on utilise généralement une densité de courant surfacique  $J$  au lieu de l'intensité du vecteur champ magnétique  $\vec{H}$  qui est définie par[52] :

$$\vec{J}_{Ti} = \vec{H}_{Ti} \wedge \vec{n} \quad (2.3)$$

$n$  étant le vecteur normale à l'interface.

En substituant l'équation (2.3) dans (2.1), on obtient :

$$\begin{cases} \vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{oi}}}(\vec{E}_{Ti} + Z_{oi}\vec{J}_{Ti}) \\ \vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{oi}}}(\vec{E}_{Ti} - Z_{oi}\vec{J}_{Ti}) \end{cases} \quad (2.4)$$

Ainsi, à partir des relations (2.4), les champs électriques et magnétiques tangentiels peuvent être calculés en fonction des ondes incidentes et réfléchies [53] :

$$\begin{cases} \vec{E}_i = \sqrt{Z_{oi}}(\vec{A}_i + \vec{B}_i) \\ \vec{J}_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{oi}}}(\vec{A}_i - \vec{B}_i) \end{cases} \quad (2.5)$$

Les valeurs de  $E$  et  $J$  tangentiels sont déterminées à la surface de la structure. Les paramètres tels que la fréquence de résonance et l'impédance peuvent être calculés, caractérisant ainsi la structure.

Dans la méthode WCIP, deux opérateurs relatifs aux ondes incidentes et diffractées, dans le domaine spatial et dans le domaine spectral respectivement, régissent la procédure itérative. Ces deux opérateurs sont l'opérateur de diffraction  $\hat{S}_\Omega$  et l'opérateur de réflexion  $\hat{\Gamma}$ . Mathématiquement, nous avons [42] :

$$\begin{cases} [\vec{B}] = [\hat{S}_\Omega][\vec{A}] \\ [\vec{A}] = [\hat{\Gamma}][\vec{B}] + [\vec{A}_0] \end{cases} \quad (2.6)$$

$\hat{S}_\Omega$ : Opérateur de diffraction défini dans le domaine spatial.

$\hat{\Gamma}$ : Opérateur de réflexion défini dans le domaine modal.

$\vec{A}_0$ : Onde plane incidente sur l'interface  $\Omega$ .

#### 2.2.4 Détermination de l'opérateur de diffraction $\hat{S}_\Omega$

L'opérateur de diffraction  $\hat{S}_\Omega$  définit la relation entre les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans le domaine spatial. Il traduit les conditions aux limites et les conditions de continuité sur les différents domaines constituant l'interface de discontinuité ( $\Omega$ ) de la structure. Dans ce sens, les échelons d'Heaviside,  $H_m$  et  $H_d$  sont introduits comme deux opérateurs relatifs aux deux sous-domaines (le métal et le diélectrique), pour bien définir la matrice de diffraction globale de la structure plane en sachant que :

$$H_m = \begin{cases} 1 & \text{sur le métal} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$H_d = \begin{cases} 1 & \text{sur le diélectrique} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.8)$$

Et pour bien décrire le circuit dans le domaine spatial, généralement métal ou diélectrique, domaine dans lequel s'écrivent les conditions aux limites, la forme intégrale des équations est pixellisée de manière homogène[54].

#### 2.2.4.1 Opérateur de diffraction $\widehat{S}_M$ dans le domaine métallique

Puisque, sur le métal il n'y a pas de champ électrique, les conditions aux limites dans le domaine du métal sont données par [55] :

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_2 = \vec{0} \quad (2.9)$$

En substituant l'équation (2.9) dans (2.5) on obtient :

$$\sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) = \vec{0} \quad (2.10)$$

Ce qui permet d'en déduire que :

$$\begin{cases} \vec{B}_1 = -\vec{A}_1 \\ \vec{B}_2 = -\vec{A}_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Ainsi, l'opérateur de diffraction du domaine métallique  $\widehat{S}_M$  peut-être exprimé en termes d'échelons d'Heaviside du métal  $H_M$  par :

$$[\widehat{S}_M] = \begin{bmatrix} -H_M & 0 \\ 0 & -H_M \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

#### 2.2.4.2 Opérateur de diffraction $\widehat{S}_D$ dans le domaine diélectrique

A l'interface, les conditions de continuité et les conditions aux limites, sur le domaine diélectrique, impliquent que les champs électriques transverses sur les deux côtés de l'interface  $\vec{E}_1$  et  $\vec{E}_2$  doivent être égaux et que la densité du courant électrique totale  $\vec{J}_{tot}$  doit être égale à zéro, d'où la relation [55] :

$$\begin{cases} \vec{J}_{tot} = \vec{J}_1 + \vec{J}_2 = \vec{0} \\ \vec{E}_1 = \vec{E}_2 \end{cases} \quad (2.13a)$$

La substitution des relations (2.5) dans (2.13a) conduit au système de conditions aux limites :

$$\begin{cases} \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(\vec{A}_1 - \vec{B}_1) + \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(\vec{A}_2 - \vec{B}_2) = \vec{0} \\ \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \end{cases} \quad (2.14b)$$

Pour satisfaire la solution sur le domaine diélectrique, les relations (2.13) doivent être résolues comme suit :

A partir de l'équation (2.14 b), on calcule la valeur de l'onde  $\vec{B}_1$  en fonction de  $\vec{B}_2$  et à partir de l'équation (2.14 a), on calcule la valeur de  $\vec{B}_2$  en fonction de  $\vec{B}_1$ :

$$\begin{aligned}\vec{B}_1 &= \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \vec{A}_2 - \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \vec{B}_2 + \vec{A}_1 \\ \vec{B}_2 &= \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \vec{A}_1 + \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \vec{B}_1 - \vec{A}_2\end{aligned}\quad (2.15)$$

Si on suppose  $N = \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}}$ , le système d'équations (2.15) devient :

$$\begin{aligned}\vec{B}_1 &= N\vec{A}_2 - N\vec{B}_2 + \vec{A}_1 \\ \vec{B}_2 &= N\vec{A}_1 + N\vec{B}_1 - \vec{A}_2\end{aligned}\quad (2.16)$$

Après substitution de la valeur de  $\vec{B}_1$  dans l'équation de  $\vec{B}_2$  et vice-versa, la forme matricielle du système d'équations (2.16) obtenu devient :

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-N^2}{1+N^2} & \frac{2N}{1+N^2} \\ \frac{2N}{1+N^2} & -\frac{1-N^2}{1+N^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix}\quad (2.17)$$

Par conséquent, l'opérateur de diffraction du domaine diélectrique peut être donné en termes de la fonction indicatrice du domaine diélectrique  $H_D$  comme :

$$[\hat{S}_D] = \begin{bmatrix} \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D & \frac{2N}{1+N^2} H_D \\ \frac{2N}{1+N^2} H_D & -\frac{1-N^2}{1+N^2} H_D \end{bmatrix}\quad (2.18)$$

### 2.2.4.3 Opérateur de diffraction globale $\hat{S}_\Omega$

L'opérateur de diffraction de la structure générale  $\hat{S}_\Omega$  est la somme des deux opérateurs de diffraction  $\hat{S}_M$  et  $\hat{S}_D$  concernant le domaine métallique et le domaine diélectrique respectivement [55]:

$$\hat{S}_\Omega = \begin{bmatrix} -H_M + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D & \frac{2N}{1+N^2} H_D \\ \frac{2N}{1+N^2} H_D & -H_M - \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D \end{bmatrix}\quad (2.19)$$

### 2.2.5 Détermination de l'opérateur de réflexion $\hat{\Gamma}$

L'analyse de l'onde de propagation / réflexion dans le milieu est effectuée dans le domaine modal. En effet, la forme d'onde est décomposée en modes TE et TM. Chaque mode est calculé par son coefficient de réflexion respectif en tenant compte les caractéristiques du milieu et de la fréquence de fonctionnement [56]. Cependant, l'opérateur de réflexion  $\hat{\Gamma}$  liant les ondes réfléchies aux ondes incidentes, dans le domaine modal, est exprimé sous la forme [49]:

$$\Gamma_{mn}^{\alpha} = \frac{1 - Z_{0i} Y_{mn}^{\alpha}}{1 + Z_{0i} Y_{mn}^{\alpha}} \quad (2. 20)$$

$Y_{mn}^{\alpha}$  est l'admittance du mode  $m^{\text{th}}$  au milieu  $i$  et  $\alpha$  représente le mode TE ou le mode TM.

$Z_{0i}$  est l'impédance caractéristique du milieu  $i$ , décrite par les caractéristiques de la permittivité et la perméabilité du milieu  $Z_{0i} = \sqrt{\frac{\mu_i}{\epsilon_i}}$

Le calcul de l'admittance  $Y_{mn}^{\alpha}$  présente deux cas :

- le premier cas lorsque la structure est court-circuitée par un plan de masse [44]:

$$Y_{mn\_cc}^{TE} = \frac{\gamma_{mn,i}}{j\omega\mu_0} \coth(\gamma_{mn,i} h_i), Y_{mn\_cc}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{ri}}{\gamma_{mn,i}} \coth(\gamma_{mn,i} h_i) \quad (2. 21)$$

- Le deuxième cas si la structure est infinie, c'est-à-dire la structure est ouverte, l'expression de l'admittance devient :

$$Y_{mn\_co}^{TE} = \frac{\gamma_{mn,i}}{j\omega\mu_0} \tanh(\gamma_{mn,i} h_i), Y_{mn\_co}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{ri}}{\gamma_{mn,i}} \tanh(\gamma_{mn,i} h_i) \quad (2. 22)$$

$\epsilon_0$ ,  $\epsilon_{ri}$ ,  $\mu_0$ ,  $h_i$  et  $\omega$  sont respectivement la permittivité du vide, la permittivité relative du milieu  $i$ , la perméabilité du vide, l'épaisseur du substrat du milieu  $i$  et la pulsation angulaire qui est égale à  $2\pi f$ .  $\gamma_{mn,i}$  est donné par [54]:

$$\gamma_{mn,i} = \sqrt{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2 - k_0^2 \epsilon_{ri}} \quad (2. 23)$$

$a$  et  $b$  sont les dimensions physiques de la cellule unitaire présentée dans la figure (2.1(b)) et  $k_0$  étant le nombre d'onde dans l'espace libre.

Ainsi, on peut déduire la relation entre les ondes, dans le domaine modal, en fonction du coefficient de réflexion sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{vmatrix} A_i^{TE} \\ A_i^{TM} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Gamma_i^{TE} & 0 \\ 0 & \Gamma_i^{TM} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} B_i^{TE} \\ B_i^{TM} \end{vmatrix} \quad (2.24)$$

$i = 1, 2$  est l'indice de milieu. TE et TM désignent les modes transversaux électrique et magnétique.

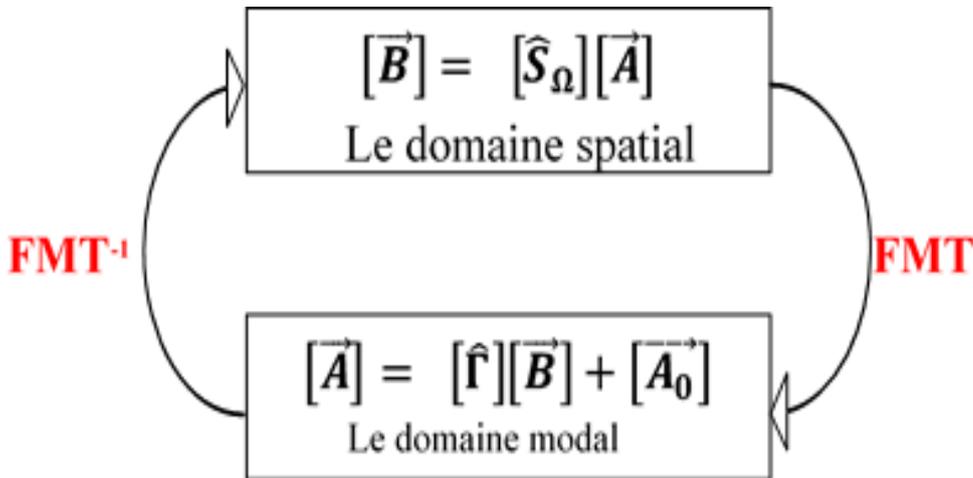
### 2.2.6 Passage entre les domaines

Comme mentionné précédemment, la méthode WCIP utilise le passage entre deux domaines distincts : spatial et spectral ou modal (fig. 2.3). Le passage d'un domaine à l'autre doit se faire rapidement, d'où l'utilisation d'une transformée en mode rapide (FMT) et de son inverse (FMT<sup>-1</sup>).

Ce procédé contient la transformée de Fourier rapide bidimensionnelle (FFT2) et son inverse (FFT2<sup>-1</sup>) ainsi que l'opérateur de transition dans le domaine spatial  $T$  et l'opérateur de transition inverse dans le domaine modal  $T^{-1}$  [11] :

$$T = \begin{pmatrix} K_{ymn} & -K_{xmn} \\ K_{xmn} & K_{ymn} \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} K_{ymn} & K_{xmn} \\ -K_{xmn} & K_{ymn} \end{pmatrix} \quad (2.26)$$



**Figure 2. 3** Schématisation de la méthode WCIP.

L'utilisation de la transformation de Fourier rapide FFT permet de rendre la méthode WCIP très rapide par rapport aux autres méthodes de calcul. Les transformations FMT et FMT<sup>-1</sup> sont résumées dans les équations suivantes [11]:

$$\text{FMT} \left( \begin{bmatrix} E_x(x,y) \\ E_y(x,y) \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{ymn} & -K_{xmn} \\ K_{xmn} & K_{ymn} \end{bmatrix} \text{FFT2} \begin{bmatrix} E_x(x,y) \\ E_y(x,y) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\text{FMT}^{-1} \left( \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} E_x(x,y) \\ E_y(x,y) \end{bmatrix} = \text{FFT2}^{-1} \left( \begin{bmatrix} K_{ymn} & K_{xmn} \\ -K_{xmn} & K_{ymn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} \right) \quad (2.28)$$

Où :

$$K_{xmn} = \frac{m}{a} K_{mn}, \quad K_{ymn} = \frac{n}{b} K_{mn} \quad \text{avec} \quad K_{mn} = \frac{1}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}}$$

Ainsi, les composantes  $E_{xmn}$  et  $E_{ymn}$  sont calculées par [49]:

$$E_{xmn} = \frac{n}{b} K_{mn} B_{mn}^{TE} + \frac{m}{a} K_{mn} B_{mn}^{TM} \quad (2.29)$$

$$E_{ymn} = \frac{-m}{a} K_{mn} B_{mn}^{TE} + \frac{n}{b} K_{mn} B_{mn}^{TM} \quad (2.30)$$

### 2.2.7 La discrétisation

La FMT nécessite une discrétisation du domaine spatial et du domaine modal. La discrétisation du premier domaine est réalisée par le maillage régulier de la structure en petites cellules élémentaires dont les dimensions sont liées aux dimensions des circuits passifs (fig.2.4). Les grandeurs électromagnétiques et les ondes (incidentes et réfléchies) sont représentées par des matrices dont les dimensions dépendent de la densité de ce maillage [57].

Avant la simulation, l'interface de la cellule unitaire doit être discrétisée en  $N_x$  par  $N_y$  pixels où  $N_x$  est le nombre des pixels selon la direction  $x$  et  $N_y$  selon la direction  $y$ . Ainsi, le pixel est un carré de dimensions  $\Delta_x \times \Delta_y$ , (avec  $\Delta_x = \frac{a}{N_x}$  et  $\Delta_y = \frac{a}{N_y}$ ) utilisé pour définir l'interface  $\Omega$ .

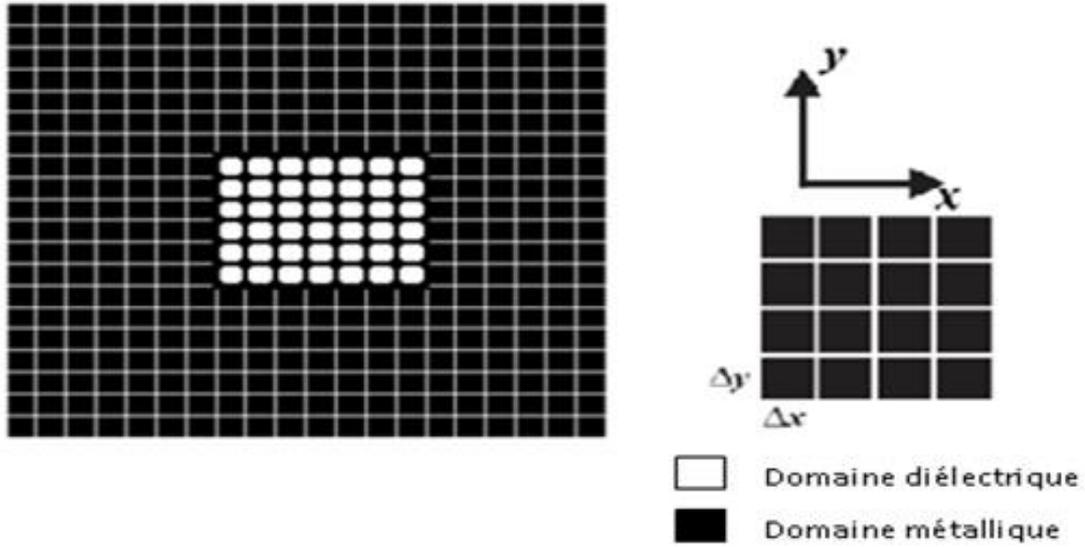


Figure 2. 4 Discretisation de l'interface.

### 2.2.8 Le processus itératif

Les relations entre les ondes incidentes et réfléchies dans les domaines spatial et modal consistent à établir le processus itératif de la méthode WCIP. Initialement, lorsque  $k=0$ , la structure planaire est supposée être excitée par une source d'onde plane  $\vec{A}_0$  suivant la direction de la polarisation ( $Ox$  ou  $Oy$ ), qui génère des ondes de même amplitude sur tous les via source. Cette onde  $\vec{A}_0$  se diffracte sur l'interface, en donnant naissance aux deux ondes diffractées  $\vec{B}_1^{(1)}$  et  $\vec{B}_2^{(1)}$  issues des deux côtés de l'interface [54,55].

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{vmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{vmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (2.31)$$

A la première itération ( $k=1$ ), les ondes diffractées  $\vec{B}_1^{(1)}$  et  $\vec{B}_2^{(1)}$  sont, à leur tour, réfléchies sur les parties supérieure et inférieure du boîtier, donnant naissance à de nouvelles ondes incidentes  $\vec{A}_1^{(1)}$  et  $\vec{A}_2^{(1)}$ . Ces ondes sont données par :

$$\begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{vmatrix} = \hat{\Gamma} \begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{vmatrix} \quad (2.32)$$

A la deuxième itération ( $k=2$ ), après l'addition de l'onde plane de la source  $A_0$ , les ondes incidentes  $\vec{A}_1^{(1)}$  et  $\vec{A}_2^{(1)}$  introduisent les ondes  $\vec{A}_1^{(2)}$  et  $\vec{A}_2^{(2)}$  qui sont diffractées pour donner les ondes  $\vec{B}_1^{(2)}$  et  $\vec{B}_2^{(2)}$  comme évoqué dans les équations (2.33) et (2.34).

$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1^{(2)} \\ \vec{B}_2^{(2)} \end{bmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

La procédure est répétée jusqu'à ce qu'une convergence soit obtenue. Les équations (2.35-36) résument le processus itératif lors de la  $k^{ième}$  itération :

$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(k)} \\ \vec{A}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \hat{\Gamma} \begin{bmatrix} \vec{B}_1^{(k-1)} \\ \vec{B}_2^{(k-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1^{(k)} \\ \vec{B}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(k)} \\ \vec{A}_2^{(k)} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

### 2.2.9 Coefficient de réflexion

Dans le cas où la convergence est obtenue, les différentes ondes incidentes  $\vec{A}_i$  et ondes réfléchies  $\vec{B}_i$  sont exprimées dans le domaine spatial. A ce stade on peut déterminer le champ électrique  $\vec{E}$  et la densité du courant  $\vec{J}$  sur l'interface  $\Omega$  de la structure. Ils sont donnés par les équations suivantes [58]:

$$\begin{cases} \vec{E}_i^{(k)} = \sqrt{Z_{0i}} (\vec{A}_i^{(k)} + \vec{B}_i^{(k)}) \\ \vec{J}_i^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{A}_i^{(k)} - \vec{B}_i^{(k)}) \end{cases} \quad (2.37)$$

Ainsi, l'admittance d'entrée équivalente du circuit est exprimée par [58, 59]:

$$Y_{in} = \frac{\langle E_0/J \rangle}{\langle E_0/E_0 \rangle} \quad (2.38)$$

Les paramètres  $S_{ij}$  (coefficients de réflexion et de transmission) de la structure peuvent être déterminés par [44, 58]:

$$S_{ij} = \frac{[1 - Y_{in}]}{[1 + Y_{in}]} \quad (2.39)$$

La figure (2.5) arbore toutes les étapes ou l'organigramme globale utilisé dans le processus itératif de la méthode WCIP [49].

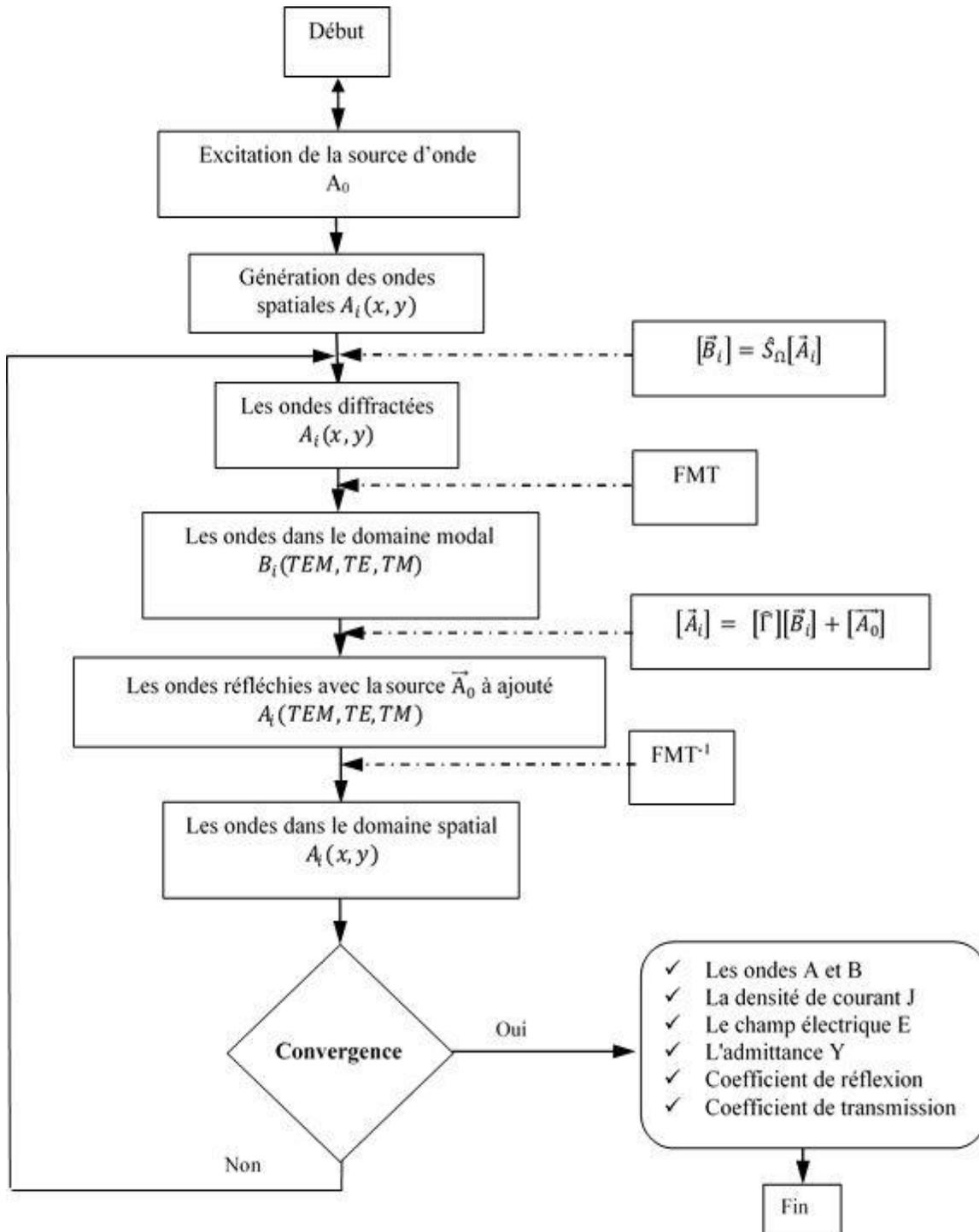
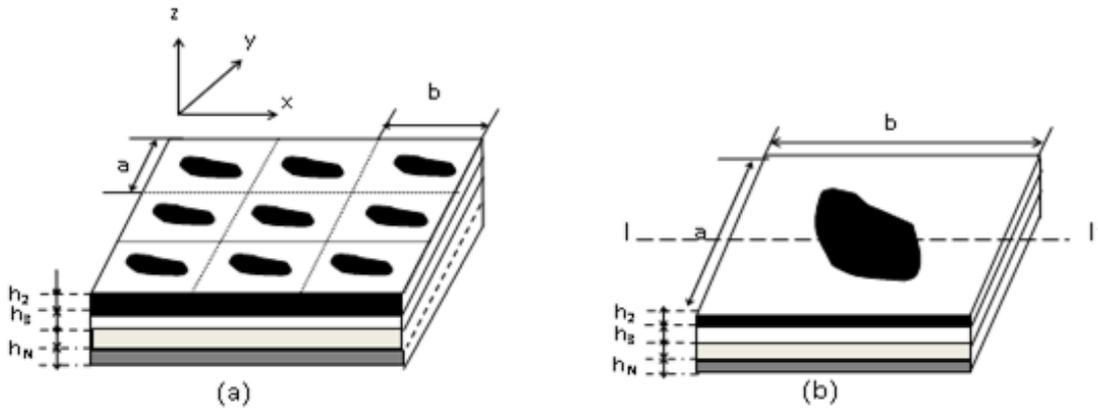


Figure 2. 5 Organigramme du processus itératif.

### 2.3 Méthode WCIP appliquée aux structures planaires multicouches

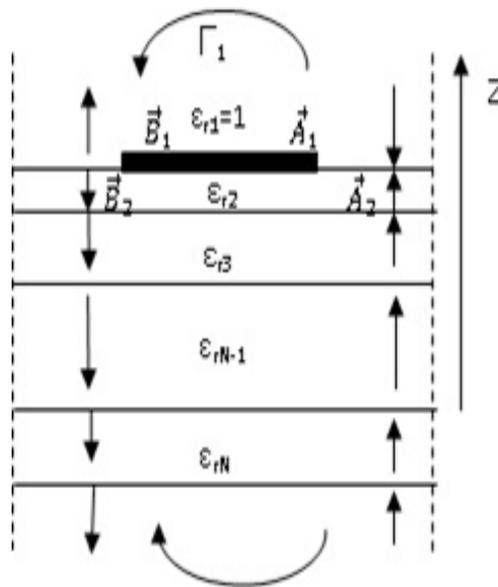
Pour étudier les structures planaires périodiques multicouches(fig.2.6(a)), par l'application de la méthode itérative en onde transverse, de nouvelles formules relatives entre les ondes sont introduites, en se basant sur l'étude précédente.

Le substrat de la structure contient plusieurs couches diélectriques et deux couches d'air d'épaisseurs infinies. La figure (2.7) représente une coupe de la cellule unitaire (fig.2.6(b)) avec des ondes incidentes  $\vec{A}_i$  et des ondes diffractées  $\vec{B}_i$ ,  $\vec{A}_0$  étant l'onde incidente plane sur l'interface  $\Omega$ .



**Figure 2. 6** FSS sur un substrat multicouche

- (a) Structure du FSS de forme arbitraire sur un substrat multicouche
- (b) la cellule unitaire du FSS.

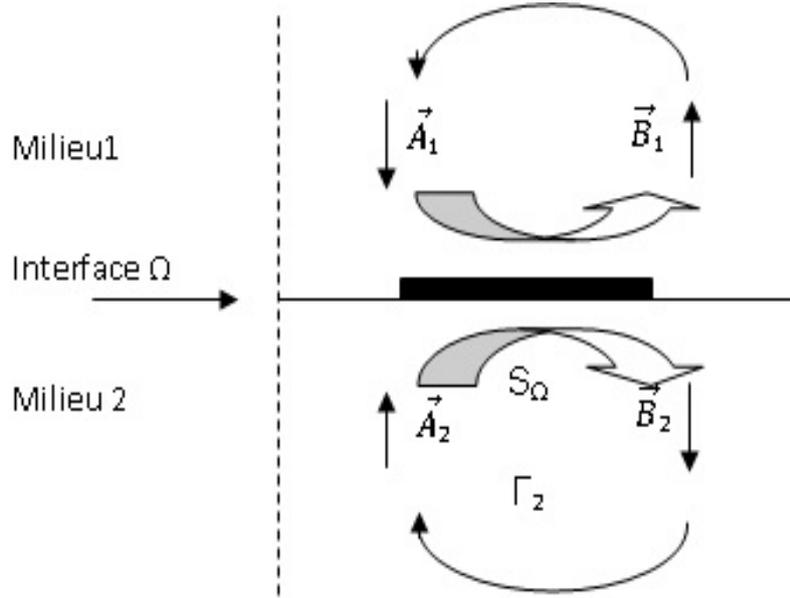


**Figure 2. 7** Section de la cellule unitaire le long de l'axe ( $l'$ ).

Le problème des structures planaires multicouche est considéré d'une manière inhérente dans l'analyse des structures planaires à interface unique, puisque la couche d'air s'ajoute à la couche inférieure (N). Ainsi, la couche inférieure (N) s'ajoute à la couche (N-1). Cette procédure est répétée

jusqu'à ce que le problème soit réduit au problème de la WCIP à deux milieux (fig.2.8) en ramenant l'admittance de la couche d'air à l'interface et pour chaque mode.

Dans le cas général, les structures planaires multicouches se traitent en ramenant l'admittance de la couche de l'air à l'interface  $\Omega$ , en parcourant la couche diélectrique d'épaisseur  $h_i$ . La couche N se termine par un circuit ouvert et l'admittance modale correspondante  $Y_N$  est donnée par l'équation (2.22).



**Figure 2. 8** La structure équivalente à deux médias tels que vu par la méthode WCIP.

L'admittance modale vue à l'interface entre les couches (N-1) et (N-2) est [11]:

$$Y_{imn(N-1)}^\alpha = \hat{Y}_{imn(N-1)}^\alpha \left( \frac{Y_{imn(N)}^\alpha + \hat{Y}_{imn(N-1)}^\alpha \tanh(\gamma_{mn}^{(N-1)} h_{(N-1)})}{\hat{Y}_{imn(N-1)}^\alpha + Y_{imn(N)}^\alpha \tanh(\gamma_{mn}^{(N-1)} h_{(N-1)})} \right) \quad (2.40)$$

Et l'admittance modale vue à l'interface  $\Omega$  entre les couches ( $i-2$ ) et ( $i-1$ ) peut être calculée par:

$$Y_{imn(i-1)}^\alpha = \hat{Y}_{imn(i-1)}^\alpha \left( \frac{Y_{imn(i-2)}^\alpha + \hat{Y}_{imn(i-1)}^\alpha \tanh(\gamma_{mn}^{(i-1)} h_{(i-1)})}{\hat{Y}_{imn(i-1)}^\alpha + Y_{imn(i-2)}^\alpha \tanh(\gamma_{mn}^{(i-1)} h_{(i-1)})} \right) \quad (2.41)$$

L'admittance modale à l'interface  $\Omega$  sur laquelle est gravé le patch métallique est donnée par :

$$Y_{imn(2)}^\alpha = \hat{Y}_{imn(2)}^\alpha \left( \frac{Y_{imn(3)}^\alpha + \hat{Y}_{imn(2)}^\alpha \tanh(\gamma_{mn}^{(2)} h_{(2)})}{\hat{Y}_{imn(2)}^\alpha + Y_{imn(3)}^\alpha \tanh(\gamma_{mn}^{(2)} h_{(2)})} \right) \quad (2.42)$$

## 2.4 FSS monocouche

Dans le but d'étudier l'influence des différents paramètres géométriques et physiques (les dimensions du patch, l'épaisseur et la permittivité du substrat) sur la fréquence de résonance et la bande passante d'une FSS à patch rectangulaire, on considère une cellule élémentaire d'une structure périodique FSS de taille ( $10\text{mm} \times 10\text{mm}$ ), à patch rectangulaire de dimension  $W=0.0625\text{cm}$  et  $L=0.625\text{cm}$  imprimé sur un substrat diélectrique monocouche, de permittivité relative  $\epsilon_r = 2$  et d'épaisseur  $h=0.05\text{cm}$  (fig.2.9).

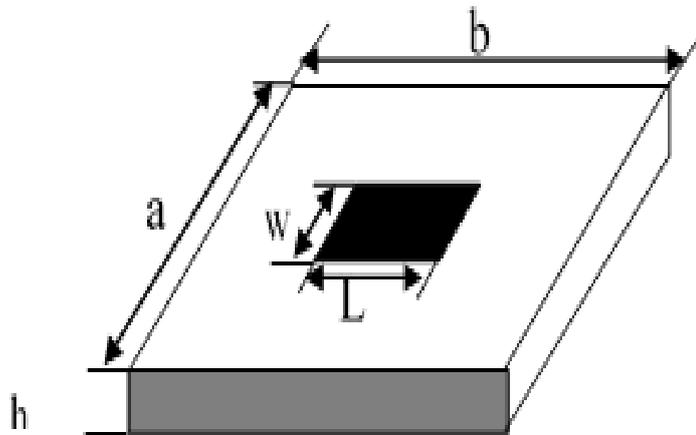
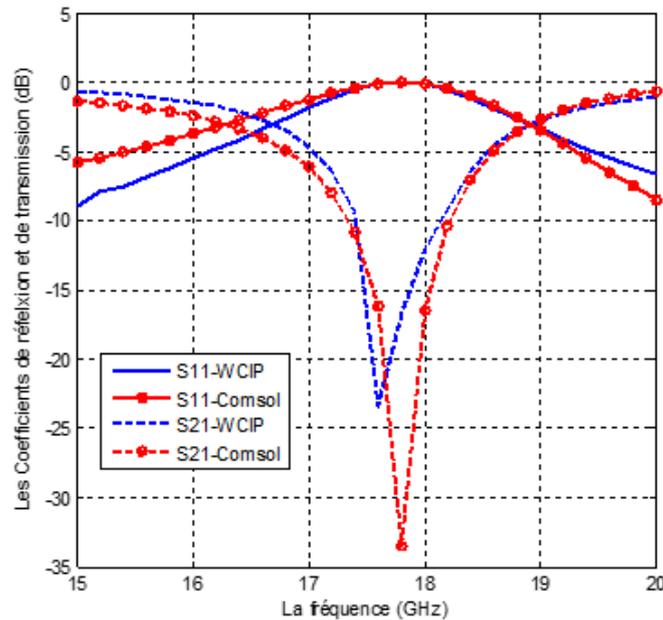


Figure 2.9 Cellule élémentaire pour une FSS monocouche à patch rectangulaire.

### 2.4.1 Paramètres S de la structure

Pour déterminer les paramètres S de la FSS monocouche, deux méthodes ont été utilisées ; la structure étant excitée par une onde plane d'incidence normale. Dans le logiciel COMSOL Multiphysics 4.3b, les conditions aux limites périodiques de Floquet ont été combinées aux conditions aux limites du port pour décrire la nature périodique du problème. Dans la simulation avec la méthode WCIP, une grille de  $60 \times 60$  pixels est choisie pour décrire l'interface  $\Omega$  et la procédure itérative est arrêtée lorsqu'une convergence est obtenue. Dans cette simulation, la méthode WCIP a convergé vers 800 itérations.

Les résultats de simulation des coefficients de réflexion et de transmission, en fonction de la fréquence de fonctionnement, obtenus par la méthode WCIP et COMSOL Multiphysics sont illustrés dans la Figure (2.10).



**Figure 2. 10** Coefficients de réflexion et de transmission pour une FSS à patch Rectangulaire monocouche.

On remarque qu'il n'y a qu'une seule fréquence de résonance à 17,8 GHz. Ce qui nous permet de dire que la FSS à patch rectangulaire est un filtre coupe bande. Ainsi, la structure réfléchit le signal à la fréquence 17,8 GHz et transmet tous les signaux à des fréquences inférieures ou supérieures à cette valeur.

## 2.4.2 Effet des paramètres physiques et géométriques

Dans cette partie, on étudie l'influence des paramètres physiques et géométriques de la structure (la hauteur  $L$ , la largeur  $W$  du patch métallique, l'épaisseur du substrat diélectrique  $h$  et la permittivité relative  $\epsilon_r$ ) sur la fréquence de résonance et la bande passante.

### 2.4.2.1 Effet de la permittivité électrique et l'épaisseur du substrat

Dans le cas de la structure de filtrage à FSS (fig. 2.9), la permittivité et l'épaisseur du substrat agissant sur la fréquence de résonance et la bande passante. Ces effets sont montrés dans les figures (2.11 et 2.12). On constate que l'augmentation de la permittivité diélectrique fait diminuer la fréquence de résonance et augmenter la bande passante, alors que l'augmentation de l'épaisseur du substrat a un effet de diminution de la fréquence de résonance et de la bande passante simultanément

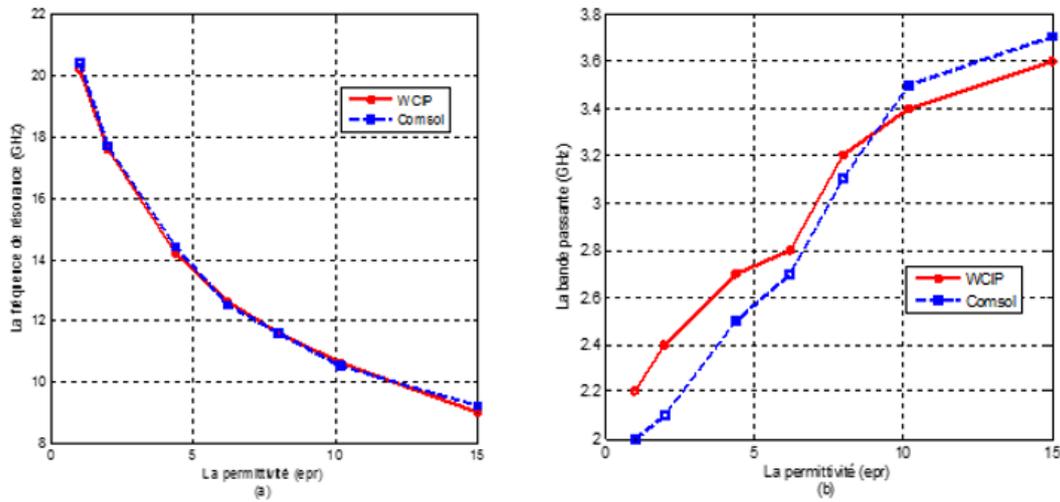


Figure 2. 11 Effet de la variation de la permittivité diélectrique sur :

- (a) La fréquence de résonance
- (b) La bande passante.

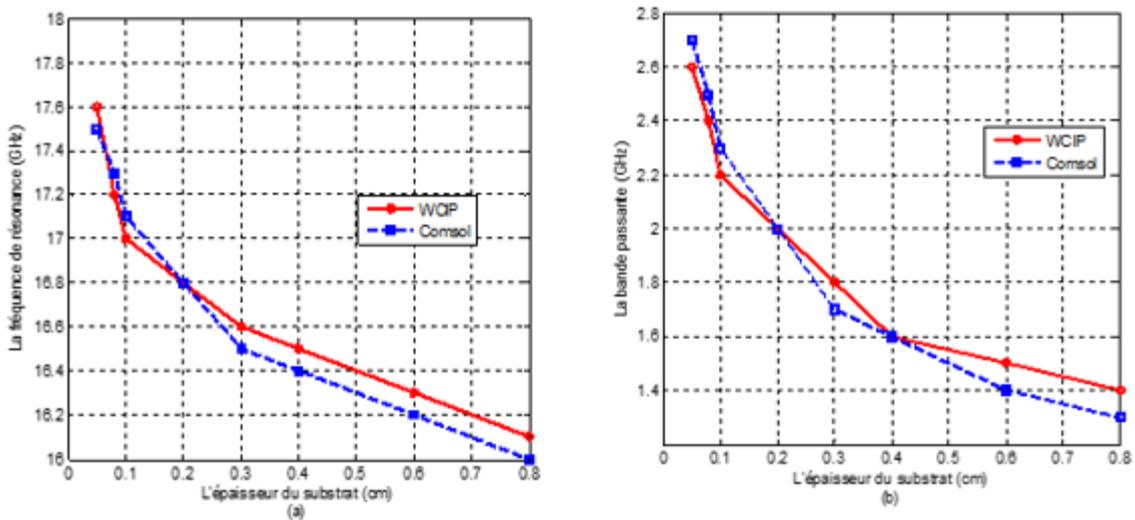


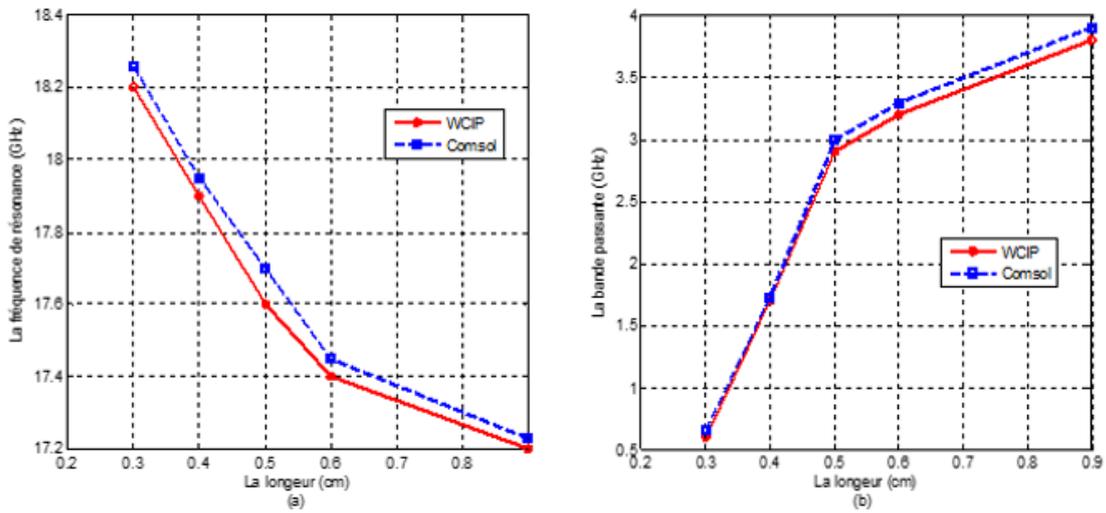
Figure 2. 12 Effet de la variation de l'épaisseur du substrat diélectrique sur

- (a) La fréquence de résonance
- (b) La bande passante.

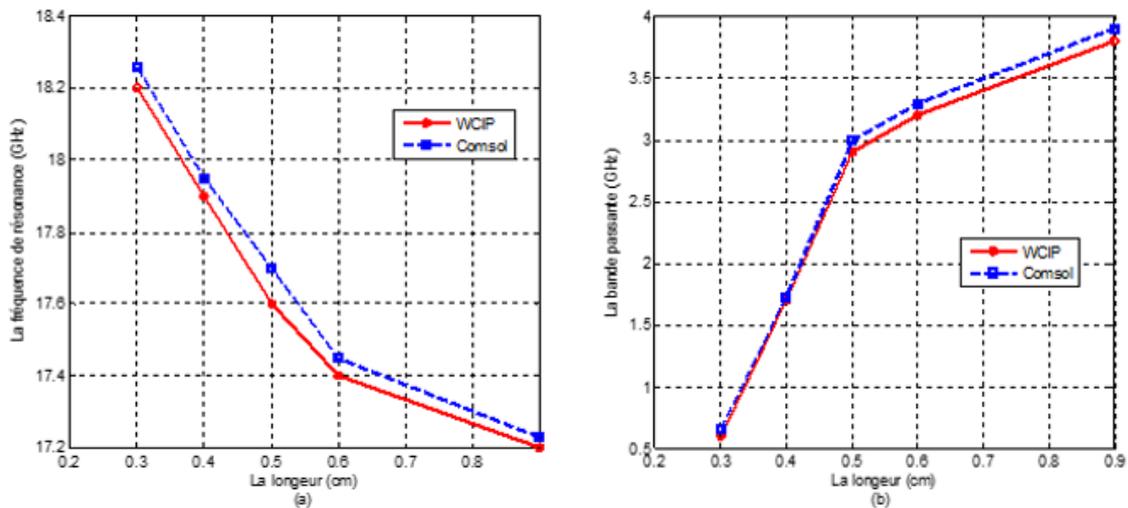
### 2.4.2.2 Effet des dimensions du patch rectangulaire métallique

La longueur  $L$  et la largeur  $W$  sont les caractéristiques du patch rectangulaire. Les figures (2.13 et 2.14) illustrent respectivement la fréquence de résonance et la bande passante en fonction de la longueur et de la largeur du patch rectangulaire. Ainsi, une augmentation de la longueur  $L$  diminue la fréquence de résonance alors qu'elle fait augmenter la bande passante. Cependant, une

augmentation de la largeur  $W$  permet une augmentation de la fréquence de résonance ainsi que de la bande passante (fig.2.14).



**Figure 2. 13** Effet de la variation de la longueur du patch  $L$  sur :  
 (a) La fréquence de résonance  
 (b) La bande passante.



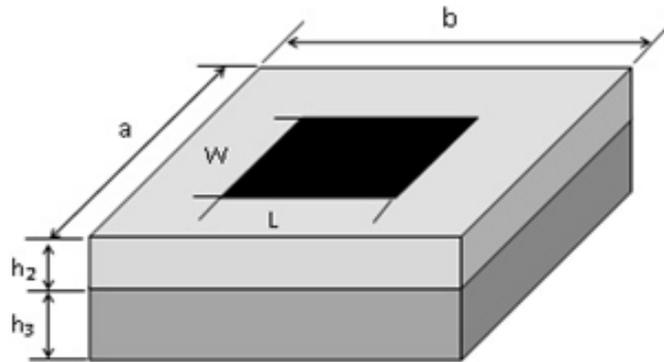
**Figure 2. 14** Effet de la variation de la largeur du patch  $W$  sur :  
 (a) La fréquence de résonance  
 (b) La bande passante.

## 2.5 FSS multicouche

De la même manière, on procède pour l'étude des structures de filtrage à base des structures planaires multicouches à parois périodiques, par la méthode WCIP et par le logiciel COMSOL Multiphysics,

afin de déterminer la convergence de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations, puis les coefficients de transmission et de réflexion.

La figure (2.15) montre la cellule unitaire de la structure planaire multicouche de forme rectangulaire. La structure se compose de quatre couches isotropes dont la première et la dernière sont l'air.



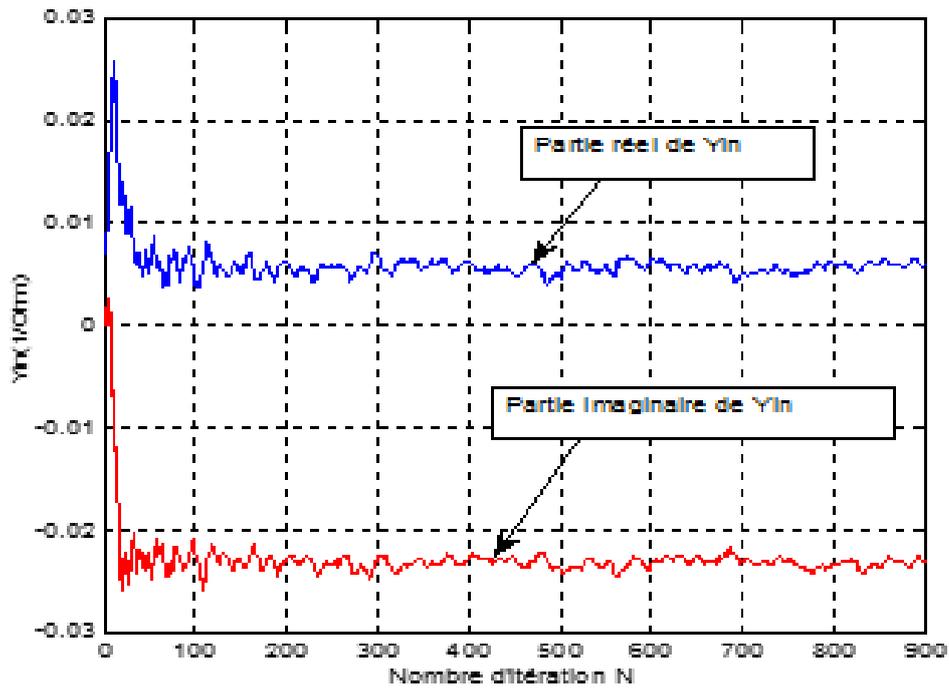
**Figure 2. 15** Structure FSS multicouches à patch rectangulaire.

Les dimensions de cette structure sont :  $a=b=1.5\text{cm}$ ,  $W=0.6\text{ cm}$ ,  $l=1.2\text{cm}$  et la discrétisation de l'interface est assurée par un maillage de  $80\times 80$  pixels.

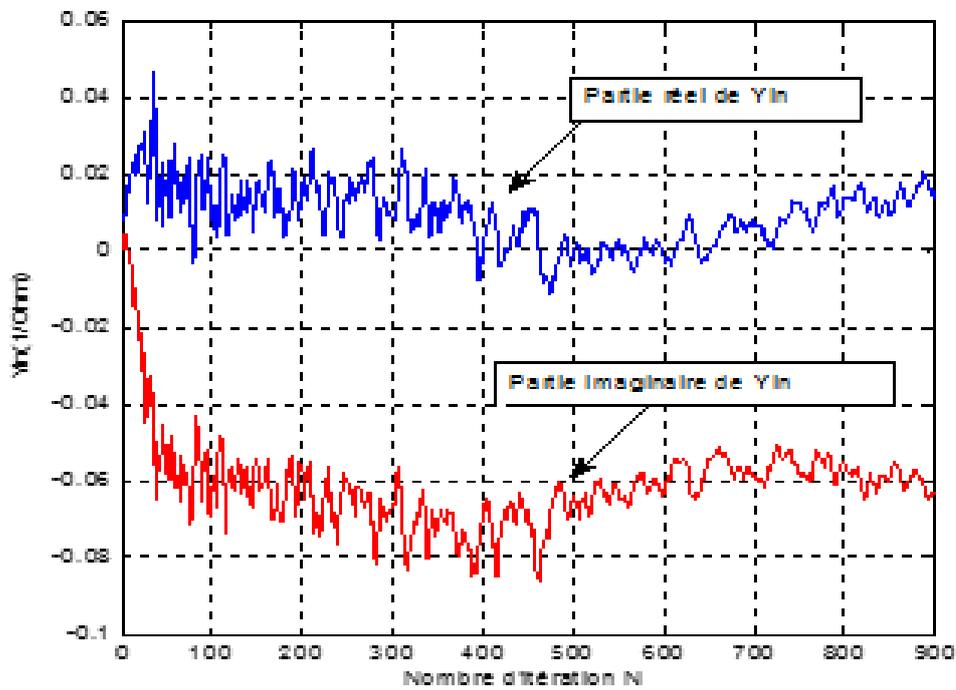
### 2.5.1 Admittance d'entrée en fonction du nombre d'itérations

L'admittance d'entrée  $Y_{in}$  vue par la source d'excitation est calculée à chaque itération, sa constance est un indicateur de la convergence du système. La figure (2.16) illustre sa variation en fonction du nombre d'itérations, pour différentes valeurs de la fréquence. Il faut noter que ces fréquences sont sélectionnées à partir de la fréquence de la résonance de la structure.

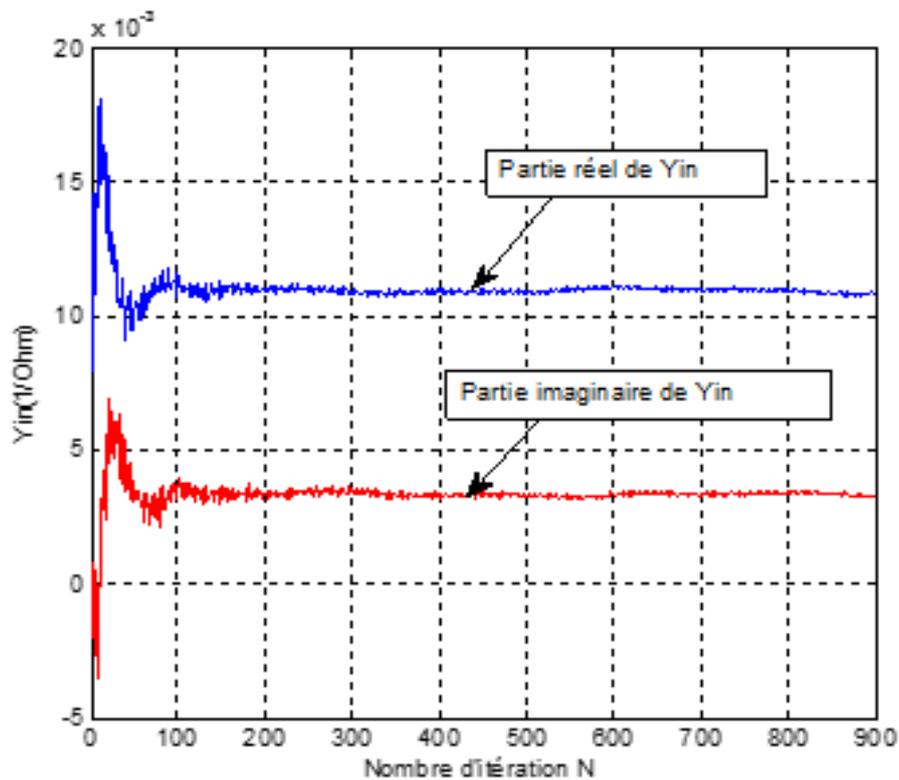
Dans la figure (2.16 (a)), on constate que le processus itératif peut être arrêté à 400 itérations. Pour une fréquence de 7.6 GHz très proche de la fréquence de résonance, même après 900 itérations, le processus itératif de la structure ne converge pas rapidement puisque, à cette valeur de fréquence, les pertes d'énergie sont négligeables (fig. 2.16(b)). Pour une fréquence de 13 GHz (supérieure à la fréquence de résonance), la structure converge dès 200 itérations (fig.2.16(c)), le processus itératif peut être arrêté à ce nombre d'itérations.



(a)  $f=5\text{GHz}$ .



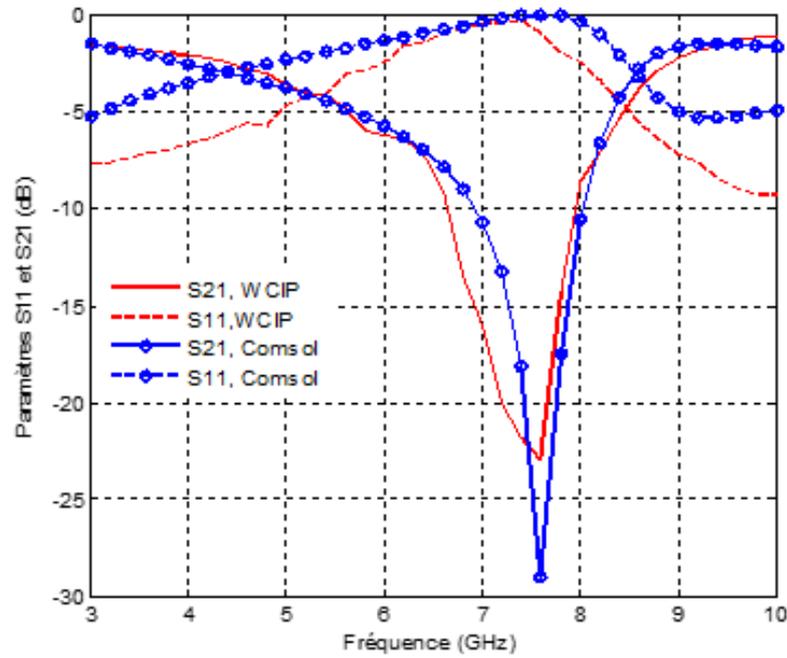
(b)  $f=7.6\text{GHZ}$

(c)  $f=13\text{GHz}$ 

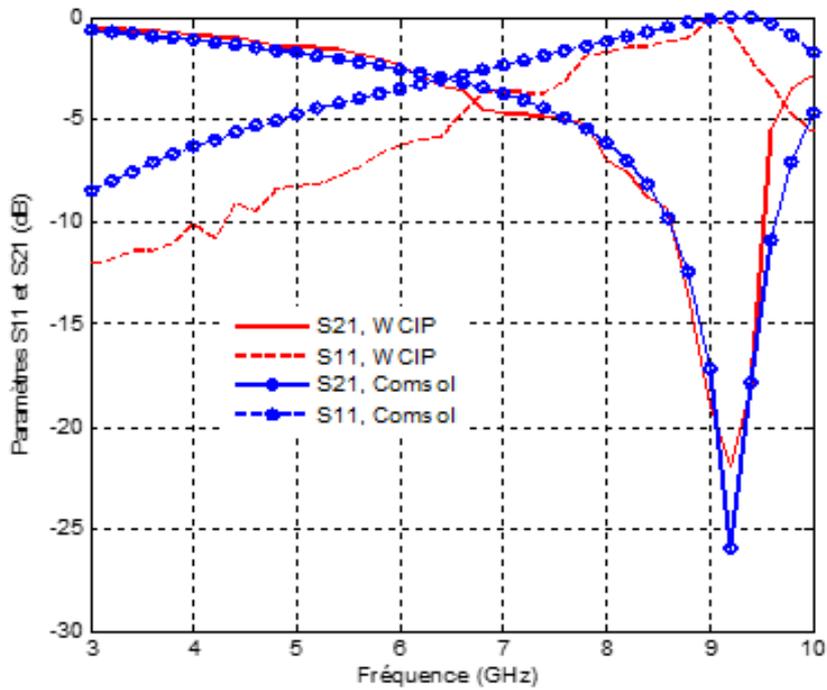
**Figure 2. 16** Admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction du nombre d'itérations pour les trois fréquences (a), (b) et (c).

### 2.5.2 Coefficients de réflexion et de transmission

La détermination des coefficients de réflexion et de transmission est effectuée pour deux cas. Pour le premier cas, les deux couches diélectriques sont remplies avec un même diélectrique ( $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 4.4$ ) et sont de mêmes épaisseurs ( $h_2 = h_3 = 0.15\text{cm}$ ). Dans le deuxième cas, les couches diélectriques sont différentes ( $\epsilon_{r2} = 2$  et  $\epsilon_{r3} = 4.4$ ) et d'épaisseurs ( $h_2 = 0.1\text{cm}$ ,  $h_3 = 0.15\text{cm}$ ). Les figures (2.17) et (2.18) montrent les variations des coefficients de réflexion et de transmission (calculés en dB) en fonction de la fréquence de fonctionnement, pour un processus itératif arrêté à 600 itérations respectivement.



**Figure 2. 17** Variation du Coefficient de réflexion et coefficient de transmission en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 4.4$  et  $h_2 = h_3 = 0.15cm$ .



**Figure 2. 18** Variation du Coefficient de réflexion et coefficient de transmission en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $\epsilon_{r2} = 2$ ,  $\epsilon_{r3} = 4.4$ ,  $h_2 = 0.1cm$  et  $h_3 = 0.15cm$ .

Les deux structures agissent comme un filtre coupe bande puisque la figure (2.17) montre une fréquence de résonance de valeur égale à 7.7 GHz et la figure (2.18) présente une fréquence de résonance à 9.2GHz. On peut noter aussi un très bon accord entre les résultats trouvés par la méthode WCIP et ceux donnés par le logiciel COMSOL Multiphysics.

### 2.5.3 Champ électrique et densité de courant

Les distributions du champ électrique et de la densité de courant de la première structure sont données par les figures (2.19) et (2.20), à la fréquence de résonance 7.7 GHz.

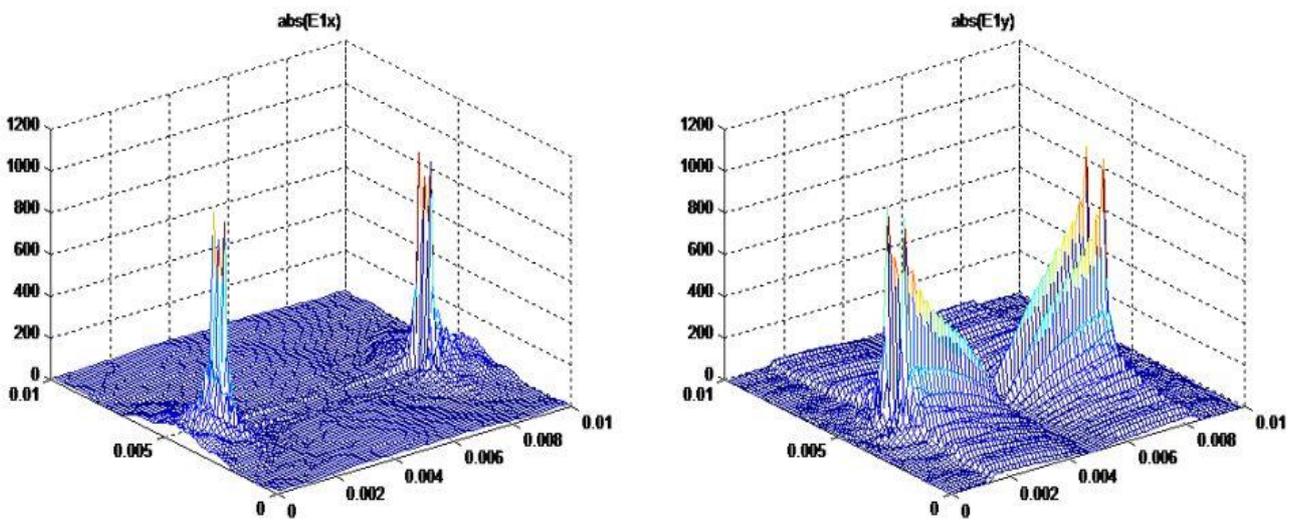


Figure 2. 19 Les valeurs absolues des champs électriques ( $E_{1x}$  et  $E_{1y}$ ) à 7.7 GHz.

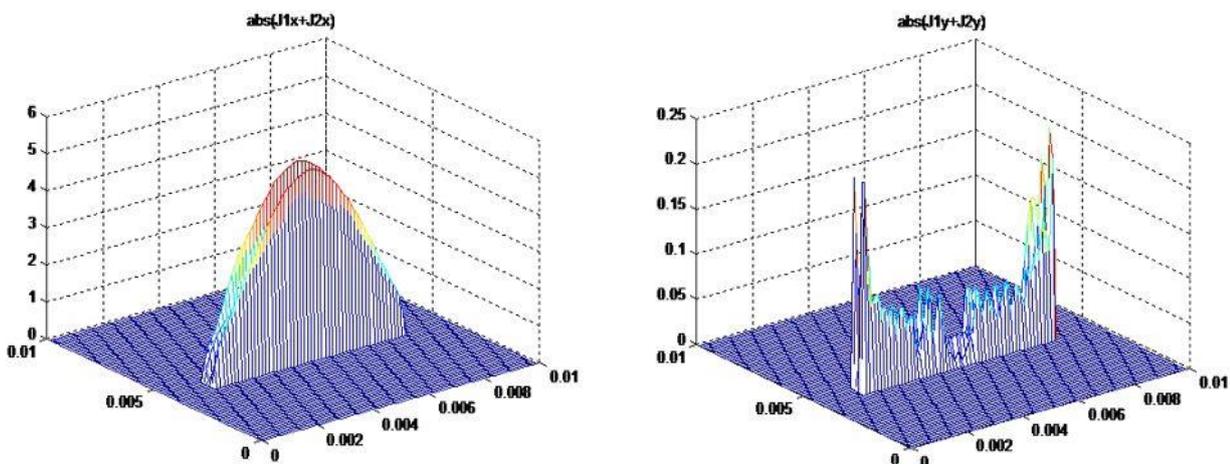


Figure 2. 20 Les valeurs absolues de la densité de courant totale  $J_s$  à 7.7 GHz.

Ainsi, on peut constater qu'à la fréquence de résonance, le champ électrique est nul sur le métal et devient maximal sur ses bords (forme en V du champ électrique  $E_y$ ). A cette même valeur, la densité de courant totale  $J_s$  présente un arc de sinus sur le métal, ce qui vérifie les conditions aux limites.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la méthode itérative en onde transverse WCIP. Le principe fondamental de la méthode a été appliqué à des structures planaires multicouches. La méthode WCIP a permis la réduction de l'étude des structures périodiques à celle d'une cellule élémentaire délimitée par des murs périodiques. Par conséquent, la structure à étudier n'est qu'une structure plane placée dans un guide d'ondes à parois périodiques.

La méthode WCIP a été appliquée à deux structures, la première présente une FSS monocouche dans le but d'étudier l'influence des différents paramètres physiques et géométriques, sur la fréquence de résonance et la bande passante. La deuxième structure est un filtre FSS à patch rectangulaire métallique multicouches. Les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus avec le logiciel commercial COMSOL Multiphysics qui montrent un très bon accord.

## **Chapitre 3**

# **Proposition et étude d'une nouvelle structure de filtrage planaire**

### 3.1 Introduction

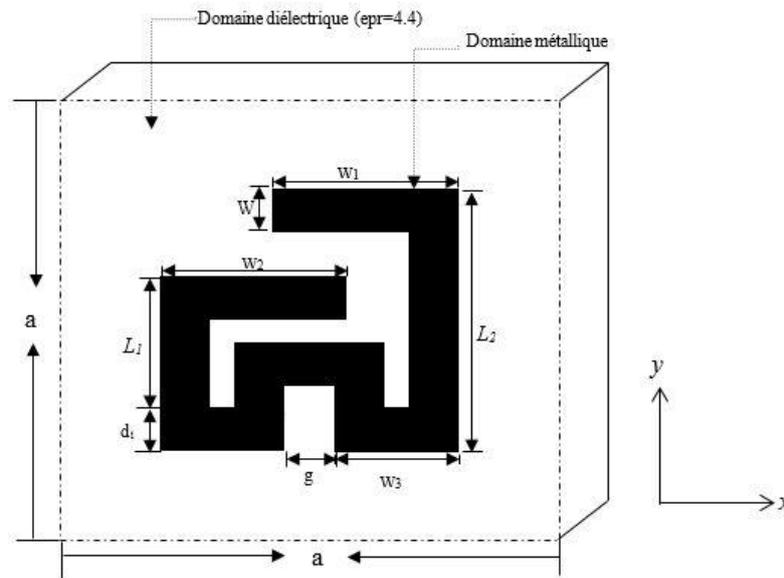
Un besoin croissant de caractériser les structures utilisées dans les systèmes de télécommunication s'est fait ressentir ces dernières années. Ce besoin est motivé par le caractère des structures multi-bandes telles que les structures des filtres planaires à surfaces sélectives en fréquence (FSS), ayant de multiples applications. Le choix de la structure FSS pour la conception des filtres planaires multi-bandes est justifié par leur simplicité, leur faible poids et la facilité de leur installation[40]. De ce fait, de nombreux chercheurs ont étudiés et développés ces structures FSS pour arriver à concevoir des filtres à réponses multi-bandes[60-64].

Ces derniers peuvent être obtenus à l'aide de différentes méthodes telle que l'utilisation combinée des FSS (mise en cascade) [61], l'utilisation des éléments fractals [65, 66], l'utilisation des différents éléments simples de différentes tailles[67], ou l'utilisation d'une combinaison de deux ou plusieurs des méthodes citées précédemment [68].

Dans ce chapitre, on propose une nouvelle structure qui possède trois résonances dans la direction de la polarisation de la source d'excitation et deux résonances dans la direction d'excitation perpendiculaire. L'étude paramétrique permet la détermination des différentes dimensions qui influent sur chaque fréquence de résonance, pour obtenir à la fin une structure à fréquences de résonance ajustables.

### 3.2 Présentation de la structure

Comme vu dans le premier chapitre, il y a quatre types de FSS présentant le comportement d'un filtre passe-bas, filtre passe-haut, filtre coupe bande ou filtre passe-bande. Dans le but de créer une structure originale, simple, ajustable et utilisable en double polarisation, plusieurs motifs ont été testés pour obtenir enfin la structure proposée et qui est illustrée dans la figure (3.1) [69].



**Figure 3.1** Cellule unitaire du motif proposé.

Le motif proposé est fait de cuivre déposé sur un substrat diélectrique de type fibre de verre (FR-4) caractérisé par une permittivité de 4.4 et une épaisseur de 0.1 mm. La dimension de la cellule unitaire est de 20mm×20mm et pour les autres dimensions, on a :  $L_1=8$  mm,  $L_2=12$  mm,  $w_1=w_2=7.5$  mm,  $g=w=2$  mm et  $w_3=5$  mm (Fig. 3.1).

Les caractéristiques de la structure proposée sont déterminées par l'application de la méthode itérative en onde transverse WCIP décrite dans le chapitre précédent. Pour fournir le meilleur comportement de la structure proposée, une étude paramétrique bien détaillée a été effectuée. Les résultats de simulation par la méthode WCIP sont comparés à ceux trouvés par le logiciel COMSOL Multiphysics. Les conditions aux limites sont appliquées dans les deux cas de l'excitation de l'onde plane incidente  $\vec{A}_0$  :

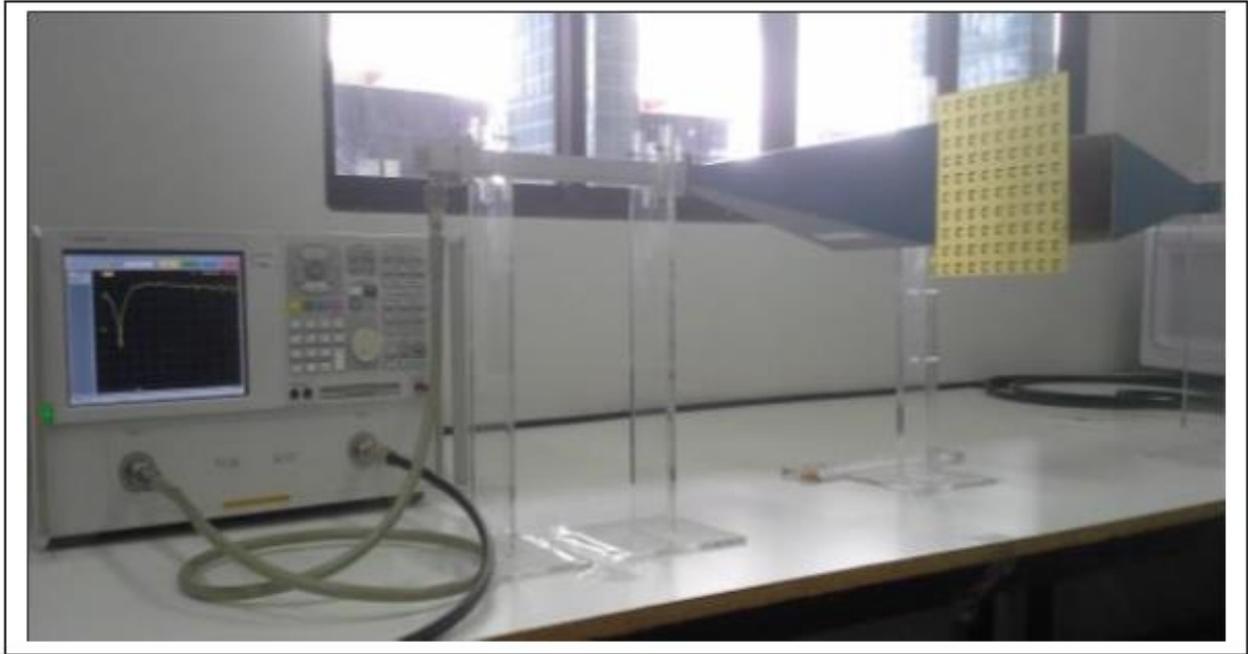
- Le 1<sup>er</sup> cas : l'onde incidente est excitée selon l'axe  $x$ .
- Le 2<sup>ème</sup> cas : l'onde incidente est excitée selon l'axe  $y$ .

Les résultats de ces deux méthodes de simulation sont comparés avec les résultats expérimentaux.

### 3.3 Procédure expérimentale

Pour valider les simulations, trois prototypes FSS ont été fabriqués et caractérisés expérimentalement. Les résultats expérimentaux ont été obtenus au laboratoire de mesure micro-onde GTEMA/IFPB,

Paraíba, João Pessoa, Brésil, en utilisant un système d'acquisition de données qui consiste en deux analyseurs de réseau Agilent N5230A et de deux paires d'antennes en cornet standards de gain 20dB, où la première paire fonctionne sur la fréquence 4.5GHz à 7GHz et l'autre paire de 7 GHz à 13.5GHz. La figure (3.2) montre l'installation de la chaîne de mesure utilisée.



**Figure 3. 2**Chaîne de mesure (laboratoire de mesure micro-onde GTEMA/IFPB, Paraíba, João Pessoa, Brésil).

Les mesures sont effectuées sur des FSS de taille globale  $20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$  composées de  $10 \times 10$  cellules unitaires et positionnées entre les deux antennes. Ainsi, la mesure dans les deux directions de polarisation (selon  $x$  et selon  $y$ ) devient possible.

Les trois prototypes FSS fabriqués et caractérisés expérimentalement ont été choisis précisément pour les longueurs  $w_1$  et  $w_2$  suivantes, sans changer le reste des paramètres initiaux :

- Prototype 1:  $w_1=7.5\text{mm}$ ,  $w_2=7.5\text{mm}$ (fig. 3.3.a).
- Prototype 2:  $w_1=9.5\text{mm}$ ,  $w_2=7.5\text{mm}$ (fig. 3.3.b).
- Prototype 3:  $w_1=11.5\text{mm}$ ,  $w_2=7.5\text{mm}$  (fig. 3.3.c).

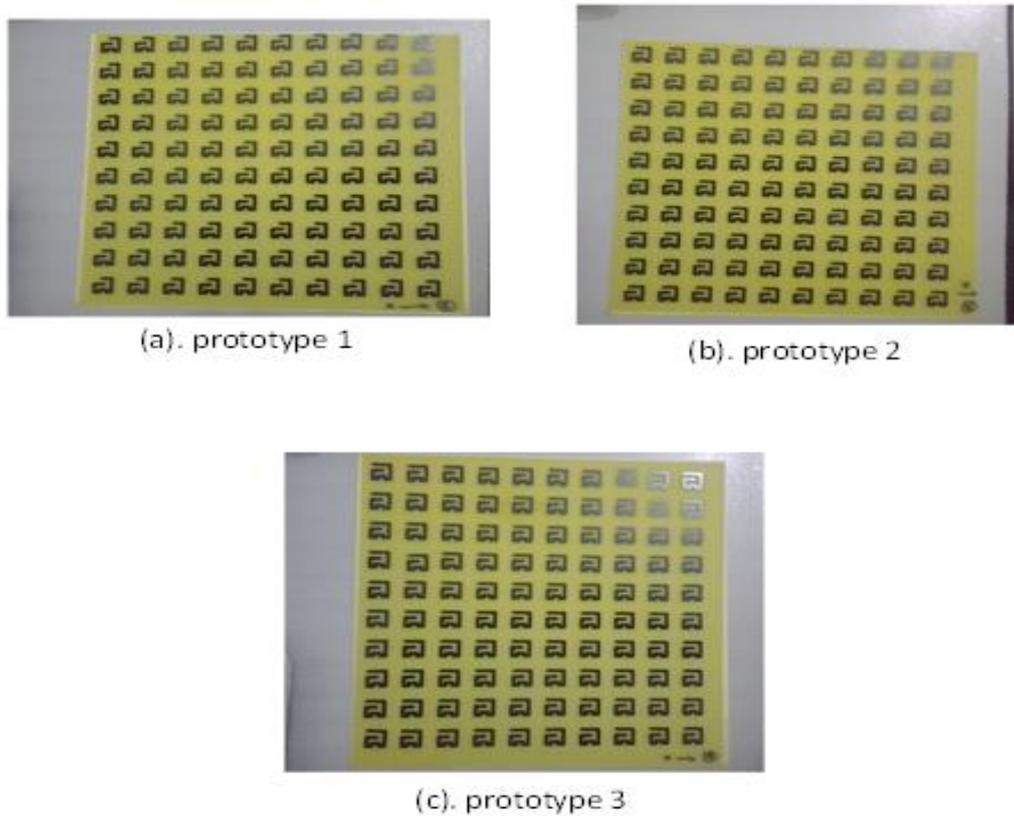


Figure 3. 3 Photographie des prototypes réalisés.

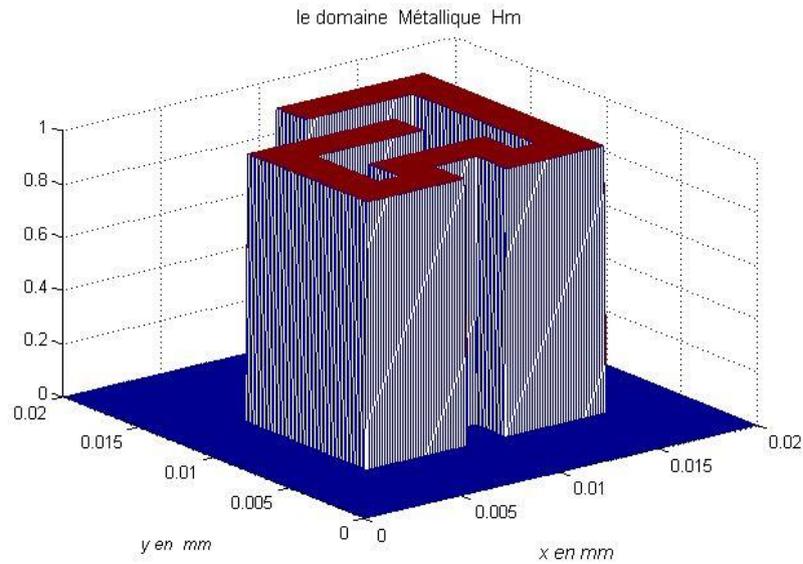
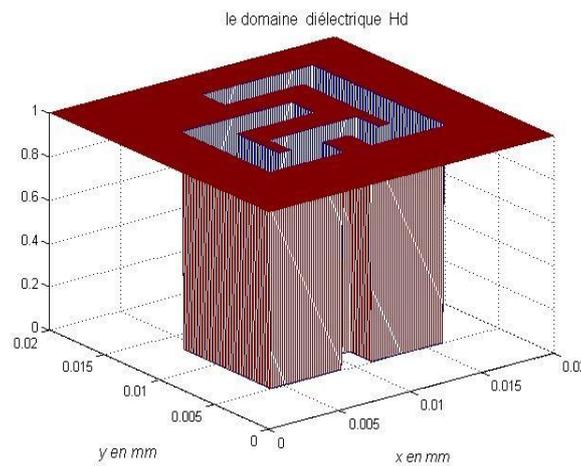
### 3.4 Coefficient de Transmission

Dans cette étape, les résultats de mesure, pour chaque structure, sont analysés et comparés à ceux des simulations par la méthode WCIP et par le logiciel COMSOL Multiphysics. Ainsi, chaque figure comprend :

- Les résultats de simulations des structures avec les conditions aux limites périodiques par la méthode WCIP et par le logiciel COMSOL Multiphysics.
- Les résultats de mesure.

#### 3.4.1 Conditions de simulation

Pour trouver les réponses fréquentielles par la méthode WCIP, on considère une cellule unitaire de taille maximale 20mm par 20mm avec un maillage de 200×200 pixels. Après avoir lancé le processus itératif, on n'obtient une convergence qu'après 600 itérations. La figure (3.4) montre les échelons d'Heaviside  $H_m$  et  $H_d$  définissant respectivement le domaine métallique et le domaine diélectrique.

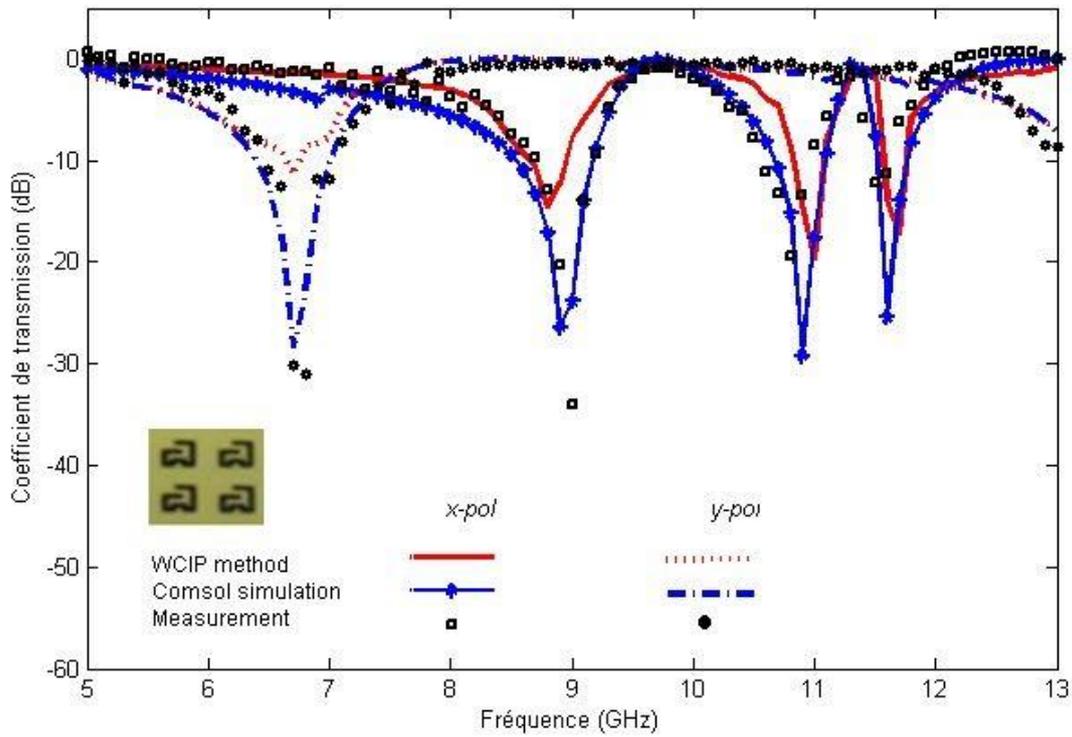
(a) Le domaine métallique  $H_m$ (b) Le domaine diélectrique  $H_d$ 

**Figure 3. 4** Echelons d'Heaviside  $H_m$  et  $H_d$  obtenue lorsque l'interface  $\Omega$  est décrite par un maillage de  $200 \times 200$  pixels.

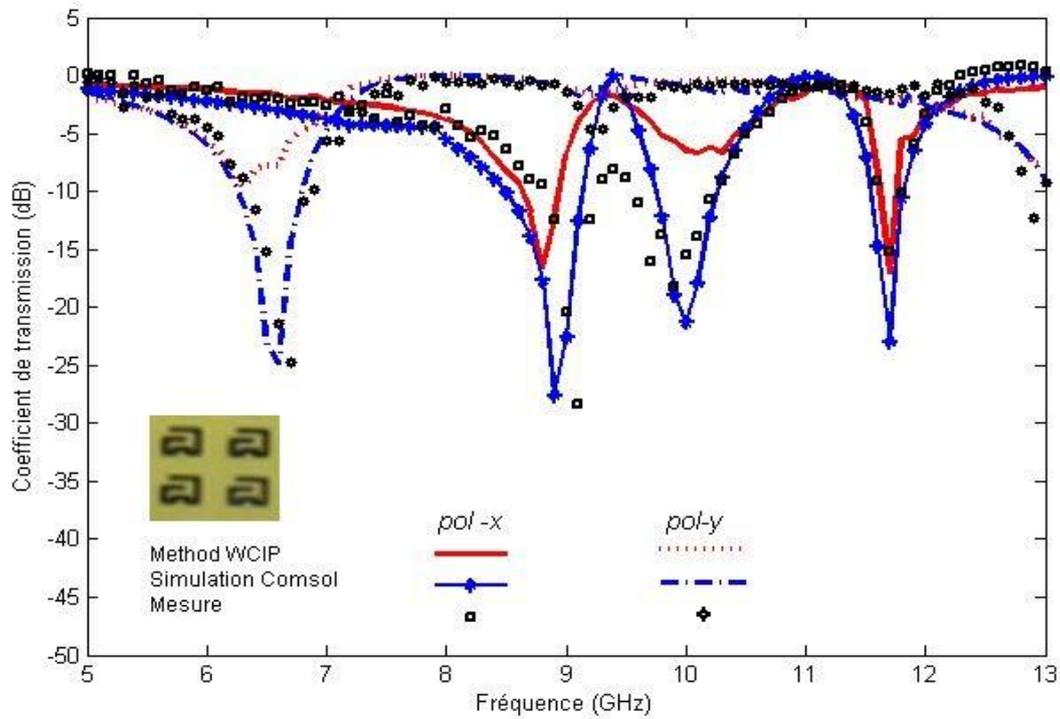
Dans le cas des simulations avec COMSOL Multiphysics, les conditions aux limites périodiques de Floquet combinées avec les conditions des ports sont définies pour décrire la nature périodique des structures FSS et pour déterminer les caractéristiques de transmission et de réflexions.

### 3.4.2 Résultats et discussions

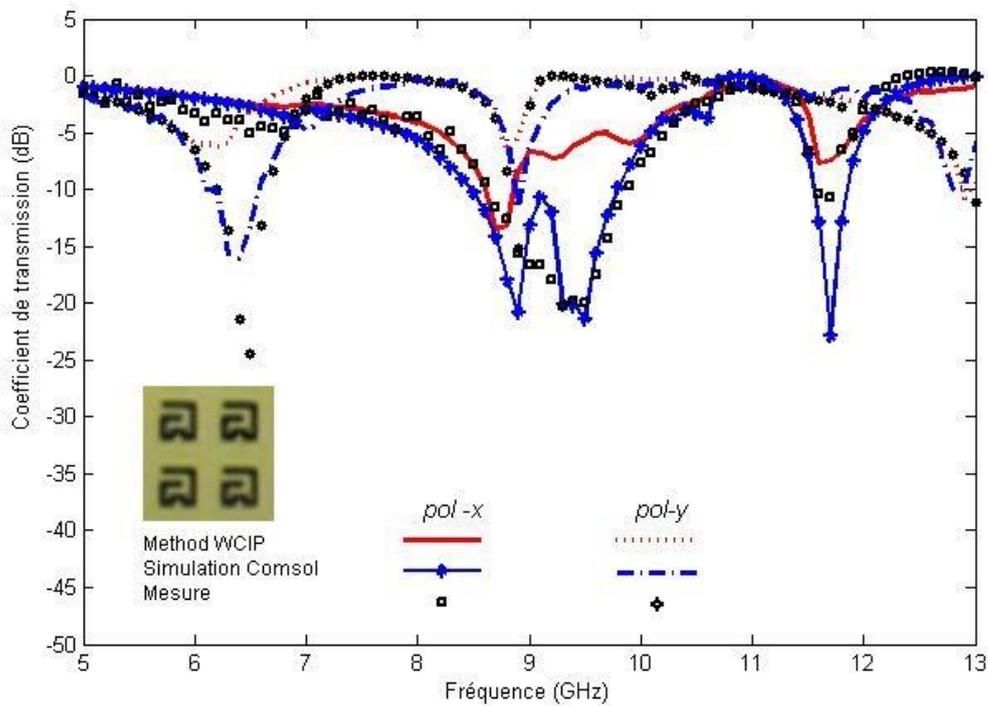
Les figures (3.5-3.7) montrent le coefficient de transmission, pour les prototypes 1, 2 et 3 de la figure 3.3, obtenu par la méthode WCIP, le logiciel COMSOL Multiphysics et les mesures expérimentales aussi bien pour la polarisation dans la direction  $x$  que celle dans la direction  $y$  [69].



**Figure 3. 5** Résultats de simulation et de mesure pour le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement ( $w_1 = w_2 = 7.5$  mm).



**Figure 3. 6** Résultats de simulation et de mesure pour le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement ( $w_2 = 7.5$  mm et  $w_1 = 9.5$  mm).



**Figure 3. 7** Résultats de simulation et de mesure pour le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement ( $w_2=7.5\text{mm}$  et  $w_1=11.5\text{ mm}$ ).

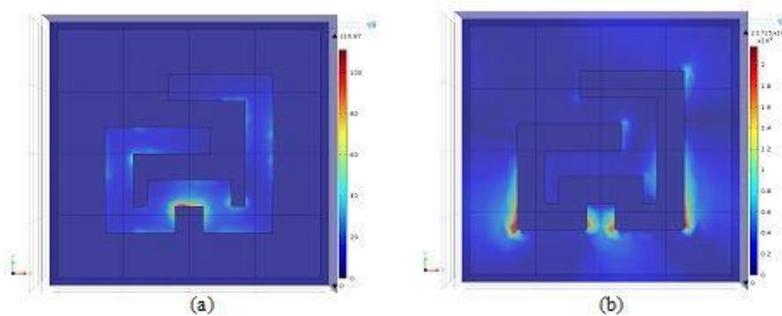
Lorsque l'onde plane incidente est polarisée selon la direction  $x$ , les résultats trouvés montrent trois bandes coupées. Pour la structure initiale, lorsque  $w_1=w_2=7.5\text{ mm}$ , les valeurs des fréquences de résonance obtenues sont respectivement d'environ 8,9 GHz, 10,9 GHz et 11,6 GHz avec des bandes coupantes de 0,64 GHz, 0,42 GHz et 0,25 GHz. L'augmentation de la valeur de bande  $w_1$  de 7.5 mm à 11.5 mm pour une valeur fixe de  $w_2=7.5$  aboutit à la diminution de la fréquence résonante centrale d'environ 10.9 GHz à 9.4 GHz.

Dans le cas où l'onde plane incidente est polarisée selon la direction  $y$ , une seule fréquence de résonance d'environ 6.7 GHz a été observée avec une bande coupante de 0.61 GHz. Cela est dû à l'asymétrie de la structure proposée. Ces résultats sont trouvés pour toutes les valeurs des longueurs des bandes parallèles  $w_1$  et  $w_2$ . Une deuxième résonance est observée à 9,1 GHz uniquement lorsque la longueur de la bande parallèle est supérieure  $w_1=11.5\text{ mm}$ . Cet effet rend la structure proposée utilisable pour les deux polarisations (selon  $x$  et selon  $y$ ).

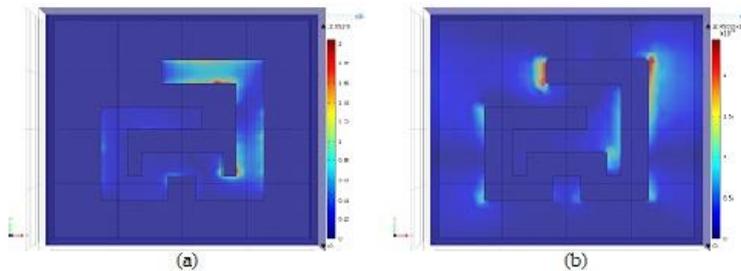
En comparant les résultats de la méthode WCIP, ceux obtenus par COMSOL Multiphysics et les résultats de mesures expérimentales, on remarque qu'ils sont en accord, avec une erreur relative maximale de 1.12%. Ainsi, ces résultats viennent confirmer l'analyse numérique expérimentalement.

### 3.5 Densité du courant et champ électrique

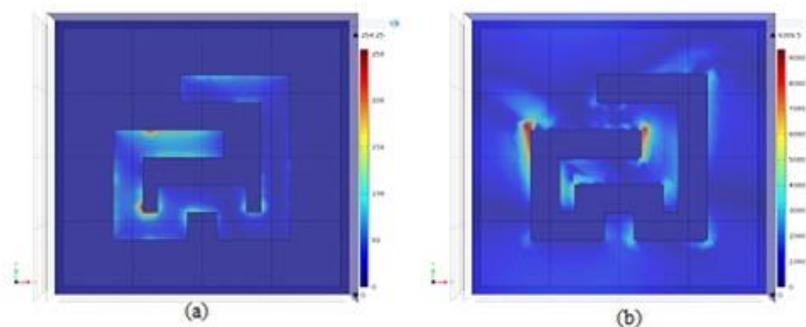
Pour bien comprendre la source des trois fréquences de résonance obtenues, dans le cas de la polarisation de la source selon la direction  $x$ , la distribution du champ électrique et la densité du courant surfacique sont étudiées et sont tracées aux fréquences de résonances obtenues (8.9GHz, 10.9GHz et 11.6GHz), en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics. Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures (3.8 à 3.10)



**Figure 3. 8** Densité du courant surfacique (a) et Distribution du champ électrique tangentiel(b) à  $f_r=8.9\text{GHz}$ .



**Figure 3. 9** Densité du courant surfacique (a) et distribution du champ électrique tangentiel (b) à  $f_r=10.9\text{GHz}$ .



**Figure 3. 10** Densité du courant surfacique(a) et distribution du champ électrique tangentiel (b) à  $f_r=11.6\text{ GHz}$ .

Comme le montre la figure (3.8), pour la plus basse fréquence de résonance ( $f_r=8.9\text{GHz}$ ), la densité du courant surfacique est plus concentrée sur l'encoche alors que les figures (3.9) et (3.10) indiquent que les densités des courants surfaciques sont concentrées sur les deux bras parallèles  $w_1$  et  $w_2$ , pour les fréquences de résonance respectivement de 10.9 GHz et 11.6GHz.

### 3.6 Etude paramétrique

Dans cette partie, la dépendance de la fréquence de résonance de la FSS proposée est déterminée en fonction des différentes dimensions de la structure présentée. Les trois fréquences de résonance caractérisent (fig.3.5) notre structure, car lorsque la source est excitée selon la direction  $x$ , ces fréquences sont affectées en faisant varier les dimensions  $w_1$ ,  $w_2$  et  $d_1$ .

L'étude paramétrique a été réalisée par l'utilisation de la méthode numérique itérative WCIP et le logiciel COMSOL Multiphysics. On commence par l'étude de l'effet de l'augmentation de la longueur  $d_1$  sur le déplacement de la fréquence de résonance, on effectue, ensuite, l'étude de l'augmentation des longueurs des bras parallèles  $w_1$  et  $w_2$ . Ces trois paramètres sont les éléments les plus influents sur la fréquence de résonance de notre FSS filtre multi-bande.

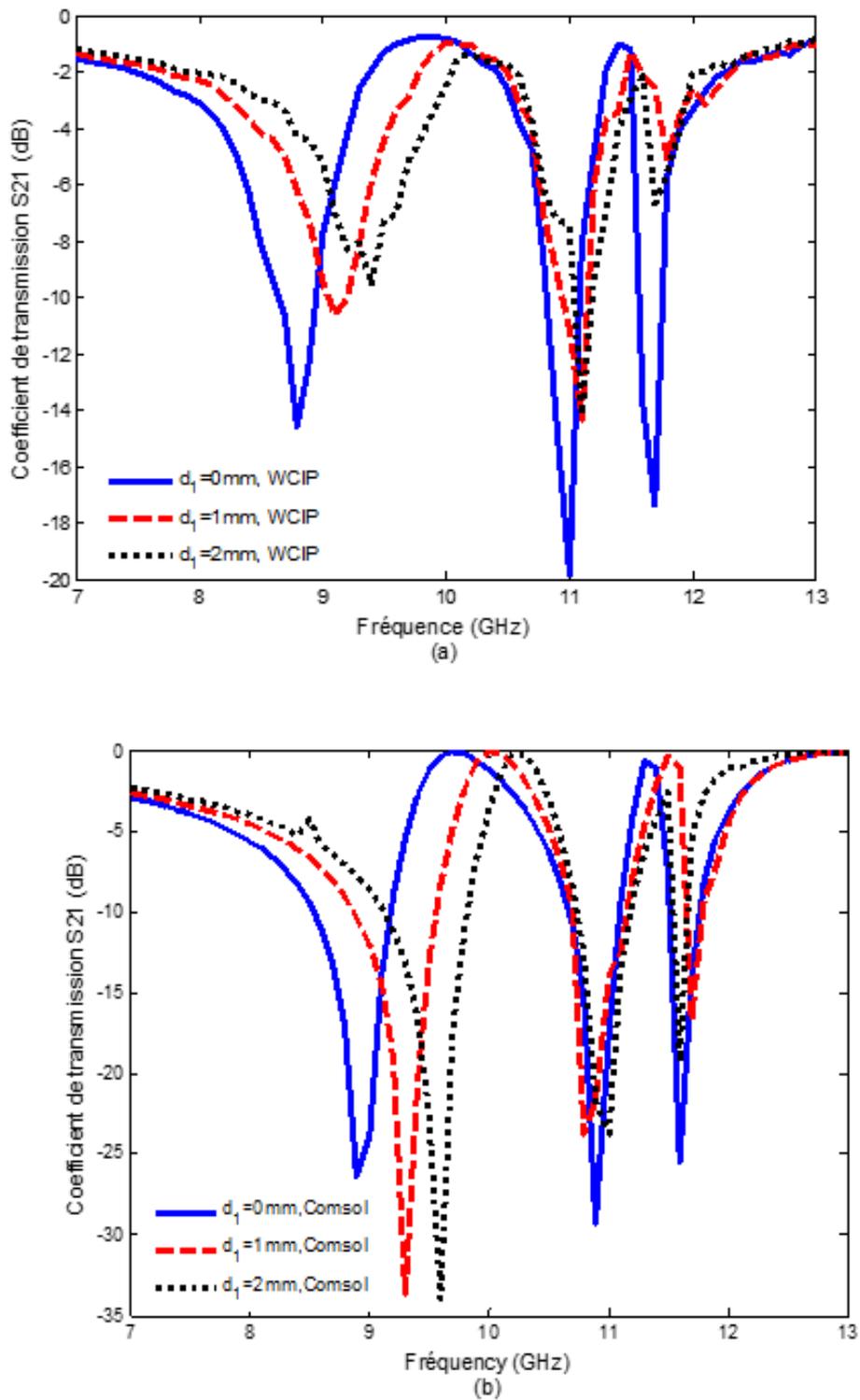
#### 3.6.1 Influence de $d_1$

A cette étape, l'objectif est de mettre en évidence et d'évaluer le déplacement des fréquences de la structure proposée lorsque la profondeur du bord gauche de l'encoche  $d_1$  est modifiée. La figure (3.11) montre cette influence pour une augmentation de la profondeur  $d_1$  de 0 mm à 2 mm.

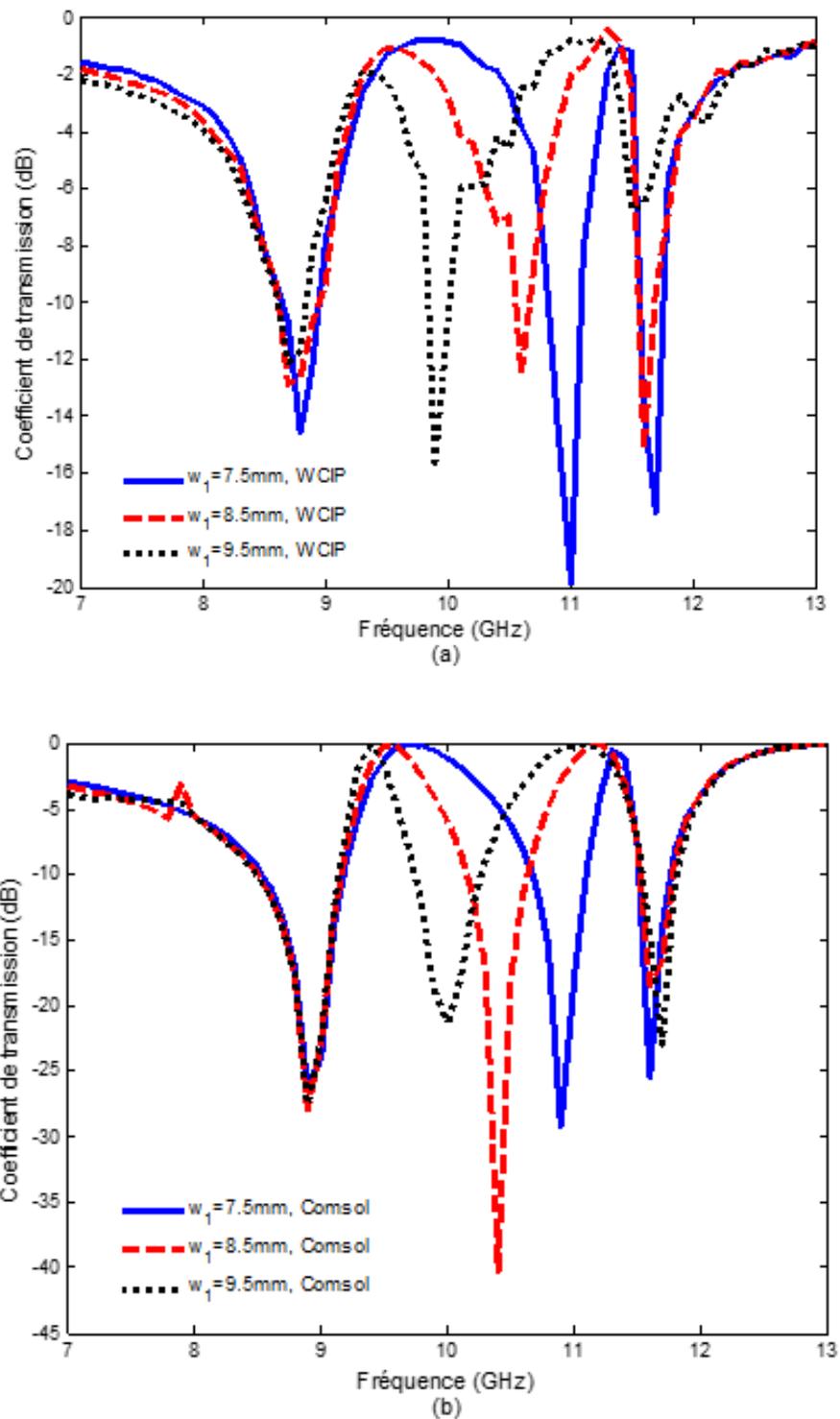
On constate qu'une variation de  $d_1$  entre 0 mm à 2 mm entraîne une augmentation de 8,9 GHz à 9,6 GHz de la fréquence de résonance la plus basse, tandis que la deuxième et la troisième fréquence de résonance restent constantes.

#### 3.6.2 Influence de $w_1$

La figure (3.12) montre qu'avec l'augmentation de  $w_1$  de 7.5mm à 8.5mm, puis 9.5mm, la première et la troisième fréquence de résonance ne changent pas alors que la deuxième fréquence diminue de 10,9 GHz à 10 GHz.



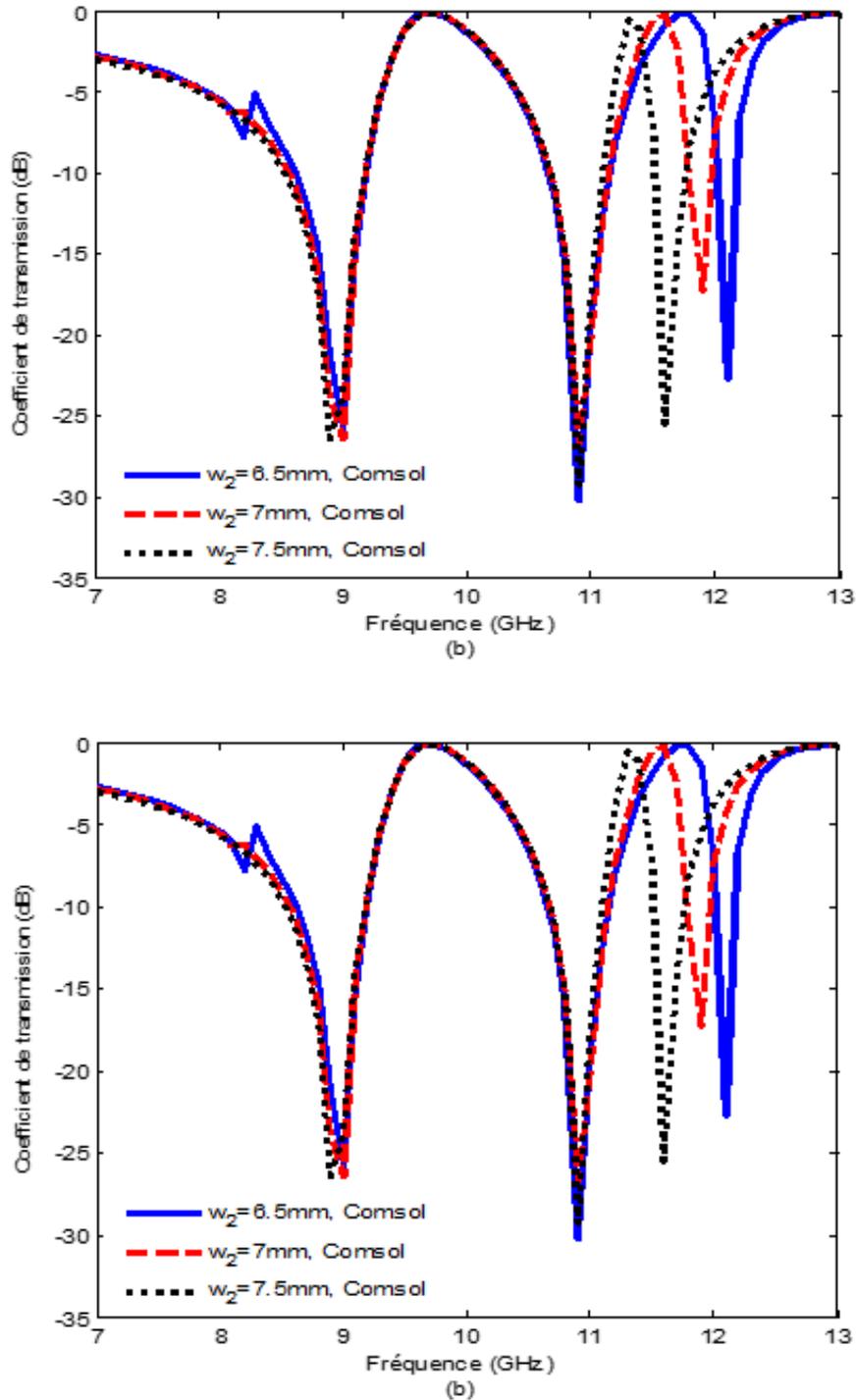
**Figure 3. 11** Coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence pour les valeurs de  $d_1$  variant de 0mm à 2mm. (a) les résultats par WCIP. (b) les résultats par COMSOL Multiphysics.



**Figure 3. 12** Coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence pour des valeurs de  $w_1$  variant de 7.5mm à 9.5mm. (a) les résultats par WCIP. (b) les résultats par COMSOL Multiphysics.

### 3.6.3 Influence de $w_2$

L'étude de l'influence du changement de la longueur de  $w_2$  sur la fréquence de résonance montre que lorsque cette longueur varie de 6,5mm à 7,5mm, les résultats trouvés par la méthode WCIP et COMSOL Multiphysics sont donnés dans la figure (3.13).



**Figure 3. 13** Coefficient de transmission en dB en fonction de la fréquence pour des valeurs de  $w_2$  variant de 6.5mm à 7.5mm. (a) les résultats par WCIP. (b) les résultats par COMSOL Multiphysics.

Lorsque  $w_2$  augmente de 6.5mm à 7.5mm, on constate une diminution de 12.1 GHz à 11.6 GHz de la plus haute fréquence de résonance, tandis que les premières fréquences de résonances restent constantes.

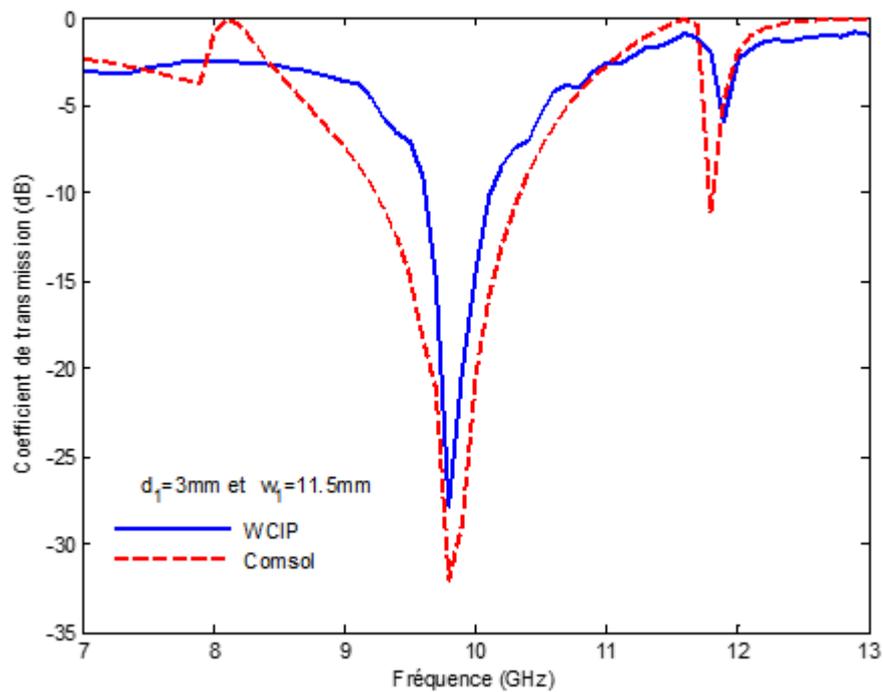
Afin de pouvoir étudier les effets des longueurs  $w_1$ ,  $w_2$ , et  $d_1$ , les figures (3.11 à 3.13) permettent de constater que les trois fréquences de résonance de la structure proposée sont contrôlées indépendamment l'une de l'autre lorsque l'onde incidente est polarisée selon la direction  $x$ . Cette caractéristique montre une bonne flexibilité de la structure proposée. Par ailleurs, une concordance est constatée entre les résultats de la méthode WCIP et les résultats de simulation par COMSOL Multiphysics.

### 3.7 Bandes élargies

La réponse fréquentielle (coefficient de transmission) de la structure de base proposée dévoile trois fréquences de résonance selon la polarisation  $x$  pouvant être réglées et contrôlées indépendamment l'une de l'autre. Cette spécification a été utilisée pour ajuster les différentes résonances de telle façon à les rapprocher suffisamment les unes des autres. Cela a pour but non seulement d'élargir la bande de réjection mais aussi de permettre son ajustement. Cette étude est réalisée en deux étapes. Un fusionnement des premières fréquences de résonance  $fr_1$  avec  $fr_2$  a été effectué afin de voir cette bande élargie selon les dimensions de limites:

- $10.5\text{mm} \leq w_1 \leq 11.5$
- $1 \leq d_1 \leq 3$ .

La figure (3.14) présente la première bande élargie obtenue lorsque  $d_1=3\text{mm}$  et  $w_1=11.5\text{mm}$ . Dans ces conditions, la largeur de bande élargie résultante est de 2.22GHz calculée par la méthode WCIP à -3 dB.

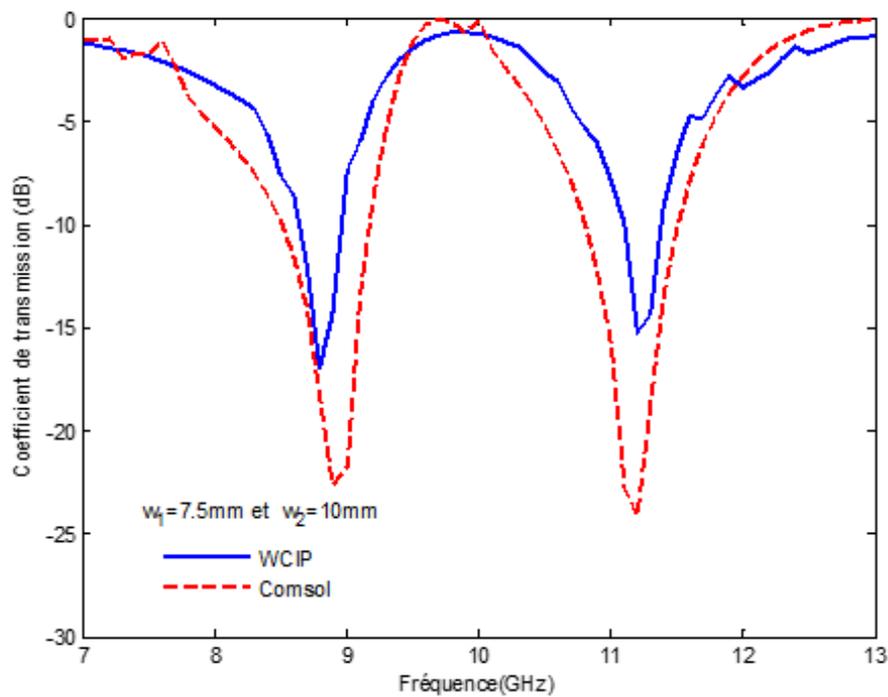


**Figure 3. 14** Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $d_1=3\text{mm}$  et  $w_1=11.5\text{mm}$ .

La deuxième étape considère le fusionnement des fréquences de résonance  $fr_2$  avec  $fr_3$ . Dans ce cas la bande élargie est obtenue lorsque la fréquence de résonance centrale se déplace vers les hautes fréquences alors que la troisième fréquence de résonance se déplace vers sens contraire. Les intervalles des dimensions de limites, pour trouver la deuxième bande élargie, sont :

- $7.5\text{m} < w_1 < 10.5\text{mm}$ .
- $7.5 < w_2 < 9.5\text{mm}$ .

La figure (3.15) montre la deuxième bande élargie obtenue lorsque  $w_1$  est fixée à 10.5 mm et  $w_2$  prend la valeur 10mm.



**Figure 3.15** Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $w_1=7.5\text{mm}$  et  $w_2=10\text{mm}$ .

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle surface sélective en fréquence a été proposée dans le but de concevoir un filtre multi-bande. La structure a été conçue en utilisant un anneau quasi-carré ouvert métallique imprimée sur un substrat diélectrique en fibre de verre monocouche.

Les principaux avantages de la structure proposée sont la simplicité, une structure monocouche utilisable pour les applications multi-bandes et à double polarisations. Le comportement de la structure proposée est obtenu avec la méthode WCIP et validé par comparaison avec des mesures expérimentales et des simulations par le logiciel COMSOL Multiphysics. Un bon accord a été obtenu. Ainsi la densité du courant surfacique et la distribution du champ électrique sont tracées aux fréquences de résonances par le logiciel COMSOL Multiphysics, afin de bien déterminer l'élément responsable de chaque résonance.

Aussi, l'étude paramétrique des effets de changement des dimensions des paramètres géométriques  $w_1$ ,  $w_2$  et  $d_1$  a permis la détermination des différentes dimensions influant chaque fréquence de résonance. D'où la bonne flexibilité de la structure proposée.

Les trois fréquences de résonance obtenues peuvent être contrôlées indépendamment l'une de l'autre. Cette information a été utilisée pour ajuster les différentes résonances de telle façon à les ramener suffisamment proches les unes des autres pour élargir la bande de réjection.

## **Chapitre 4**

# **Filtres à cavité résonante et à couches inhomogènes**

## 4.1 Introduction

Ce chapitre introduit de nouvelles approches pour la conception des filtres à cavité rectangulaire résonante comportant des structures planaires à substrat homogène et inhomogène. Ces structures sont capables d'accomplir des fonctions de filtrage à grande sensibilité, ajustables et à multifonctionnalités. La modélisation des filtres à cavité rectangulaire avec plusieurs niveaux de métallisation se fait par l'application de la méthode SMT-WCIP.

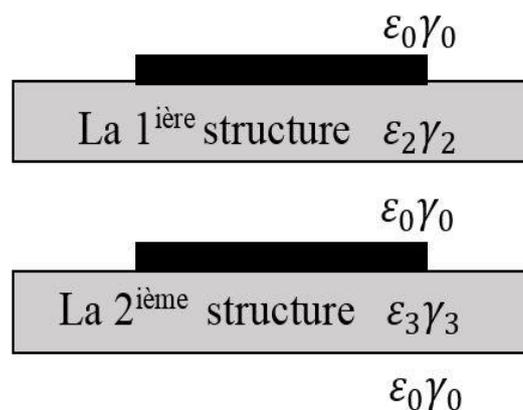
Dans la dernière partie de ce chapitre, l'utilisation des nouvelle Abaques et approches d'un filtre à couche inhomogène est proposée et les résultats d'analyse et de conception obtenus par la méthode WCIP sont validés par ceux de la simulation par COMSOL Multiphysics.

## 4.2 Approche cascade -WCIP

Pour étudier les filtres à base des structures périodiques multicouches et avec multi-niveaux de métallisation une nouvelle approche hybridant la méthode WCIP avec l'approche en mode unique est exploitée, en tenant compte, dans chaque interface, de la présence de différents domaines (métalliques et diélectriques) et de la relation qui existe entre eux.

### 4.2.1 Description de l'approche en cascade

La méthode de modélisation décrite dans cette partie consiste à reconstituer les filtres conçus par un agencement de plusieurs structures planaires (FSS) et à plusieurs niveaux de métallisation, comme indiqué dans la figure (4.1).



**Figure 4. 1** Filtre planaire à deux FSS.

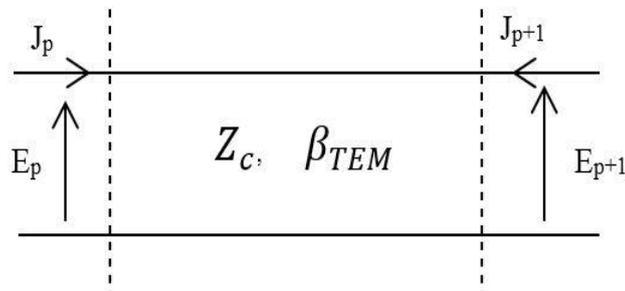
Chaque structure planaire de filtrage (FSS) est décrite par sa matrice de diffusion (S) et déduite par la méthode WCIP. L'espace entre les deux structures est traité par l'approche en mode unique. Cette

couche est considérée comme une ligne de transmission où le mode fondamental qui s'y propage est le mode TEM, défini par une impédance caractéristique  $Z_c$  et un coefficient de propagation  $\beta_{TEM}$  [2], avec :

$$\beta_{TEM} = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r} \quad (4.1)$$

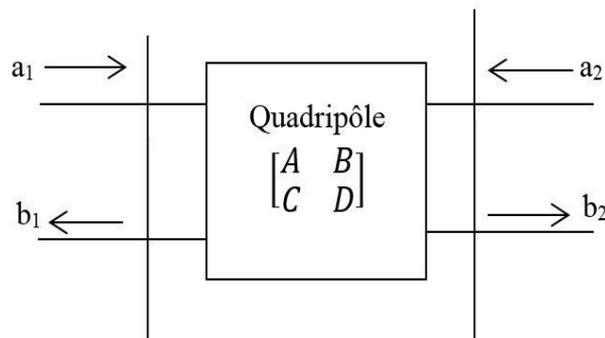
$$Z_c = Z_{TEM} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_r}} \Omega \quad (4.2)$$

La détermination du quadripôle de la longueur de ligne, modélisant la distance et séparant les deux niveaux de métallisation adjacents, est nécessaire pour mettre les différents comportements électromagnétiques en cascade. Le modèle électrique de la ligne est montré dans la figure (4.2).



**Figure 4. 2** Modèle électrique de la couche diélectrique de séparation.

En considérant la structure planaire comme un quadripôle, la modélisation de la structure globale présentée dans la figure (4.1) est ramenée à la mise en cascade de structures composites. Ainsi, la méthode la plus utilisée pour déterminer la matrice de diffusion globale  $S$  est basée sur le chainage des sous matrices  $S$  de chaque FSS. Cette approche nécessite un nombre important d'opérations sur des matrices de tailles importantes [70]. Dans ce cas, il convient de définir une matrice ABCD  $2 \times 2$  pour chaque structure. Bien que la matrice ABCD lie les ondes  $a_1$  et  $b_1$  des entrées en fonction des ondes  $a_2$  et  $b_2$  des sorties, elle est mieux adaptée au système en cascade [71].



**Figure 4. 3** Schéma d'un quadripôle.

Dans cette situation, les relations entre les ondes sont décrites par la matrice ABCD comme suit [71]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Soit le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} Aa_1 + Ba_2 = b_1 \\ Ca_1 + Da_2 = b_2 \end{cases} \quad (4.4)$$

#### 4.2.2 Mise en cascade des quadripôles

Avant la mise en cascades des quadripôles, il faut tout d'abord extraire les sous matrices ABCD de chaque structure ainsi que pour la couche de séparation qui lie les deux FSS.

Pour la structure à deux FSS, on considère les 3 quadripôles mis en cascade Q1, Q2 et Q3 des matrices  $ABCD_1$ ,  $ABCD_L$  et  $ABCD_2$  des FSS<sub>1</sub>, la ligne de transmission et FSS<sub>2</sub> respectivement (fig.4.4).

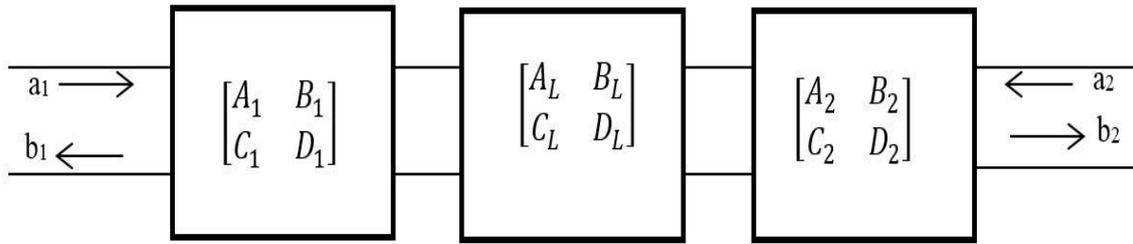


Figure 4. 4 Représentation schématique des quadripôles mis en cascade.

Les matrices ABCD pour les trois quadripôles sont données par les équations (4.5) à (4.7) [71].

$$ABCD_1 = \begin{bmatrix} \frac{(1 + S_{111})(1 - S_{221}) + S_{121} * S_{211}}{2S_{211}} & Z_c \frac{(1 + S_{111})(1 + S_{221}) - S_{121} * S_{211}}{2S_{211}} \\ \frac{1}{Z_c} \frac{(1 - S_{111})(1 - S_{221}) - S_{121} * S_{211}}{2S_{211}} & \frac{(1 - S_{111})(1 + S_{221}) + S_{121} * S_{211}}{2S_{121}} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$ABCD_L = \begin{bmatrix} ch\gamma_0 d & Z_0 sh\gamma_0 d \\ \frac{sh\gamma_0 d}{Z_0} & ch\gamma_0 d \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$ABCD_2 = \begin{bmatrix} \frac{(1 + S_{112})(1 - S_{222}) + S_{122} * S_{212}}{2S_{212}} & Z_c \frac{(1 + S_{111})(1 + S_{222}) - S_{122} * S_{212}}{2S_{212}} \\ \frac{1}{Z_c} \frac{(1 - S_{112})(1 - S_{222}) - S_{122} * S_{212}}{2S_{212}} & \frac{(1 - S_{112})(1 + S_{222}) + S_{122} * S_{212}}{2S_{212}} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Avec :  $S_{111}$ ,  $S_{211}$ ,  $S_{112}$  et  $S_{212}$  sont respectivement les coefficients de réflexion et de transmission de la première et de la deuxième FSS, déduits par l'application de la méthode WCIP. La matrice  $ABCD_L$  donnée par l'équation (4.6) définit la matrice de diffusion S qui caractérise la ligne de transmission.

Par extension, la matrice totale ABCD de la structure présentée dans la figure (4.1) est donnée par le produit de toutes les matrices  $ABCD_q$  comme illustré dans l'équation (4.8) :

$$ABCD_{totale} = ABCD_1 * ABCD_L * ABCD_2 \quad (4.8)$$

### 4.2.3 Coefficients de réflexion et de transmission

Une fois la matrice ABCD de la structure multicouche avec multi-niveaux de métallisation est déterminée, on fait la transformation inverse de la matrice ABCD à la matrice de diffusion S. Ainsi, les coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 sont donnés par les formules suivantes :

$$S11 = \frac{A+B/Z0-C*Z0-D}{A+B/Z0+C*Z0+D} \quad (4.9a)$$

$$S21 = \frac{2}{A+B/Z0+C*Z0+D} \quad (4.9b)$$

Ainsi, l'approche en cascade est intégrée dans le programme global de la méthode WCIP à deux FSS pour la finaliser en conjonction avec l'approche en mode unique.

Beaucoup de chercheurs ont travaillé sur la modélisation des filtres planaires à plusieurs niveaux de métallisation, en utilisant d'autres méthodes telles que la technique de la matrice de diffusion (Scattering Matrix Technique SMT) et la méthode d'analyse du domaine spectral (Spectral Domain Analysis SDA) [72- 75].

Pour une structure à deux niveaux de métallisation, les coefficients de réflexion et de transmission sont donnés par les équations suivantes [74] :

$$S11 = S_{111} + \frac{S_{211}^2 * S_{112}}{1 - S_{111} * S_{112} e^{-jkd}} e^{-jkd} \quad (4.10)$$

$$S21 = \frac{S_{211} * S_{212}}{1 - S_{111} * S_{112} e^{-jkd}} \quad (4.11)$$

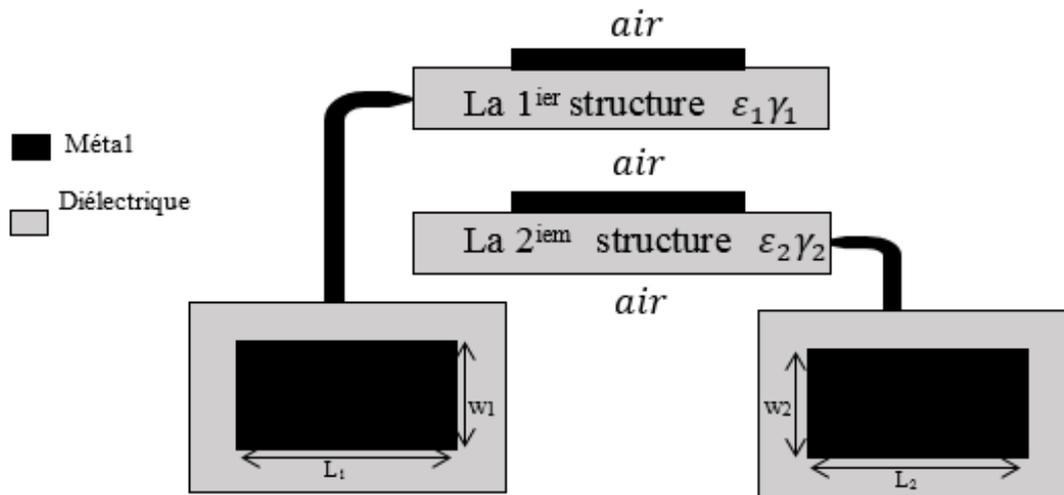
Avec, d : est la distance entre les deux FSS.

k : est la constante de propagation.

## 4.3 Conception des filtres à deux FSS

Les filtres à deux FSS déjà utilisés par Tercio [73] ont été considérés dans cette partie pour valider l'approche cascade-WCIP proposée et la méthode SMT-WCIP. Ensuite les résultats obtenus sont comparés à ceux de simulation par la méthode SMT et la mesure expérimentale présentée par Tercio.

La structure de filtrage multicouche à deux niveaux de métallisation est présentée dans la figure (4.5). Le filtre est constitué de deux FSS en cascade, séparées par une couche d'air. Les cellules unitaires des FSS utilisées, sont formées par des patches rectangulaires métalliques gravés sur un substrat diélectrique de permittivité 3.9 et d'épaisseur 1.6 mm.



**Figure 4. 5** Structure à deux-niveaux de métallisation (deux FSS).

$L_1=10\text{mm}$ ,  $w_1=7\text{mm}$  sont respectivement la longueur et la largeur du patch rectangulaire pour la FSS<sub>1</sub> et  $L_2=8\text{mm}$  et  $w_2=8\text{mm}$  sont respectivement celles du patch rectangulaire pour la FSS<sub>2</sub>.

Lorsque la structure est polarisée selon la direction  $x$ , les figures (4.6 à 4.8) montrent la variation des coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement, pour  $d=1.5\text{mm}$ ,  $10\text{mm}$  et  $12\text{mm}$  respectivement.

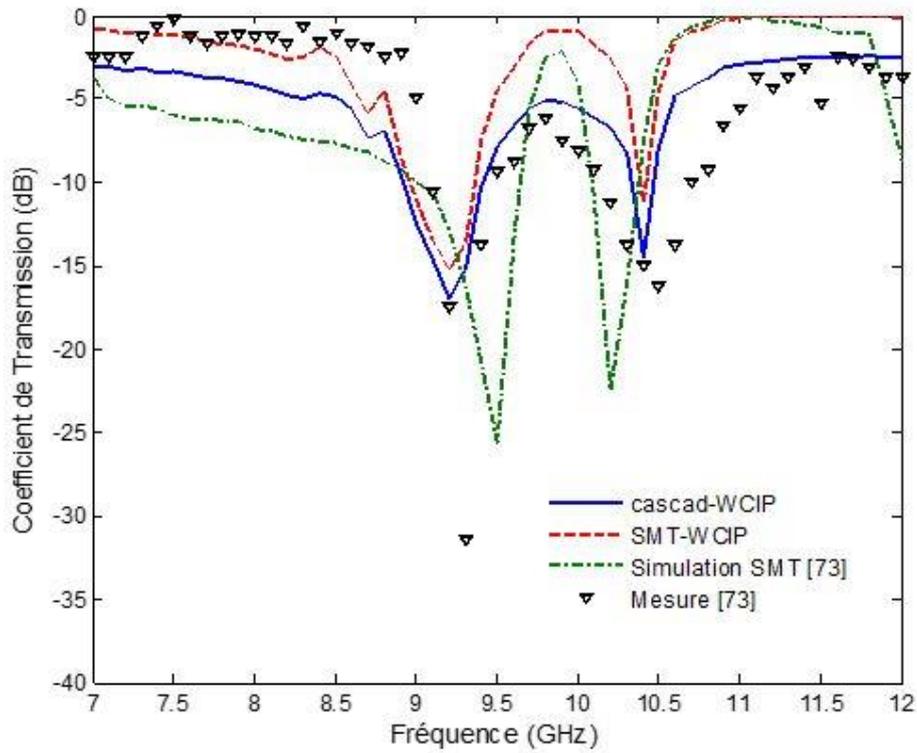


Figure 4.6 Variation du coefficient de transmission en dB pour  $d=1.5$  mm.

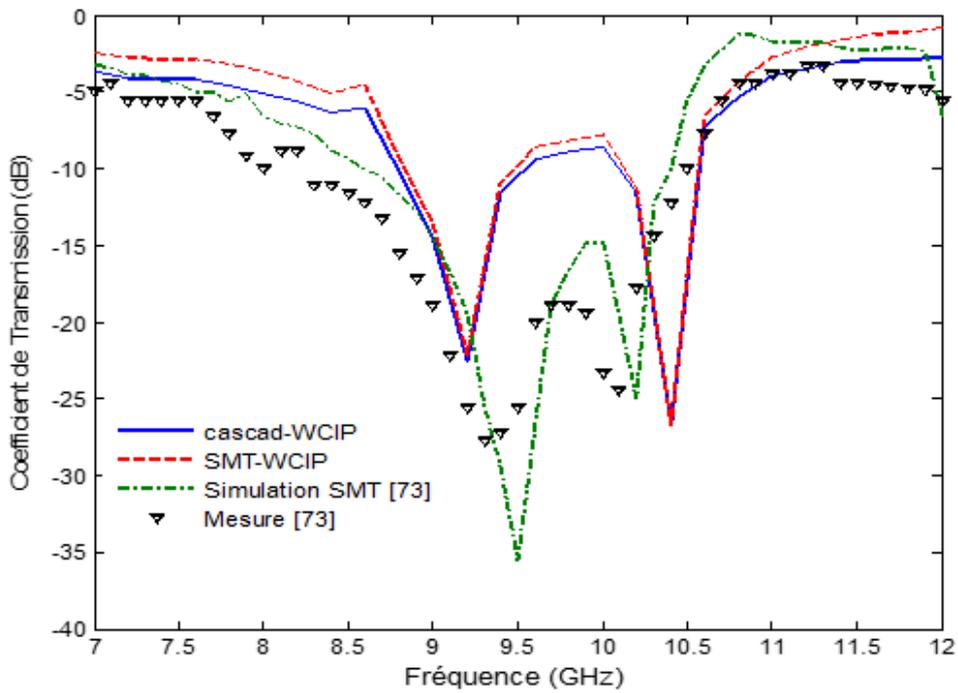
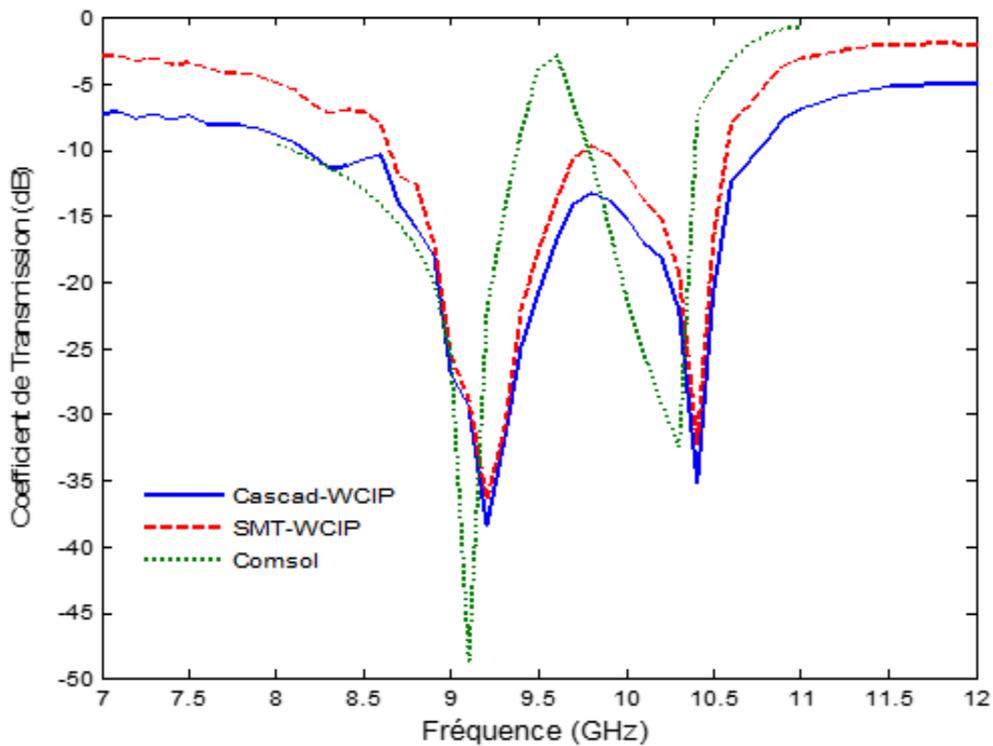


Figure 4.7 Variation du coefficient de transmission en dB pour  $d=10$  mm.



**Figure 4. 8** Variation du coefficient de transmission en dB pour  $d=12$  mm.

En comparant les résultats de simulation obtenus par l'application des deux approches (Cascade-WCIP et SMT-WCIP) avec les résultats de simulation et de mesure expérimentale de Tercio [73], ainsi que les résultats du logiciel COMSOL Multiphysics (fig. 4.8), on constate clairement qu'il y a un bon accord entre les différentes réponses fréquentielles de la structure à deux FSS, ce qui valide l'approche proposée. Il faut noter que les résultats de la méthode WCIP trouvés sont plus proches à ceux de la mesure expérimentale par rapport aux résultats SMT de Tercio. En ce qui concerne l'augmentation de la distance qui sépare les deux FSS, on note un effet sur les surtensions des fréquences de résonance.

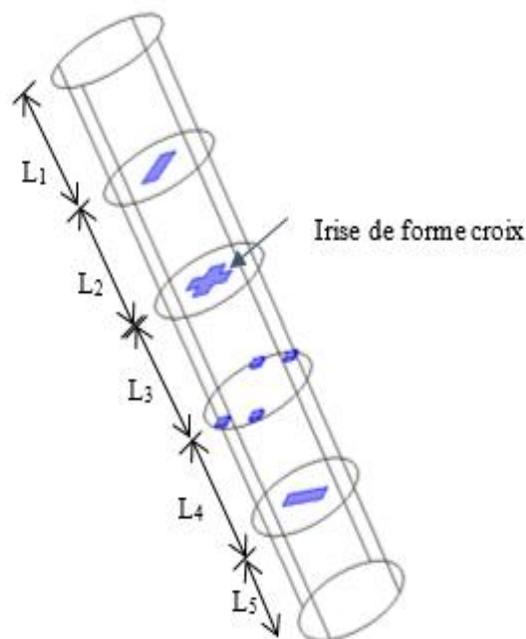
#### 4.4 Filtres à cavité résonante

Les structures de filtrage à cavité résonante sont à base de cavité résonante à parois métalliques, magnétiques ou périodiques. Les cavités Fabry-Pérot sont les plus étudiées [76]. Elles sont basées sur des structures périodiques métallo-diélectriques, à base de surfaces à hautes impédances pour son fonctionnement dans la gamme X [8.2GHz ; 12.4 GHz]. Les cavités résonantes de type SIW (Substrate integrated Wave-guide) constituent une bonne association entre l'intégration des avantages des micro-rubans et des performances des filtres volumique [77]. Les filtres à cavité en guide d'onde (rectangulaire ou circulaire) couplée par des iris circulaires [8], à cavité cylindrique incluse dans le

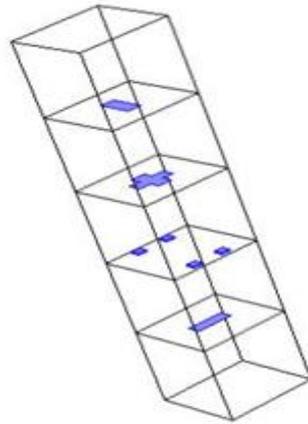
substrat SICC (Substrate Integrated Circular Cavity) [25], à cavité multimodes généralement réalisée à l'aide des cavités de sections rectangulaires [78] ou circulaires [79] sont aussi fréquemment considérés.

Usuellement, les filtres à cavité en guide d'onde (circulaire ou rectangulaire) sont réalisés à l'aide de plusieurs cavités couplées entre elles par des iris métalliques et des vis. Ces iris permettent d'ajuster les fréquences de résonance des cavités et d'assurer le couplage entre les éléments qui les constituent. La figure (4.9) est le schéma d'un filtre à cavités multimodes à section circulaire.

Cependant, la structure présentée dans la figure (4.9) peut être simplement présentée par une cavité à parois périodiques constituée par une cellule unitaire d'une surface sélective en fréquence à plusieurs niveaux de métallisation (plusieurs FSS déposées en cascade), comme présenté dans la figure (4.10).



**Figure 4. 9** Cavité cylindrique multimodes à parois métalliques.



**Figure 4. 10** Cavité rectangulaire à parois périodiques (cellule unitaire d'une FSS).

Le but de l'étude suivante est de développer une nouvelle structure de filtrage à cavité rectangulaire résonante, à parois périodiques, ajustable et fonctionnant en multi-bandes.

## 4.5 Conception des filtres à cavités résonantes et à parois périodiques

Dans cette partie, la technique de la matrice de diffusion SMT-WCIP décrite dans la partie précédente est appliquée pour modéliser les filtres passe-bandes à plusieurs cavités résonantes rectangulaires, à parois périodiques comportant des structures planaires avec plusieurs niveaux de métallisation. La conception des filtres à cavité résonante peut être envisagée avec une modélisation électromagnétique d'association des FSS cascades et séparées par des milieux diélectriques. Pour cela il faut tout d'abord considérer chaque FSS du filtre séparément, ensuite déterminer sa matrice de diffusion globale  $S$ . l'étude des filtres à plusieurs cavités résonantes est divisée en deux étapes, la première étape présente la modélisation des filtres à une seule cavité résonante, tandis que la deuxième étape considère la modélisation des filtres à deux cavités résonantes.

### 4.5.1 Filtre à une seule cavité résonante

La figure (4.11) montre la configuration géométrique de la cavité résonante à modéliser. La structure se compose de deux FSS séparées par une couche diélectrique de permittivité diélectrique  $\epsilon_r=2$  et d'épaisseur  $L=12\text{mm}$ . Les FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub> sont sous forme d'anneaux diélectriques. Les dimensions des anneaux diélectriques des FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub> sont respectivement  $(L_1 \times L_1)$  et  $(L_2 \times L_2)$  avec une largeur de fente  $w=1\text{mm}$ .

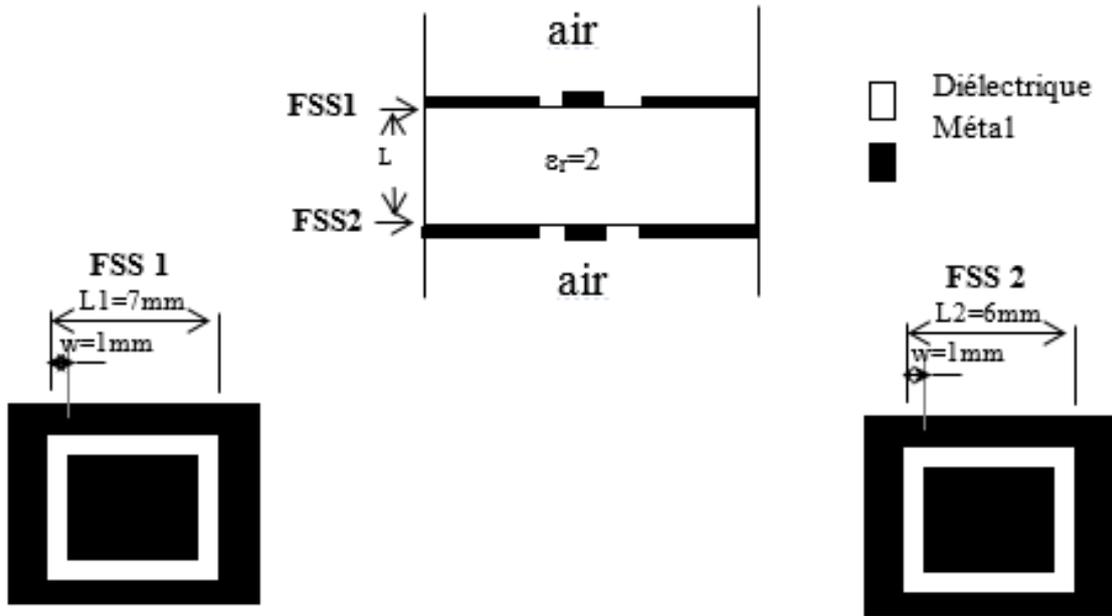
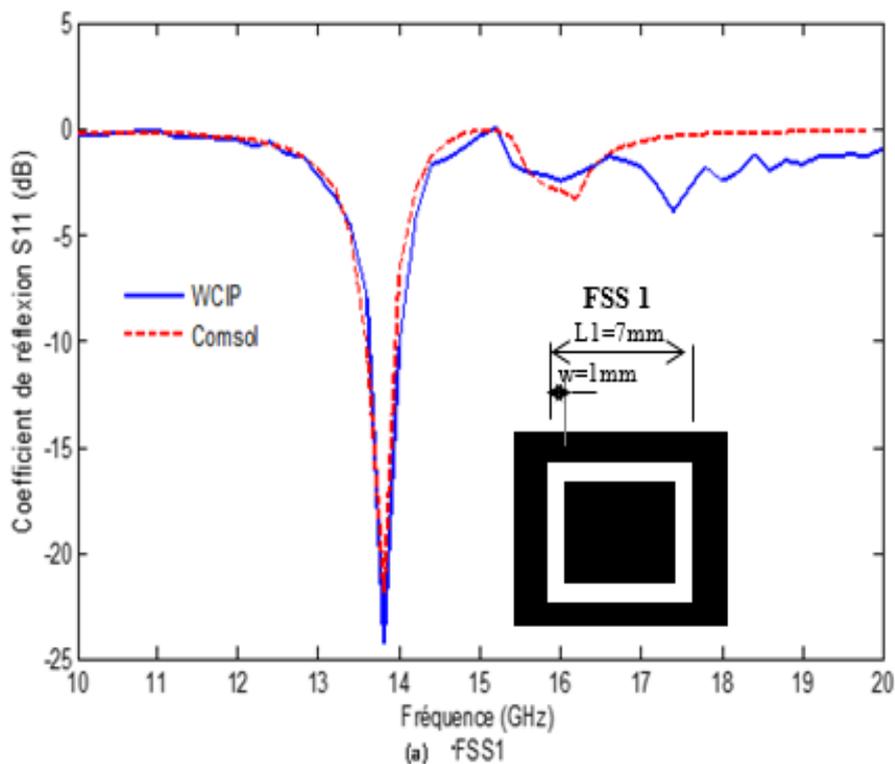
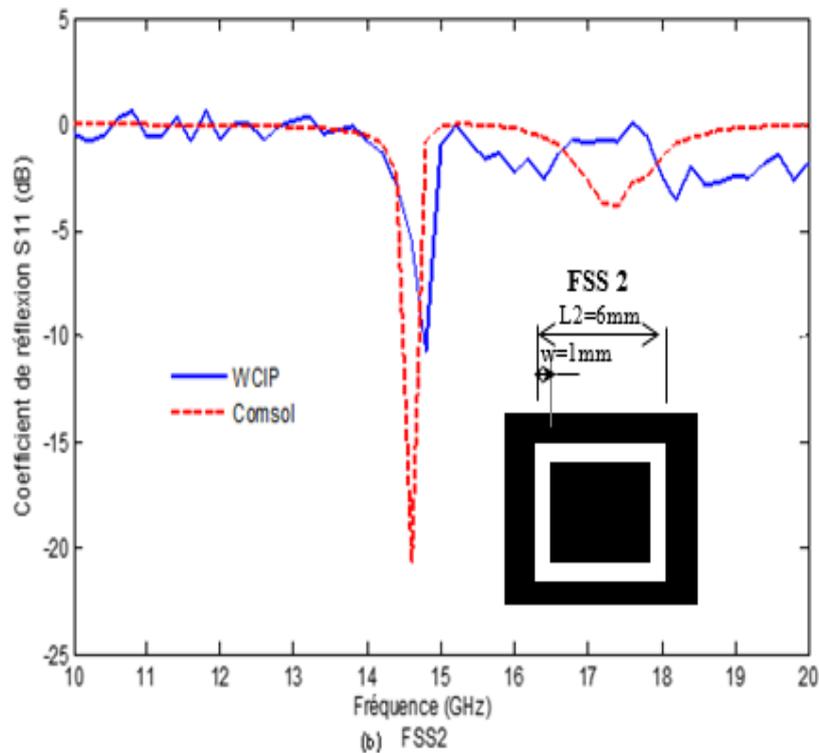


Figure 4. 11 Filtre à cavité rectangulaire à parois périodiques.

Les conditions de simulation par SMT-WCIP sont définies par des cellules élémentaires de taille maximale (19.7mm x 19.7mm), décrites par un maillage de 70×70 pixels et par un processus itératif arrêté après 600 itérations. Les figures (4.12a et 4.12b) montrent la variation du coefficient de réflexion pour FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub>, déterminée par la méthode WCIP et COMSOL Multiphysics.





**Figure 4.12** Variation du Coefficient de réflexion calculé en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour la FSS<sub>1</sub>(a) et la FSS<sub>2</sub>(b).

On peut voir parfaitement que la première FSS présente une fréquence de résonance à 13.8GHz avec une surtension de -24.29 dB et que la seconde dévoile une fréquence de résonance à 14.6 GHz avec une surtension de -20.65 dB.

Les anneaux rectangulaires des FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub> sont caractérisés par leurs longueurs L1 et L2 respectivement, éléments responsables des résonances aux fréquences  $f_{r1}$  et  $f_{r2}$ .

Pour une structure plane de faible épaisseur, la FSS à anneau va résonner lorsque la longueur d'onde, à la fréquence de fonctionnement, est entre la valeur extérieure et celle inférieure de la longueur de l'anneau. Dans ce cas, la fréquence de résonance peut être estimée par [80]:

$$f_r = \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (4.12)$$

Le tableau (4.1) montre une étude comparative entre les fréquences de résonance trouvées par la méthode WCIP, le logiciel COMSOL Multiphysics et par l'équation (4.12) pour les deux FSS.

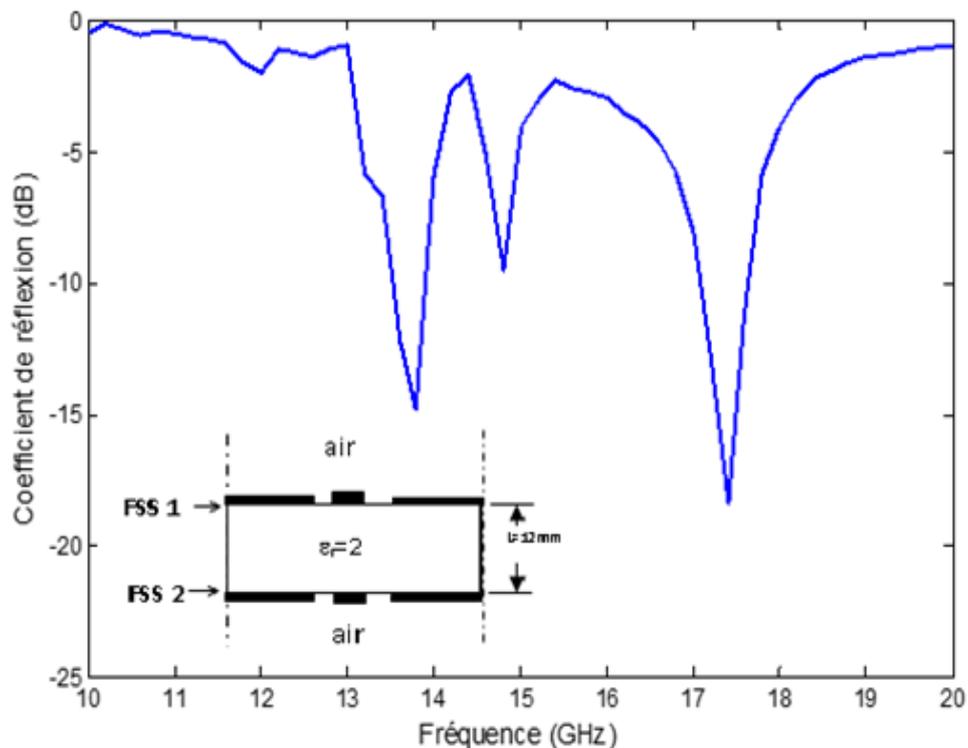
**Tableau 4. 1** Fréquences de résonance des FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub> trouvées par : WCIP, COMSOL et l'équation (4.12).

	FSS <sub>1</sub>	FSS <sub>2</sub>
Fréquence_WCIP (GHz)	13.8	14.8
Fréquence_L extérieure (GHz)	10.71	12.5
Fréquence_L intérieure (GHz)	15	18.75
Fréquence_COMSOL (GHz)	13.8	14.6
Erreur relative (WCIP_COMSOL)%	0	1.36

Afin de rendre les FSS en cascade pour créer la structure de filtrage à cavité résonante, elles sont séparées par un diélectrique supposé de l'air, dans notre cas, d'épaisseur  $L=12\text{mm}$ . Les résultats du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement obtenue par la méthode SMT\_WCIP ont présentés dans la figure (4.13).

On constate que le coefficient de réflexion de la structure de filtrage proposée présente non pas deux, mais trois fréquences de résonance observées respectivement à 13.6GHz, 14.6GHz et 17.4 GHz.

Dans l'objectif d'extraire la source de chaque résonance, une étude paramétrique est faite dans la partie qui suit.

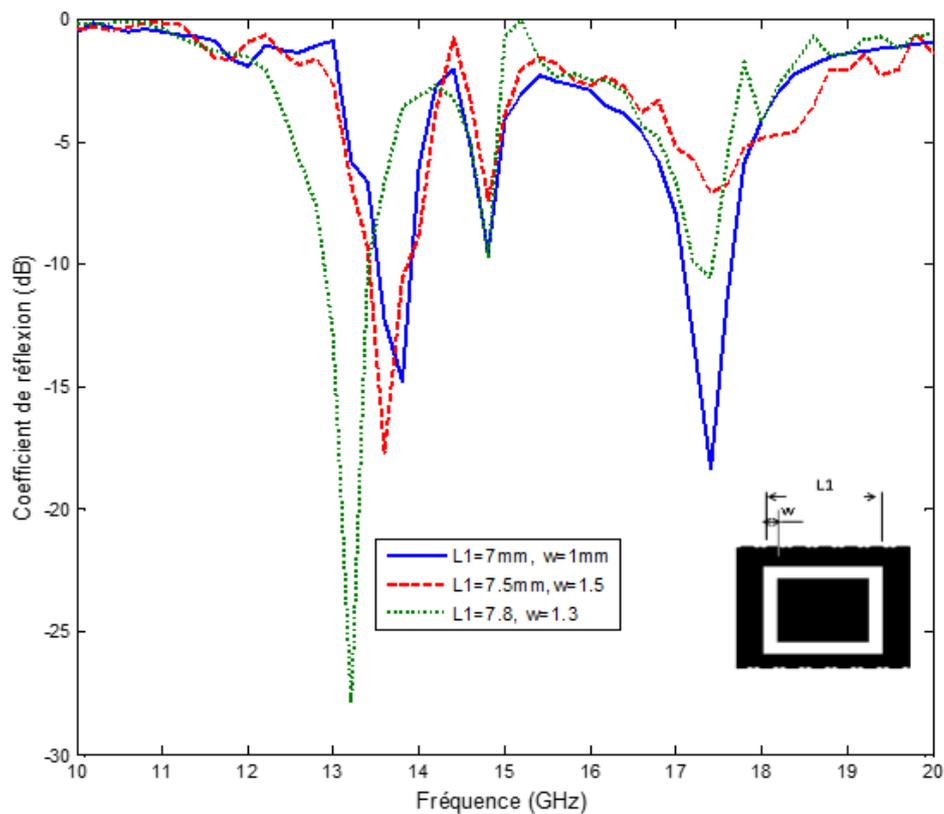
**Figure 4. 13** Coefficient de réflexion, calculé en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement.

#### 4.5.1.1 Etude paramétrique

Une étude comparative entre les résultats de la première structure (comme une structure de référence) et les résultats des nouvelles structures est réalisée dans cette partie. Elle permet à la fois d'évaluer l'influence des dimensions sur les fréquences de résonance et d'en déduire la source de chacune d'elles.

##### 4.5.1.1.1 Influence de la première surface sélective

Dans un premier temps, on cherche la fréquence de résonance de la  $FSS_1$  dans la structure composée des deux  $FSS_1$  et  $FSS_2$ . Pour cela, on fait varier les dimensions de la  $FSS_1$  alors que tous les autres paramètres sont maintenus fixés. Les résultats obtenus sont donnés par la figure (4.14).

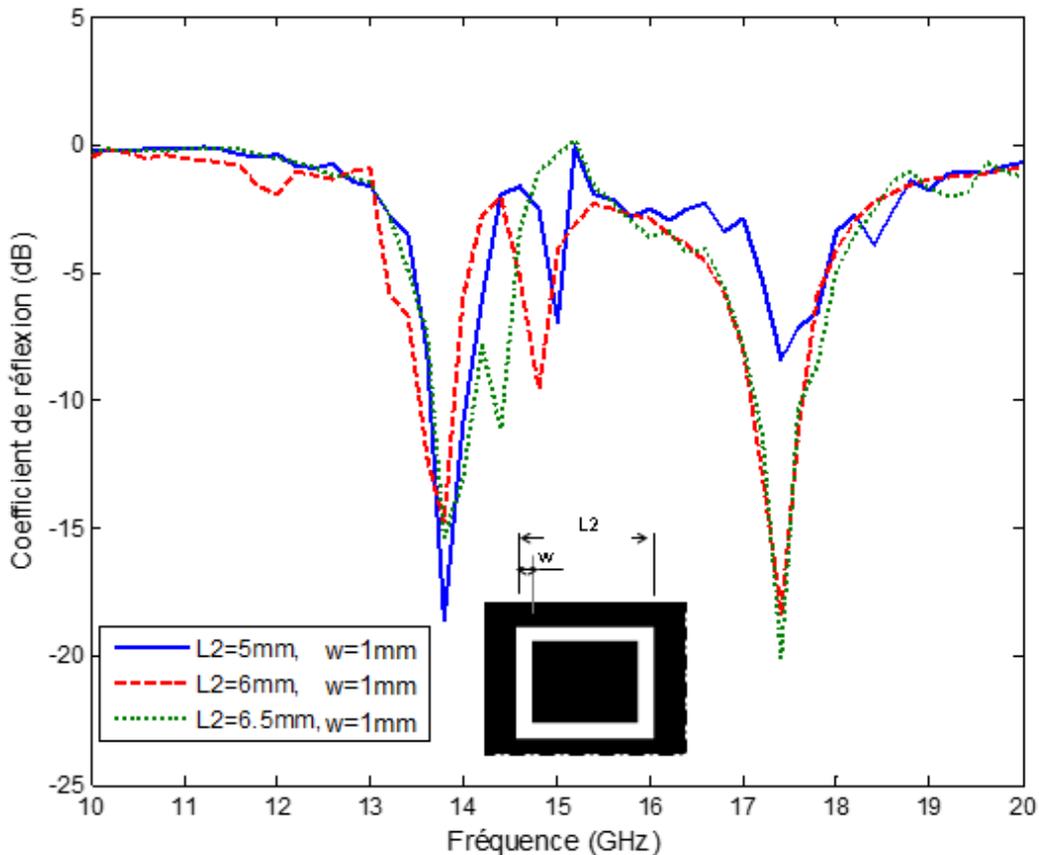


**Figure 4. 14** Coefficient de réflexion, en dB, pour la structure à deux niveaux de métallisation, pour différentes dimensions de  $FSS_1$ .

On constate alors que l'augmentation des dimensions de la  $FSS_1$  entraîne une diminution de la première fréquence de résonance, tandis que la deuxième et la troisième fréquence restent constantes. En conséquence, on peut affirmer que le  $FSS_1$  est la source de la première fréquence de résonance.

#### 4.5.1.1.2 Influence de la seconde surface sélective

Maintenant, les dimensions de la  $FSS_1$  étant considérées comme dans état initial, on fait varier les dimensions de la  $FSS_2$ . La figure (4.15) montre qu'avec l'augmentation des dimensions de la seconde surface sélective  $FSS_2$ , la deuxième fréquence de résonance se déplace vers les basses fréquences, alors que la première et la troisième fréquence de résonance restent inchangées. Cela montre effectivement que la source de la deuxième fréquence de résonance n'est autre que la  $FSS_2$ .

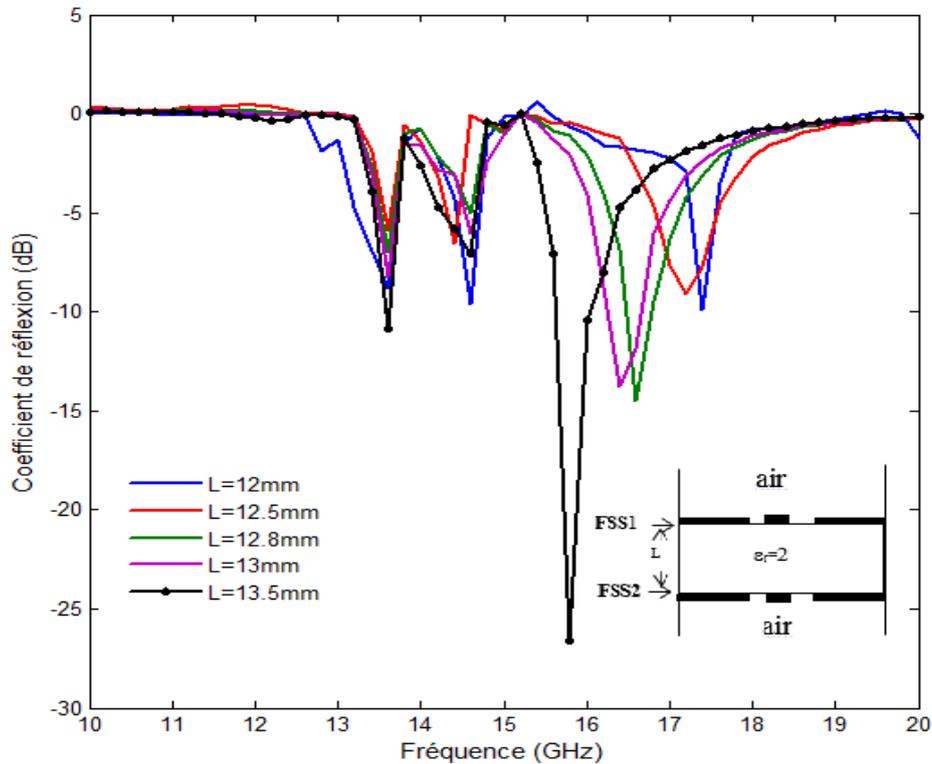


**Figure 4. 15** Coefficient de réflexion en dB pour la structure à deux niveaux de métallisation, pour différentes dimensions de  $FSS_2$ .

#### 4.5.1.1.3 Influence de l'épaisseur L

On fixe, à présent, les dimensions des  $FSS_1$  et  $FSS_2$  à l'état initial et on attribue à la distance qui les sépare les valeurs suivantes : 12mm, 12.5mm, 12.8mm, 13mm et 13.5mm. La réponse de la structure est présentée dans la figure (4.16).

Deux remarques peuvent être faites : les deux premières fréquences de résonance sont fixes en faisant varier la distance  $L$  entre les deux  $FSS$ . Par ailleurs, lorsque  $L$  augmente, la plus haute fréquence de résonance diminue. On constate également que cette fréquence est la fréquence de résonance de la cavité à parois périodiques.



**Figure 4.16** Coefficient de réflexion en dB pour L prenant les valeurs 12mm, 12.5mm, 12.8mm, 13mm et 13.5mm.

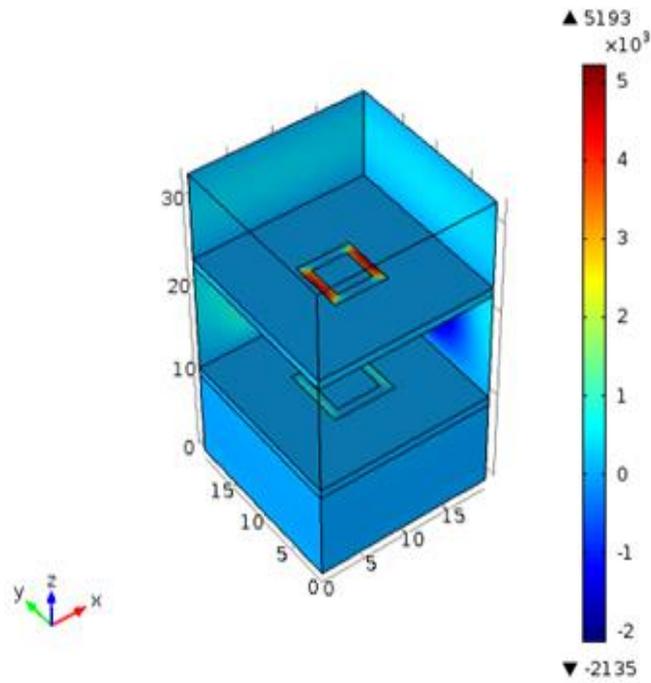
D'après l'étude paramétrique, il est donc possible d'ajuster les fréquences de résonance de la structure en dimensionnant correctement les paramètres géométriques. Il est à noter également que cette structure de filtrage à deux niveaux de métallisation, comportant une seule cavité résonante dans la direction de propagation de l'onde, est caractérisée par un comportement à polarisation double si les anneaux diélectriques carrés sont remplacés par des anneaux diélectriques rectangulaires.

En conclusion, on peut dire que la structure étudiée, dans cette partie, est un filtre à cavité rectangulaire, avec des structures planaires moins volumineuses et offrant un comportement électromagnétique très important : le fonctionnement multi-bandes ajustable.

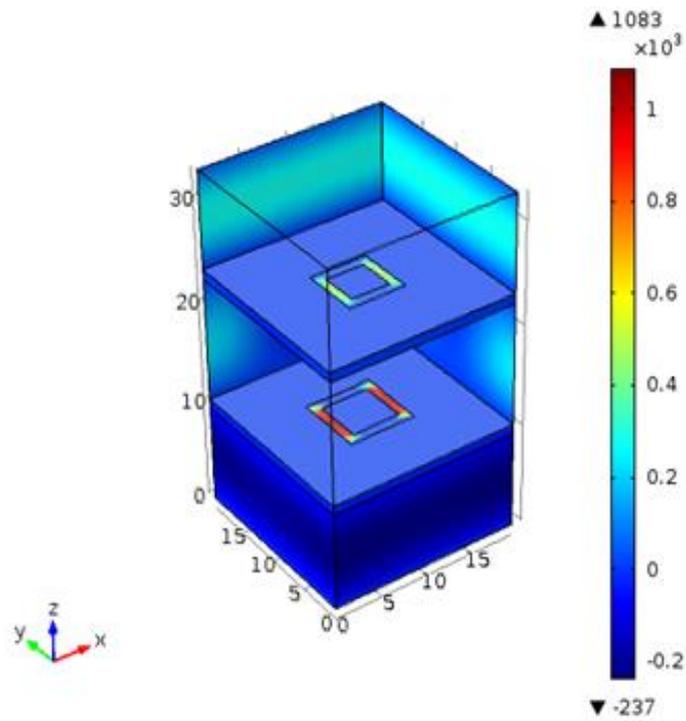
#### 4.5.1.2 Distribution du champ électrique dans la cavité

Les différents résultats obtenus dans l'étude paramétrique de la structure à deux FSS montrent que la fréquence obtenue à environ 17.4 GHz est celle de la cavité résonante. La cavité est choisie de telle sorte que ces dimensions favorisent un comportement monomodal couplant la première FSS à la deuxième. Pour bien confirmer la source de la fréquence trouvée à 17.4 GHz, le logiciel COMSOL

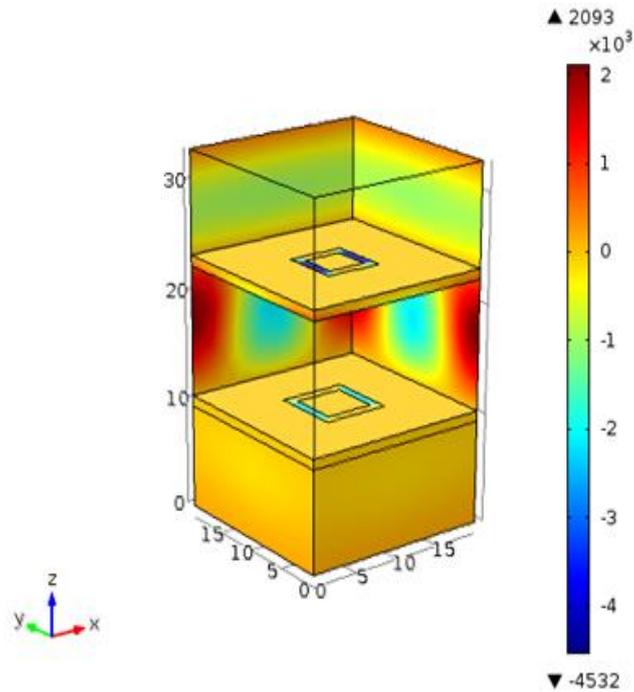
Multiphysics est utilisé pour visualiser la distribution du champ électrique, dans la cavité à cette fréquence de résonance et pour les deux autres fréquences de résonance ( $f=13.8$  GHz et  $f=14.8$  GHz). Les résultats obtenus sont présentés dans les figures (4.17 à 4.19).



**Figure 4. 17** Distribution du champ électrique  $E_x$  à  $f=13.8$ GHz.



**Figure 4. 18** Distribution du champ électrique  $E_x$  à  $f=14.8$ GHz.



**Figure 4. 19** Distribution du champ électrique  $E_x$  à  $f=17.4\text{GHz}$ .

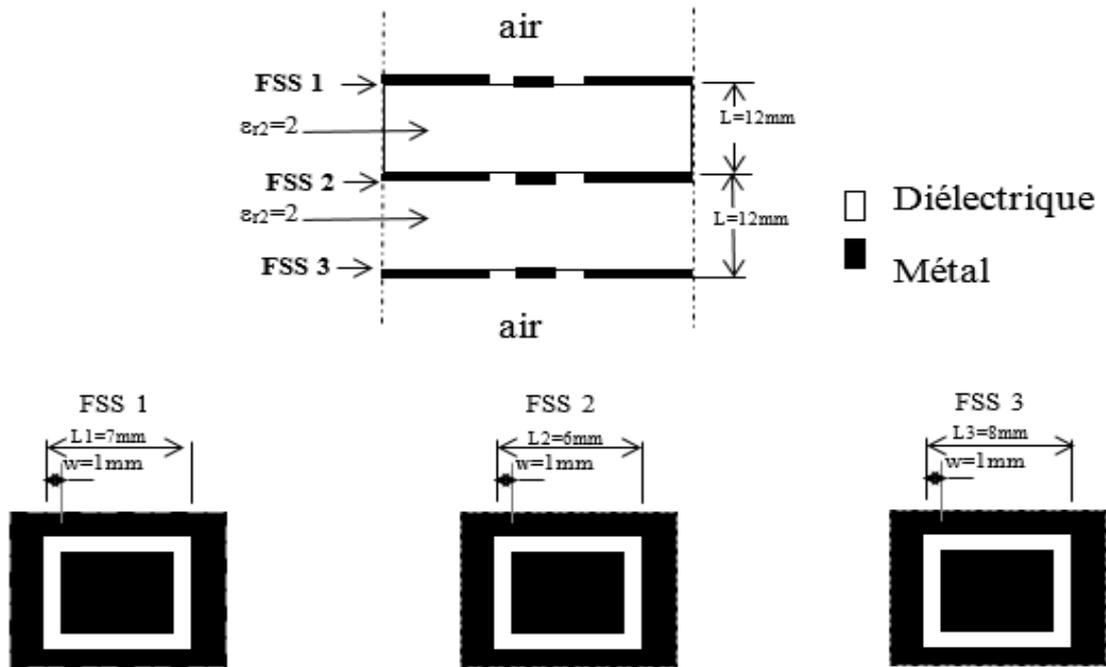
Dans la figure (4.17), le champ électrique est pratiquement nul sur l'interface de la FSS<sub>2</sub>, alors qu'il est maximal sur le FSS<sub>1</sub>. Ce qui signifie que la FSS<sub>1</sub> est le responsable de la fréquence de résonance à 13.8GHz. La cartographie de champ (fig. 4.18), à la fréquence 14.8GHz, montre le confinement de l'onde dans l'interface de la FSS<sub>2</sub>. Cette observation révèle que la FSS<sub>2</sub> est la source de la fréquence à 14.8 GHz.

La figure (4.19) montre que la cavité est en transmission et que la structure voit la distance qui sépare les deux FSS comme une demi longueur d'onde  $\lambda/2$ . Ce qui montre que la fréquence à 17.4GHz est la fréquence de résonance longitudinale de la cavité.

Les résultats trouvés par COMSOL Multiphysics sont en accord avec ceux de la méthode SMT-WCIP, confirmant ainsi l'approche proposée.

#### 4.5.2 Filtre à deux cavités résonantes

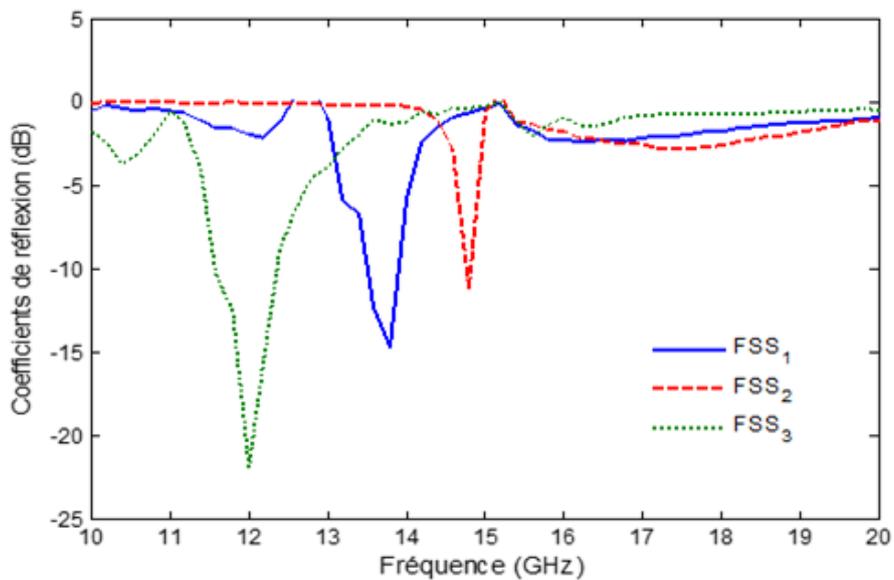
Pour créer une structure de filtrage à deux cavités résonantes, on utilise trois FSS différentes. La figure (4.20) montre la cellule unitaire d'un filtre à deux cavités résonantes. Les FSS utilisées sont constituées par des anneaux à ouvertures diélectriques. Les FSS sont séparées par des couches diélectriques de permittivité  $\epsilon_{r2}=2$  et de hauteur  $L=12\text{mm}$ .



**Figure 4. 20** Filtre à deux cavités rectangulaires résonantes limitées par des parois périodiques.

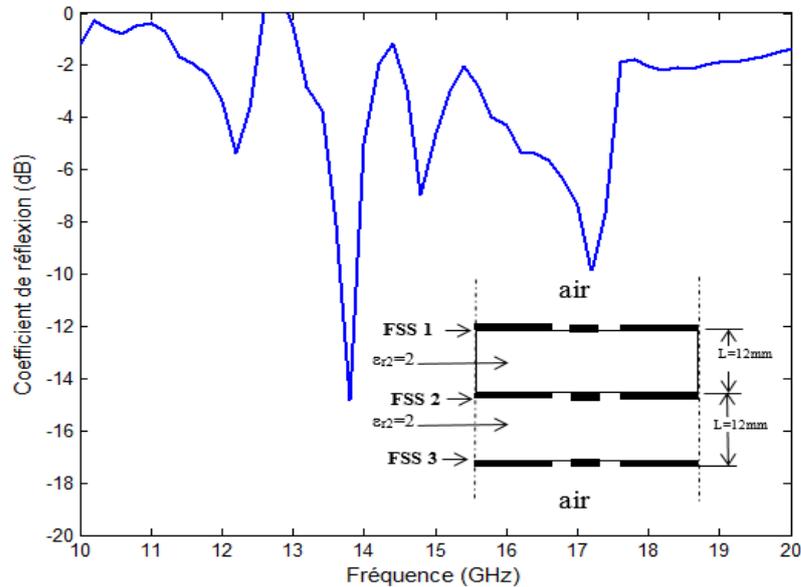
Comme dans le cas des structures à une cavité résonante, la matrice des paramètres S est calculée pour chaque FSS séparément des autres. Ainsi la méthode SMT-WCIP relie les FSS en cascade comme indiqué dans la figure (4.20).

La figure (4.21) montre les coefficients de réflexion pour les trois FSS qui constituent la structure à deux cavités résonantes.



**Figure 4. 21** Coefficients de réflexion, en dB, pour la structure constituée des trois FSS.

D'après la figure (4.21), la première FSS présente une résonance à environ 13.8GHz, tandis que les résonances des FSS<sub>2</sub> et FSS<sub>3</sub> sont respectivement observées à 14.8GHz et 12GHz. Lorsqu'on cascade ces trois FSS, la variation du coefficient de réflexion trouvé est illustrée dans la figure (4.22).



**Figure 4. 22** Coefficient de réflexion, en dB, pour la structure de filtrage planaire à deux cavités résonantes.

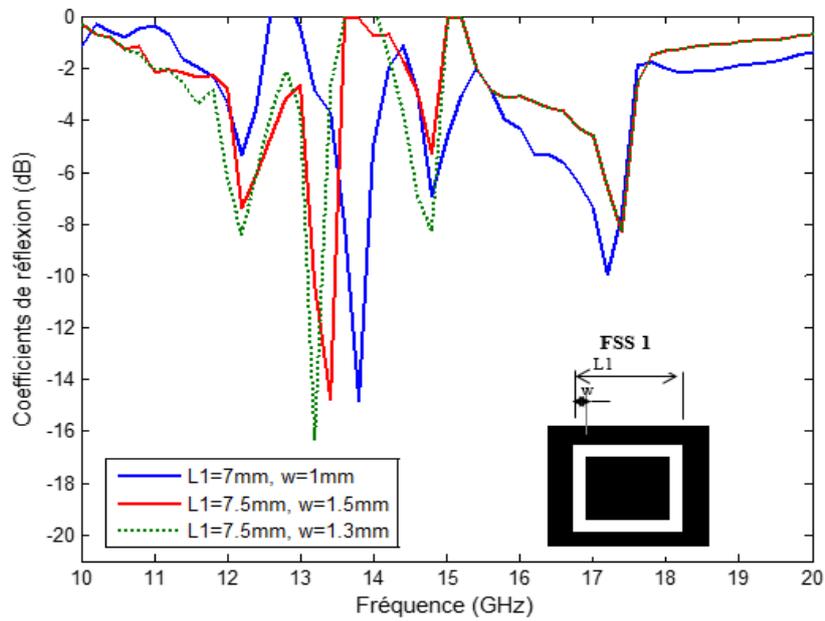
La structure à trois FSS est caractérisée par 4 résonances observées à 12GHz, 13.8GHz, 14.8GHz et 17,2GHz. Avec ce type de structures, les performances des filtres sont améliorées, ce qui leur confère la possibilité d'utilisation pour des applications multifonctionnelles.

Dans la partie suivante, on va tenter de trouver la nature de chaque résonance pour une bonne flexibilité de conception. A cet effet, une analyse numérique des propriétés de réflexion de la structure conçue va être effectuée, en utilisant la méthode SMT-WCIP. La réponse de fréquence peut être modifiée en changeant les dimensions des trois FSS. Les figures (4.23 (a) à 4.23 (c)) montrent les résultats obtenus.

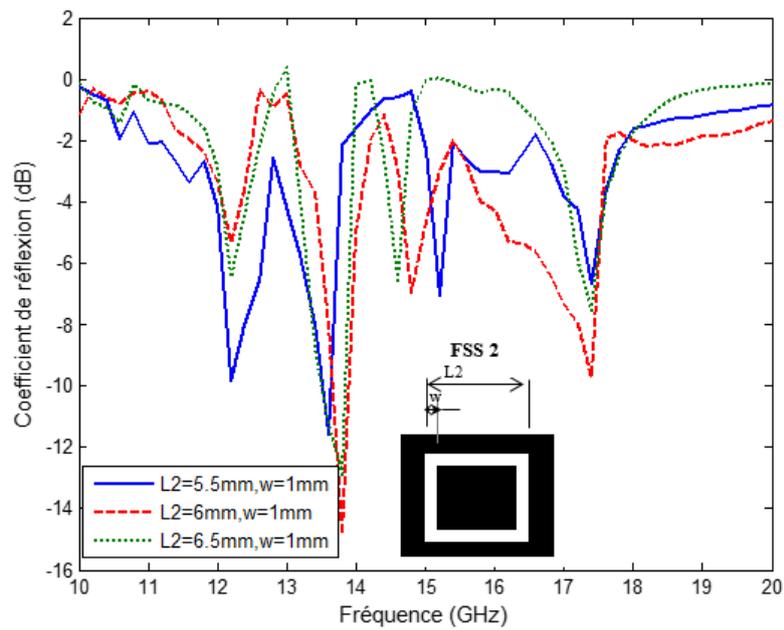
On observe qu'une augmentation des dimensions de la FSS<sub>1</sub> entraîne une diminution de la deuxième fréquence de résonance, alors que les autres fréquences restent constantes. Ce qui signifie que la FSS<sub>1</sub> est la source de la deuxième fréquence de résonance observée à environ 13.8GHz.

En fixant les dimensions de la FSS<sub>1</sub> comme dans l'état initial et en faisant varier les dimensions de la FSS<sub>2</sub>, on observe qu'avec l'augmentation des dimensions de la FSS<sub>2</sub>, la troisième fréquence de résonance se déplace vers les basses fréquences, tandis que les autres fréquences de résonance restent

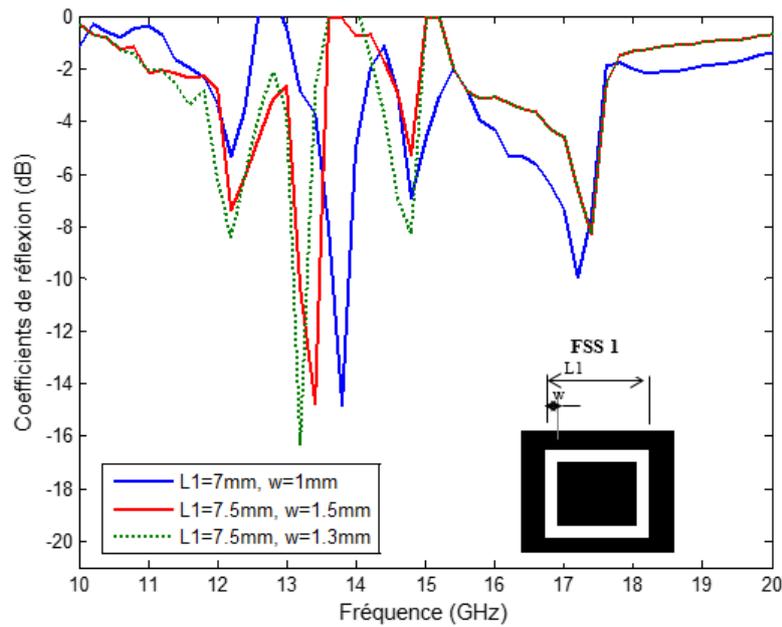
inchangées. Cela montre surtout que la FSS<sub>2</sub> est la source de la troisième fréquence de résonance (14.8GHz).



(a) Changement des dimensions de la FSS<sub>1</sub>.



(b) Changement des dimensions de la FSS<sub>2</sub>.

(c) Changement des dimensions de la FSS<sub>3</sub>.**Figure 4. 23** Variation des fréquences de résonance en fonction des dimensions des 3 FSS.

Dans la figure (4.23b), les dimensions de la FSS<sub>1</sub> sont données comme dans l'état initial et les dimensions de la FSS<sub>2</sub> sont changées. Ainsi, avec l'augmentation des dimensions de la FSS<sub>2</sub>, la troisième fréquence de résonance se déplace vers les basses fréquences, tandis que les autres fréquences restent constantes. La FSS<sub>2</sub> est par conséquent la source de la troisième fréquence de résonance (14.8GHz).

L'effet du changement des dimensions de la FSS<sub>3</sub> est montré dans la figure (4.23 (c)). Selon les résultats illustrés, on constate que la première fréquence de résonance est due à la FSS<sub>3</sub>.

Ainsi, on peut conclure que les trois FSS sont les sources des trois premières fréquences de résonance qui peuvent être contrôlées, indépendamment les unes des autres, par les FSS<sub>3</sub>, FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub> respectivement. On peut noter aussi que la fréquence de résonance, vue à 17.4 GHz, est la résonance des deux cavités résonantes à parois périodiques. Les deux cavités identiques donnent la même fréquence de résonance.

#### 4.6 Structures de filtrage inhomogène

Les structures planaires sont constituées par des couches diélectriques homogènes ou inhomogènes. Actuellement, un grand nombre de dispositions est réalisé à l'aide des matériaux inhomogènes, dans le but d'améliorer les performances des dispositifs micro-ondes.

Un diélectrique inhomogène est constitué de plus qu'un seul diélectrique homogène. L'utilisation de ce type de diélectriques inhomogènes peut être exploitée dans les circuits intégrés, pour minimiser la propagation d'une onde électromagnétique. On peut rencontrer aussi ce type de diélectrique dans les structures planaires à substrats intégrés (SIW), lorsque les substrats sont diélectriques. L'inhomogénéité sert comme un moyen d'ajustement fin de la fréquence de résonance de la structure de filtrage.

Les diélectriques inhomogènes sont aussi utilisés pour modifier la permittivité diélectrique d'un substrat constitué par un diélectrique homogène et caractérisé par une permittivité diélectrique fixe sans changer le substrat. Cette propriété a un avantage d'utiliser un seul substrat mais avec différentes caractéristiques.

La création des diélectriques inhomogènes se fait par plusieurs méthodes, parmi lesquelles, on cite la création des couches inhomogènes à partir des trous percés dans le substrat (fig. 4.24). Ces trous sont remplis par un autre diélectrique ou par des plasmas. Dans le premier cas, la fréquence de résonance de la structure planaire est ajustée par le changement de diélectrique constituant les trous. Par contre, dans le deuxième cas, la fréquence de résonance est changée par un faisceau lumineux.

L'objectif, dans ce qui suit, est d'étudier les couches inhomogènes à parois périodiques dans différentes conditions, pour créer des abaques utilisables, facilitant le choix des substrats diélectriques homogènes et inhomogènes et développant une structure approfondie sur les filtres ajustables à milieu inhomogène.

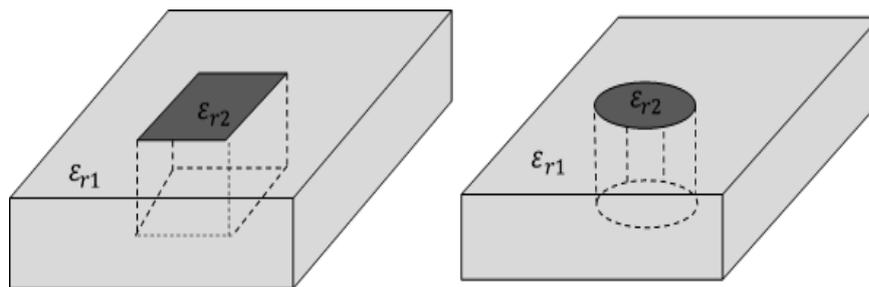
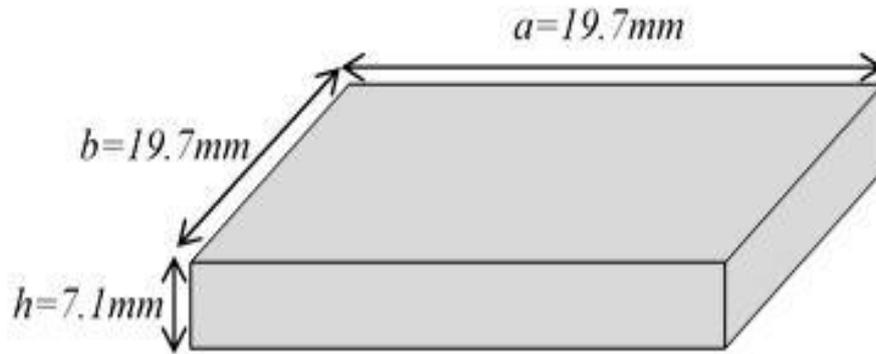


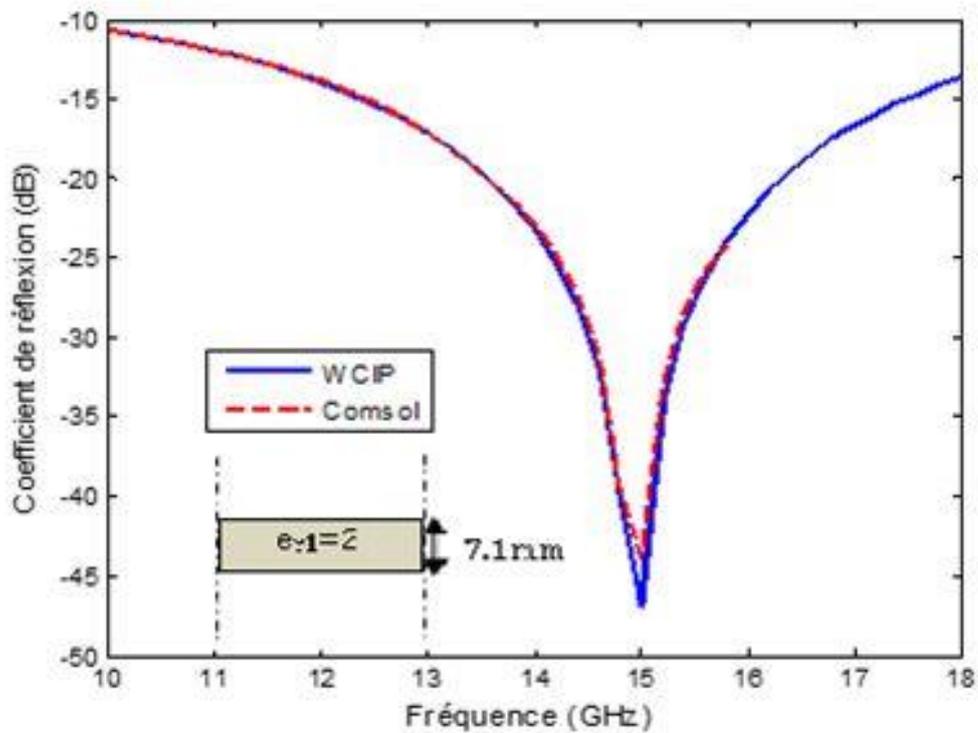
Figure 4. 24 Cellules unitaires pour des diélectriques inhomogènes.

#### 4.6.1 Filtre à couche homogène et à parois périodiques

L'étude des couches inhomogènes à parois périodiques a été effectuée par la méthode WCIP et COMSOL Multiphysics. Initialement, on considère la couche comme un diélectrique homogène. La figure (4.25) montre la structure modélisée (a) et la courbe de variation de son coefficient de réflexion (b). On remarque que la structure présente une résonance à 15 GHz avec une bande passante de 11.7GHz.



(a)

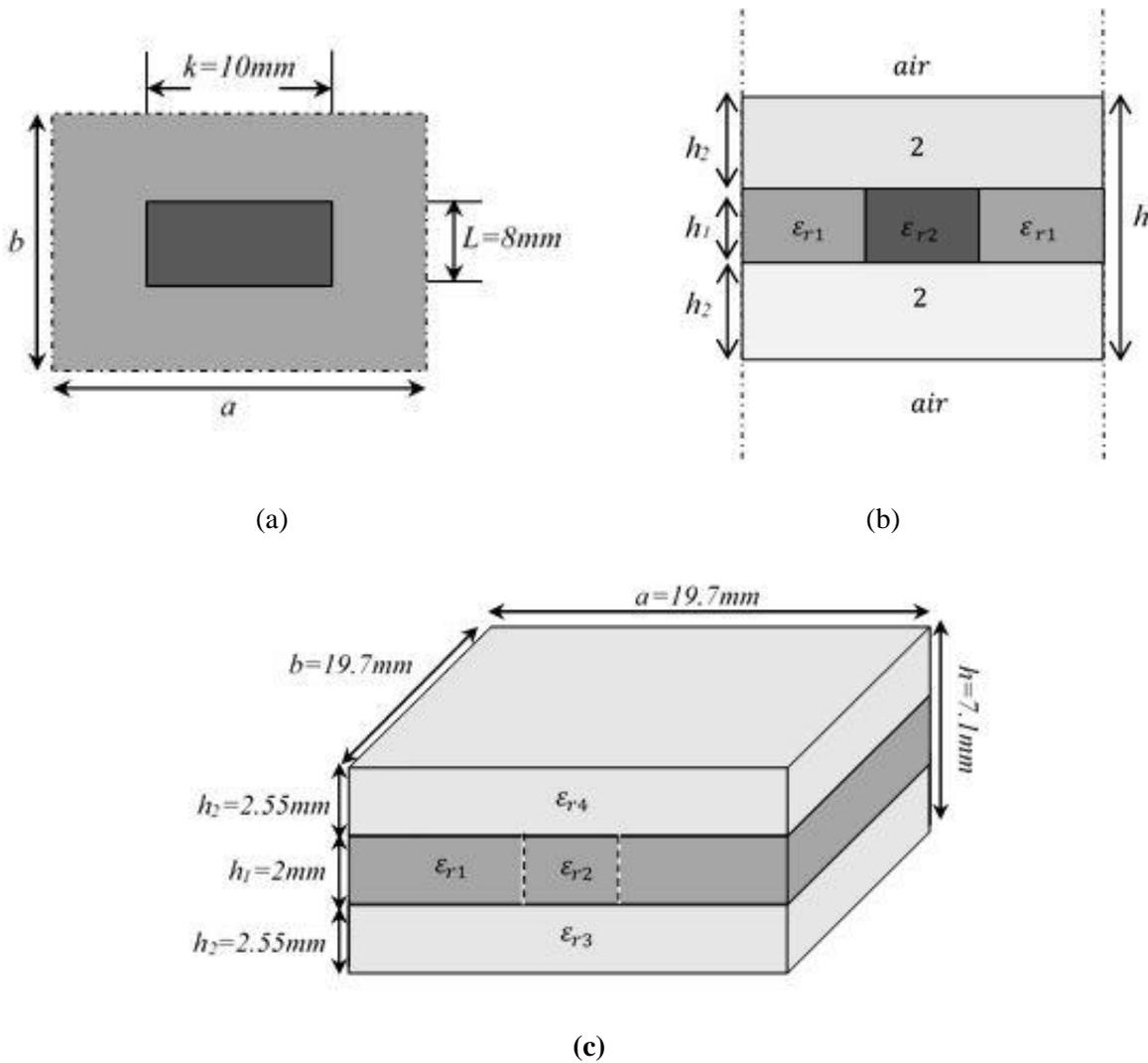


(b)

Figure 4. 25 Courbe de variation du coefficient de réflexion de la couche homogène.

#### 4.6.2 Filtre à couche inhomogène et à parois périodiques

La figure (4.26) montre la structure en 3D et les deux sections transversales du filtre à parois périodiques ayant une couche inhomogène dont les paramètres sont  $\epsilon_{r1} = 3$ ,  $\epsilon_{r2} = 1$ ,  $\epsilon_{r3} = \epsilon_{r4} = 2$ . Les autres paramètres sont indiqués sur la figure (4.26).



**Figure 4. 26** Cellule unitaire d’une FSS à une couche de diélectrique inhomogène.

Cette structure est employée pour créer un environnement à une constante diélectrique équivalente donnée par l’équation suivante [81]:

$$\epsilon_{r\_équi} = \left[ \frac{(a \times b \times h_1) - (k \times l \times h_1)}{(a \times b \times h_1)} \right] \epsilon_{r1} + \left[ \frac{(k \times l \times h_1)}{(a \times b \times h_1)} \right] \epsilon_{r2} \tag{4.13}$$

Avec :

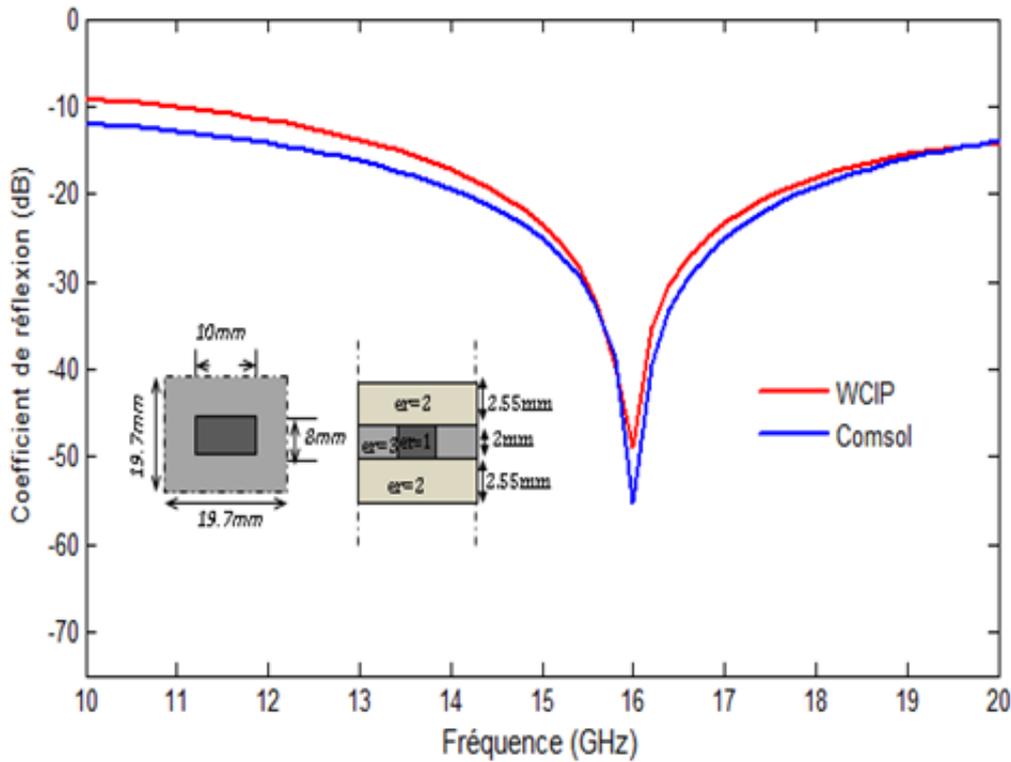
*a* et *b* sont respectivement la longueur et la largeur de la cellule unitaire.

*k* et *l* sont respectivement la longueur et la largeur du diélectrique centrale.

*h* est l’épaisseur de la couche.

Dans la figure (4.27), on constate que le coefficient de réflexion de la couche inhomogène montre une résonance à 16 GHz, fréquence supérieure à celle trouvée pour la couche homogène, ce qui signifie une diminution de la constante diélectrique.

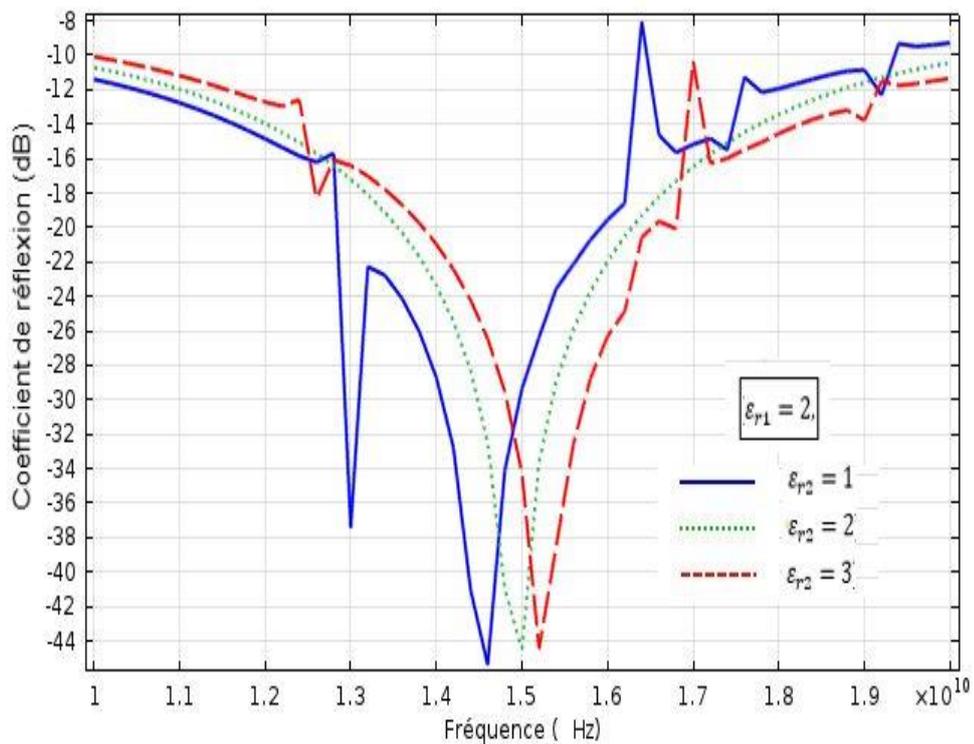
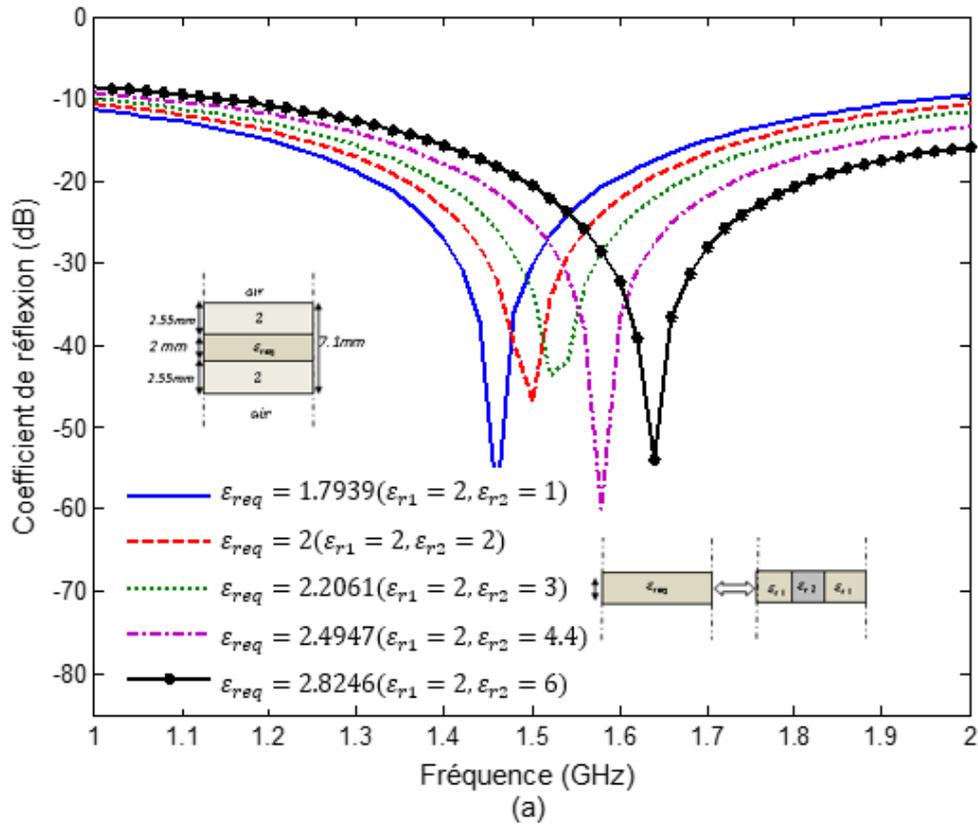
Les résultats trouvés par la méthode WCIP et COMSOL Multiphysics sont en accord, d'où la validité de l'approche proposée de la permittivité équivalente.



**Figure 4. 27** Courbe de variation du coefficient de réflexion pour la couche inhomogène à parois périodiques.

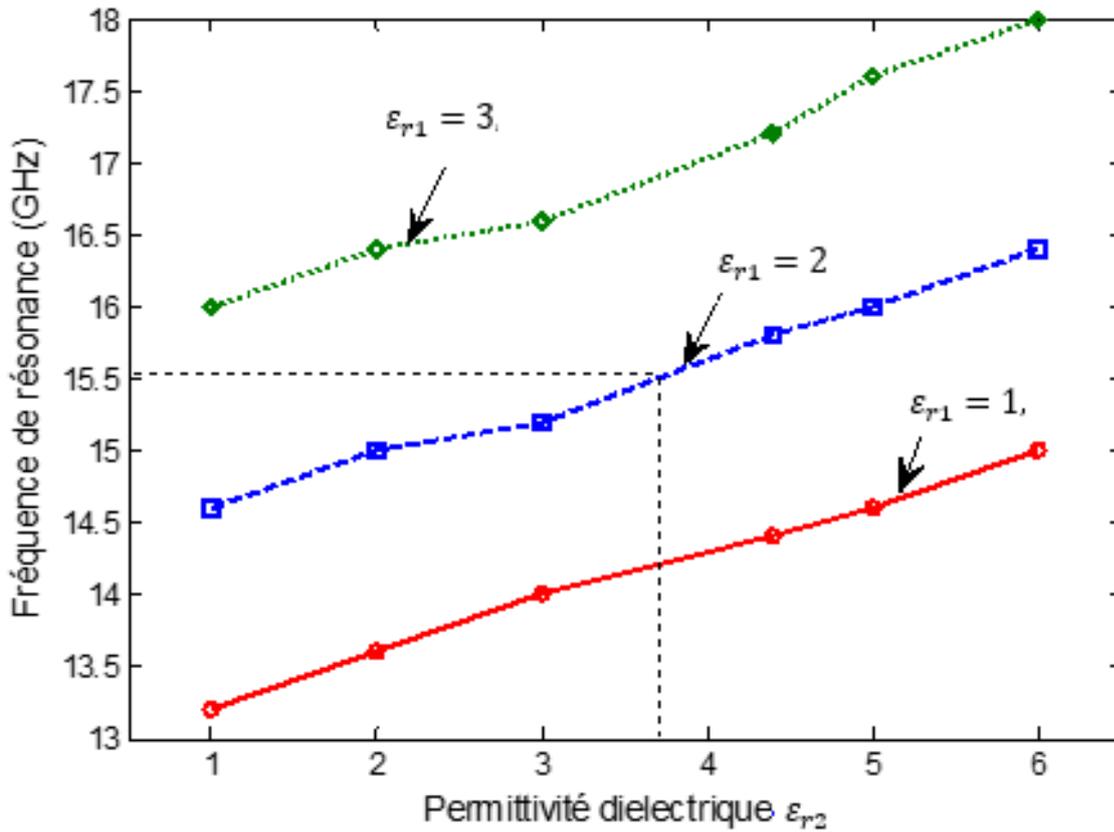
Le choix de la réponse fréquentielle du filtre à couche inhomogène dépend des constantes diélectriques des domaines diélectriques le constituant. L'influence de  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$  sur la fréquence de résonance est examinée dans ce qui suit.

Dans la figure (4.28), on observe la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement, pour différentes valeurs de  $\epsilon_{r2}$  lorsque  $\epsilon_{r1}$  prend la valeur 2. Les résultats trouvés par la méthode WCIP sont en accord avec ceux obtenus par simulation COMSOL Multiphysics.



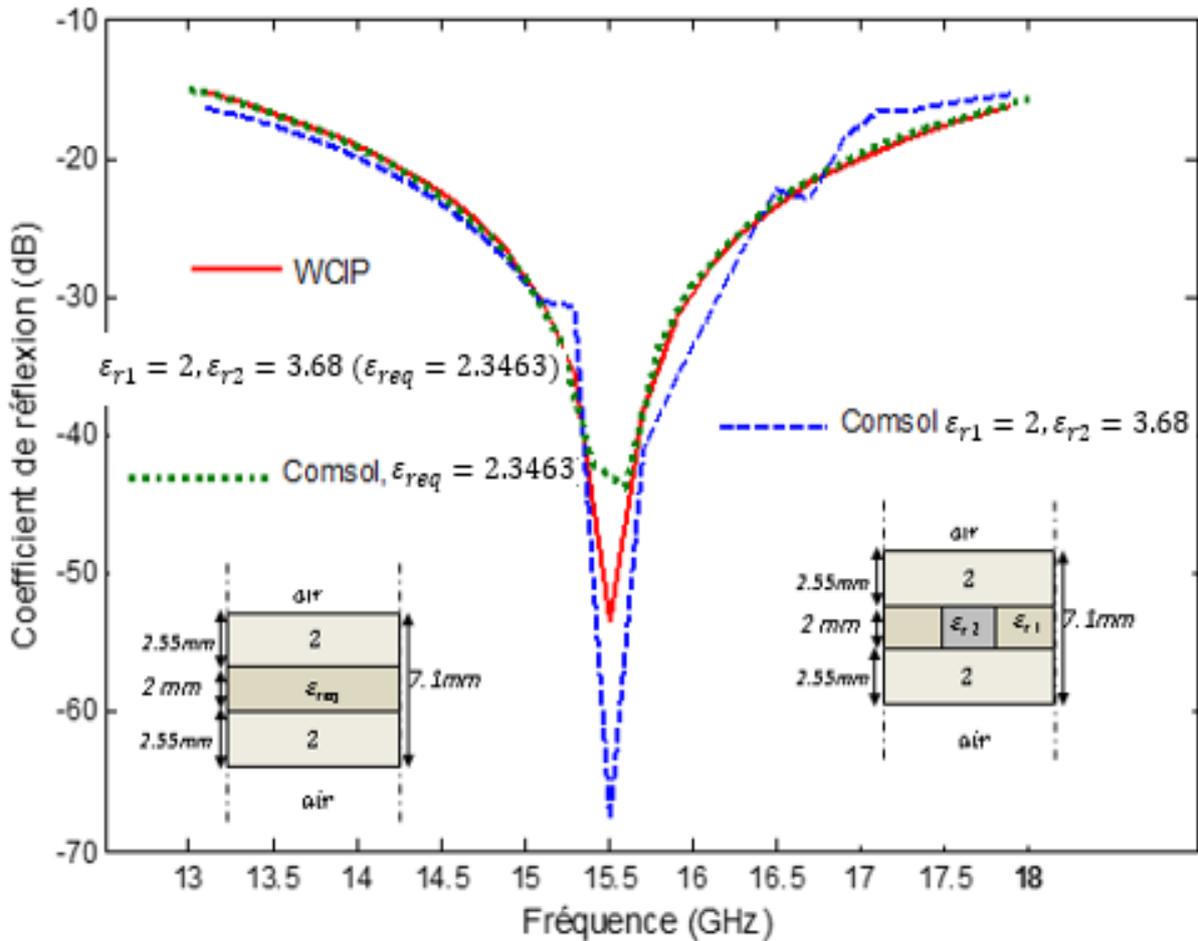
**Figure 4. 28** Coefficients de réflexion pour différentes couches inhomogènes : (a) résultats du WCIP, (b) résultats du COMSOL Multiphysics.

Dans le but de créer une courbe de référence de la variation de la fréquence de résonance, en fonction de la variation des constantes diélectriques constituant la couche inhomogène, on a tracé la fréquence de résonances en fonction de  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$ . Les résultats trouvés sont montrés dans la figure (4.29).



**Figure 4. 29** Fréquence de résonance en fonction de la permittivité  $\epsilon_{r2}$  et pour différentes valeurs de  $\epsilon_{r1}$ .

La figure (4.29) peut être utilisée comme un abaque pour les choix des diélectriques qui constituent la couche inhomogène, pour une fréquence de résonance bien déterminée. C'est-à-dire, si par exemple on a besoin d'un filtre passe bande avec une fréquence de résonance de 15.5 GHz, dont la couche homogène a une permittivité relative 2, on doit rendre le substrat inhomogène par l'insertion d'un autre diélectrique de permittivité d'environ 3,68. La confirmation de cette approche d'abaque se fait par la modélisation de la couche inhomogène pour  $\epsilon_{r1} = 2$  et  $\epsilon_{r2} = 3.68$ . Les résultats obtenus sont illustrés dans la figure (4.30).



**Figure 4. 30** Coefficient de réflexion pour une couche inhomogène lorsque  $\epsilon_{r1} = 2$  et  $\epsilon_{r2} = 3.68$ .

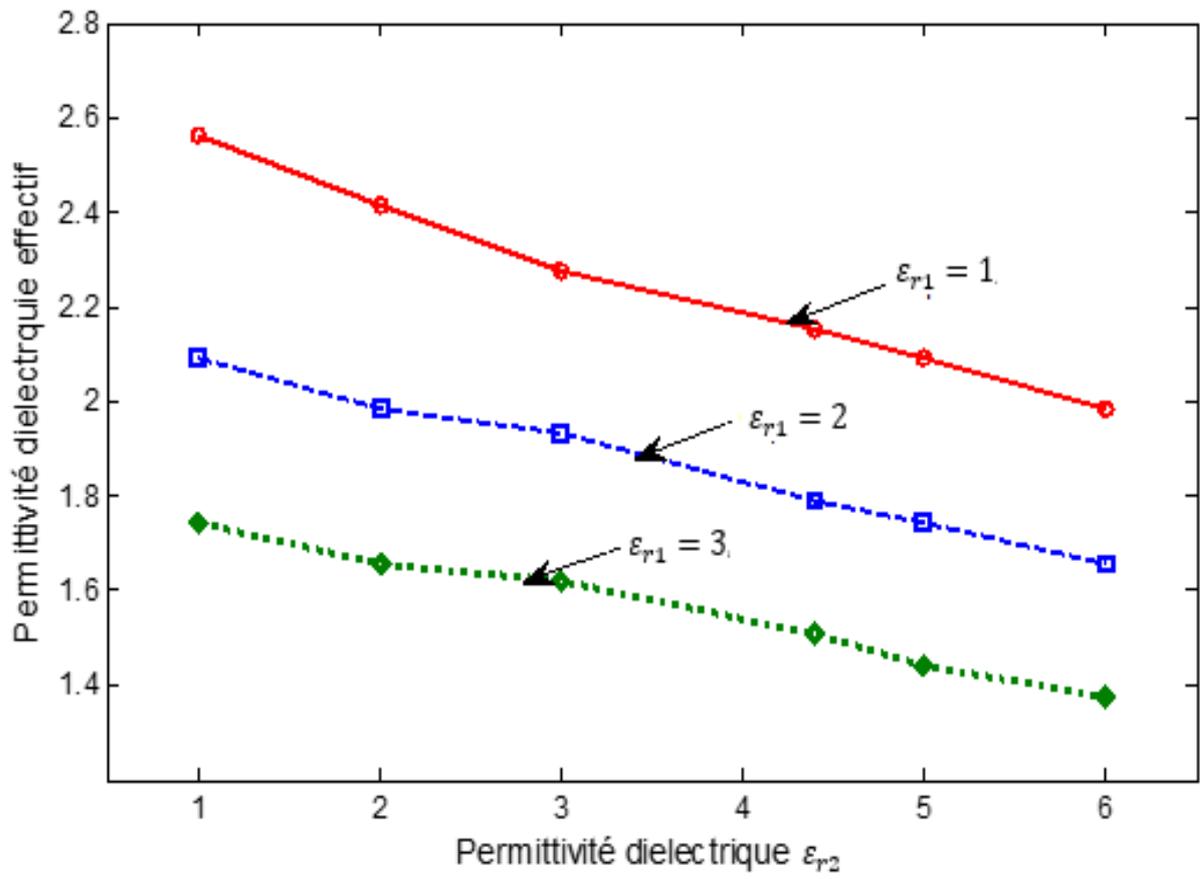
Dans l'exemple décrit (fig.4.30), le coefficient de réflexion présente une résonance à 15.5 GHz, ce qui permet de démontrer la validité de l'approche proposée et la possibilité d'utiliser la figure (4.30) comme abaque.

### 4.6.3 Permittivité diélectrique effective

Le passage entre les structures à couches inhomogènes aux structures à couches homogènes est un point très important. Dans cette partie on présente une autre approche qui permet la détermination de la permittivité diélectrique effective offrant un moyen de passage entre les couches inhomogènes et les couches homogènes. Pour établir l'approche proposée, on utilise la relation suivante :

$$f_r = \frac{c}{2d\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{4.14}$$

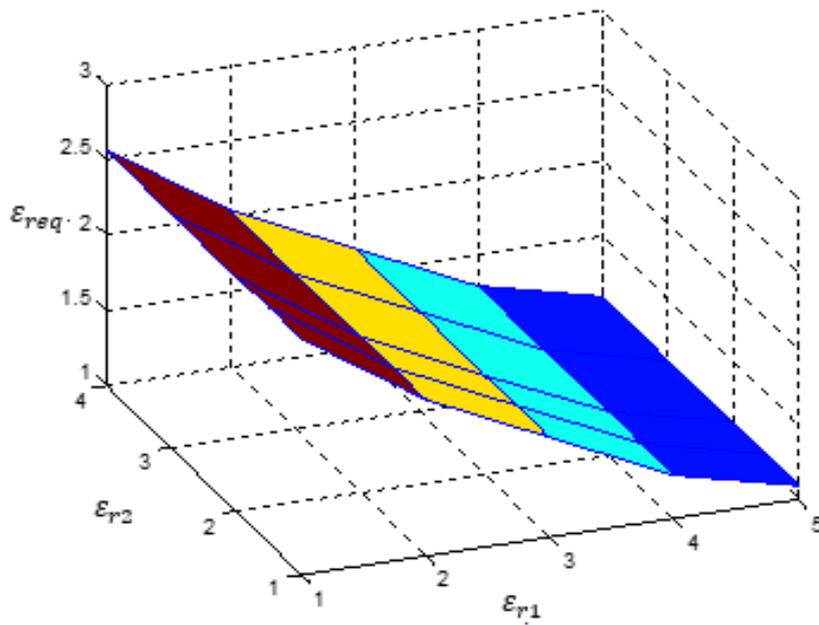
Cette équation sert à calculer  $\epsilon_{eff}$  en fonction de la vitesse de la lumière (c), la fréquence de résonance ( $f_r$ ) et l'épaisseur de la couche diélectrique(L). Pour cela, une analyse est faite sur les résultats déjà obtenus dans l'étape précédente. Les résultats trouvés sont montrés dans la figure (4.31).



**Figure 4. 31** Permittivité relative effective en fonction de la permittivité  $\epsilon_{r1}$ .

Cette figure présente un deuxième abaque qui peut être utilisé pour le choix de la permittivité diélectrique d'un diélectrique homogène équivalent à un diélectrique inhomogène.

La figure (4.32) montre la variation de la permittivité diélectrique effective en fonction des deux permittivités  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$ .

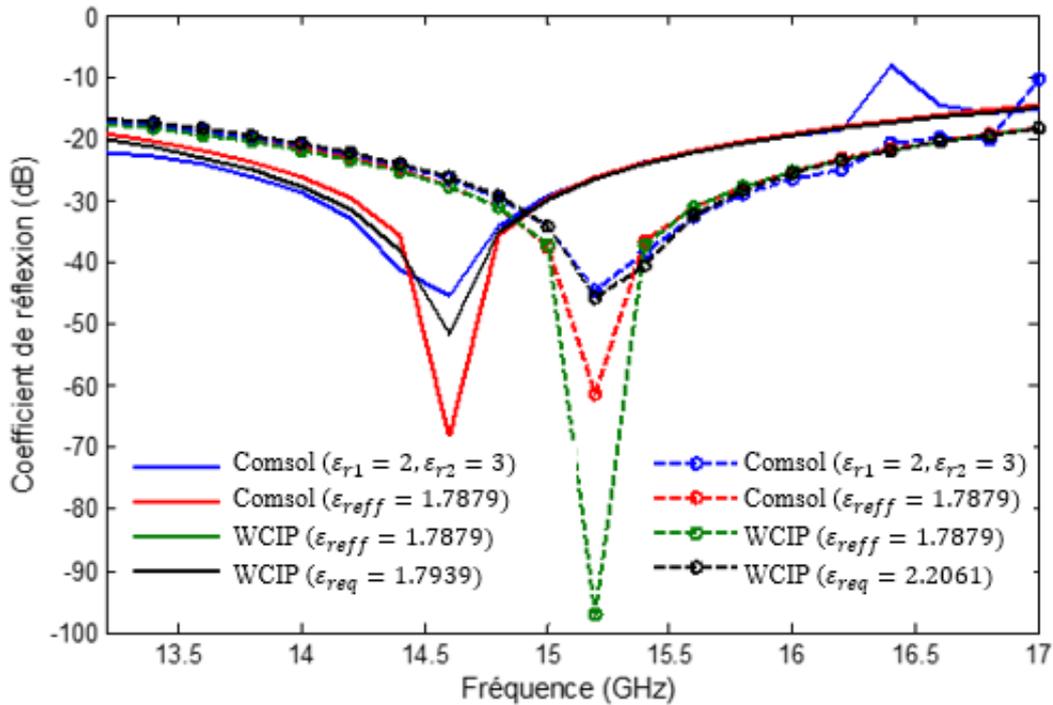


**Figure 4.32** Permittivité équivalente en fonction des permittivités  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$ .

Pour confirmer et valider l'approche proposée, on considère les résultats calculés pour une couche inhomogène présentée dans la figure (4.28(a)). Le tableau suivant montre la comparaison entre les fréquences de résonance, trouvées pour les couches inhomogènes, avec celles trouvées pour les couches homogènes effectives, pour les deux simulations WCIP et COMSOL Multiphysics.

**Tableau 4.2** Comparaison entre les fréquences de résonance des couches inhomogènes avec celles des couches homogènes équivalentes.

$\epsilon_{r1}$	2	2	2	2	2
$\epsilon_{r2}$	1	2	3	4.4	6
Fréquence_couche inhomogène (WCIP) (GHz)	14.6	15	15.2	15.8	16.4
Fréquence_couche inhomogène (COMSOL) (GHz)	14.6	15	15.2	15.8	16.4
$\epsilon_{reff}$	2.0939	1.9837	1.9319	1.7879	1.6595
Fréquence_couche homogène effective (WCIP) (GHz)	14.66	15	15.2	15.8	16.4
Fréquence_couche homogène effective (COMSOL) (GHz)	14.66	15	15.2	15.8	16.4

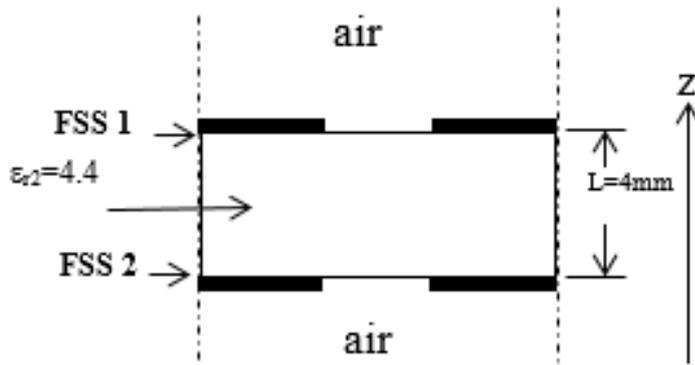


**Figure 4.33** Coefficients de réflexion pour différentes valeurs de la permittivité effective.

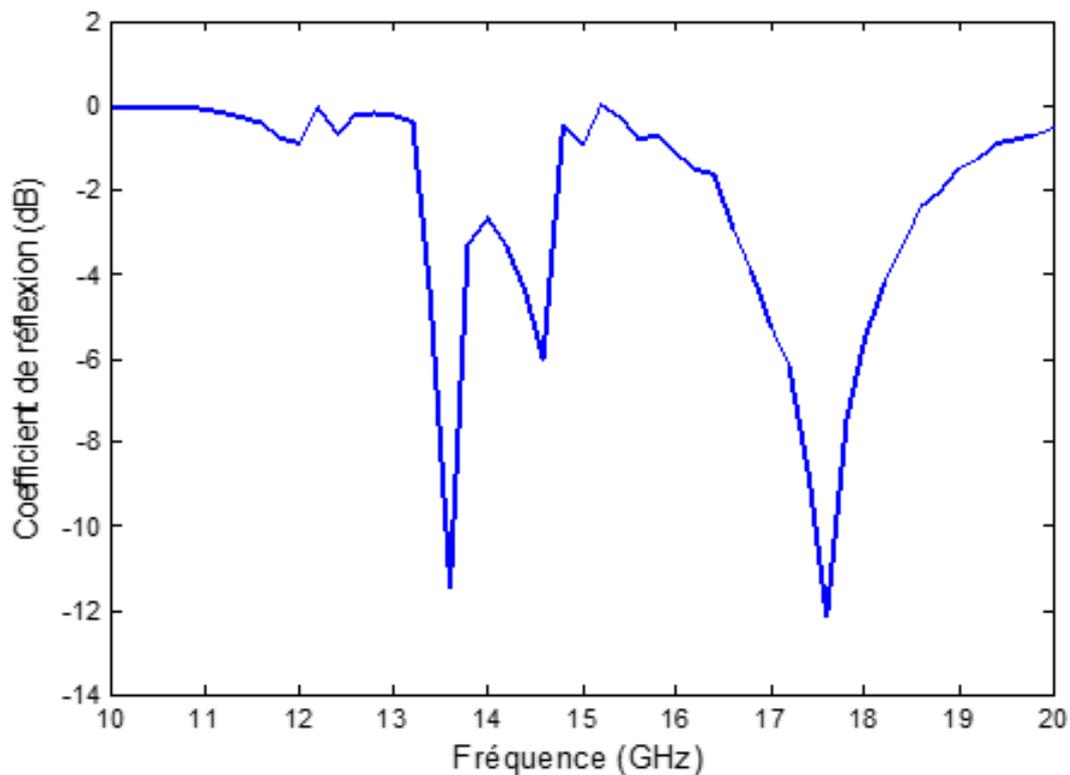
On constate clairement qu'il y a un bon accordement entre les réponses fréquentielles trouvées par les couches inhomogènes et les couches homogènes effectives. La seule différence remarquée est dans les surtensions des résonances. WCIP et COMOSOL ont donné les mêmes fréquences de résonance (fig.4.25).

#### 4.7 Filtre à cavité homogène et inhomogène

Quand la modélisation des couches inhomogènes à parois périodiques est faite, il est possible de les intégrer dans les surfaces sélectives en fréquence. On considère alors une cellule élémentaire constituée par deux FSS à anneaux diélectriques, séparées par une couche diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$  et d'épaisseur  $L=4\text{mm}$  (fig.4.34). La réponse fréquentielle trouvée par la méthode SMT-WCIP est montrée dans la figure (4.35).

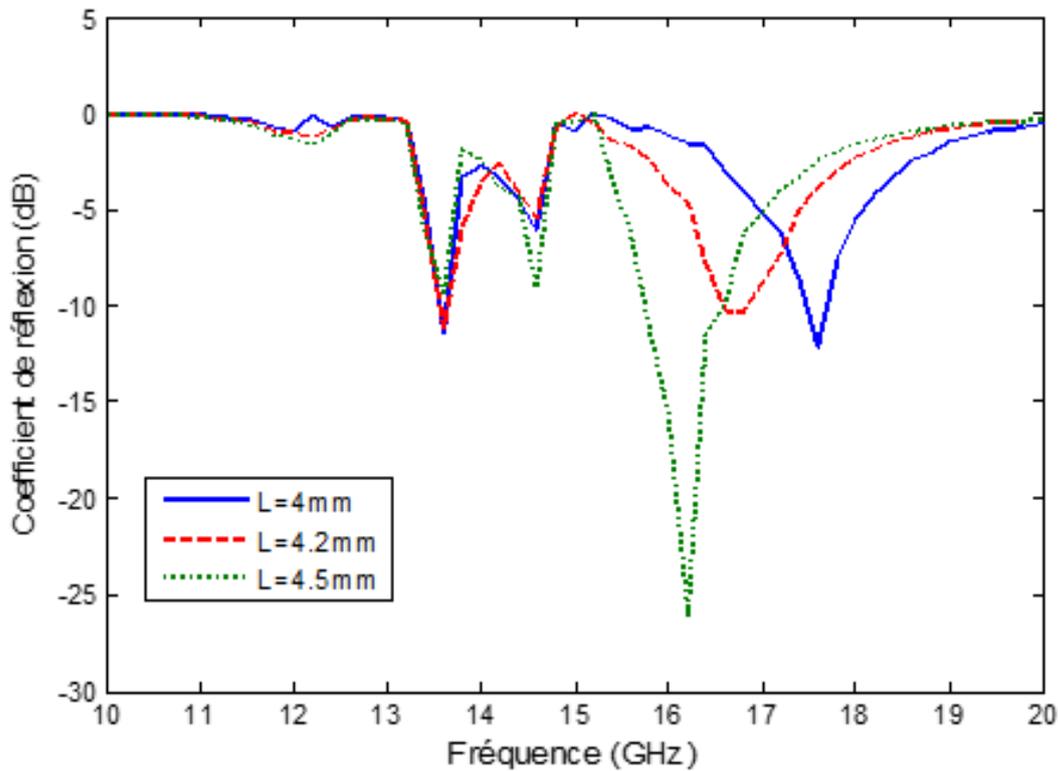


**Figure 4. 34** Structure de filtrage à une cavité homogène.



**Figure 4. 35** Coefficient de réflexion pour la structure de filtrage à une cavité résonante.

Le coefficient de réflexion présente trois fréquences de résonance à environ 13.8GHz, 14.6GHz et 17.6 GHz. Deux résonances sont gouvernées par les deux FSS tandis que la troisième résonance est celle de la cavité résonante qu'on peut d'ailleurs déterminer en variant l'épaisseur de la couche diélectrique séparant les FSS. Pour les valeurs de  $L$  : 4mm, 4.5mm 5mm, les résultats trouvés sont illustrés dans la figure (4.36).



**Figure 4. 36** Coefficient de réflexion pour L prenant les valeurs 4mm, 4.2mm et 4.5mm.

Il est clair que seule la fréquence de résonance la plus haute diminue avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique séparant les deux FSS. Cela signifie que la fréquence de résonance à 17.6GHz a pour source la cavité rectangulaire résonante. Donc la permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$  de la couche diélectrique homogène est considérée comme  $\epsilon_{ref}$  d'une couche inhomogène trouvée en faisant appel aux abaques définis précédemment. Ainsi, les valeurs des  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$  tirées pour  $f_r=17.6\text{GHz}$  sont  $\epsilon_{r1} = 3$  et  $\epsilon_{r2} = 5.48$  ( $\epsilon_{requ} = 3.5112$ ).

Cette couche inhomogène est supposée maintenant placée dans le milieu de la distance qui sépare les deux FSS (fig.4.37). Par l'application de la méthode SM-WCIP, la modélisation de la structure proposée consiste en l'analyse des FSS en cascade avec la couche inhomogène. Les résultats trouvés sont présentés dans la figure (4.38).

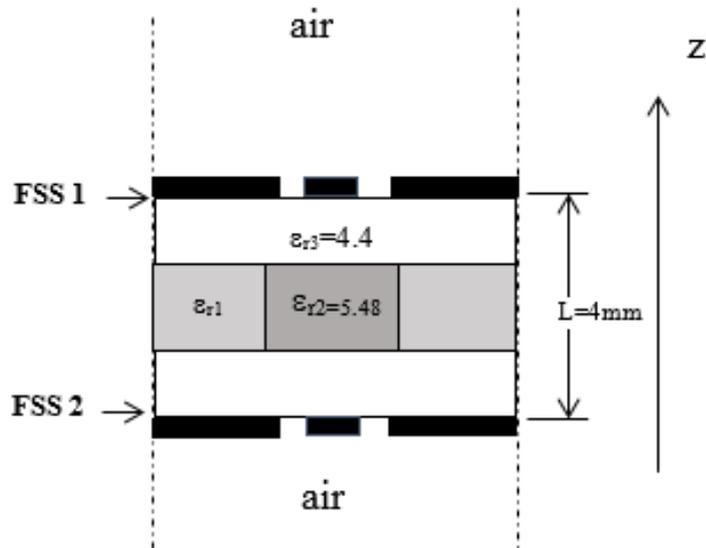


Figure 4. 37 Section de la cellule unitaire le long de l'axe Z d'une cavité inhomogène à parois périodiques.

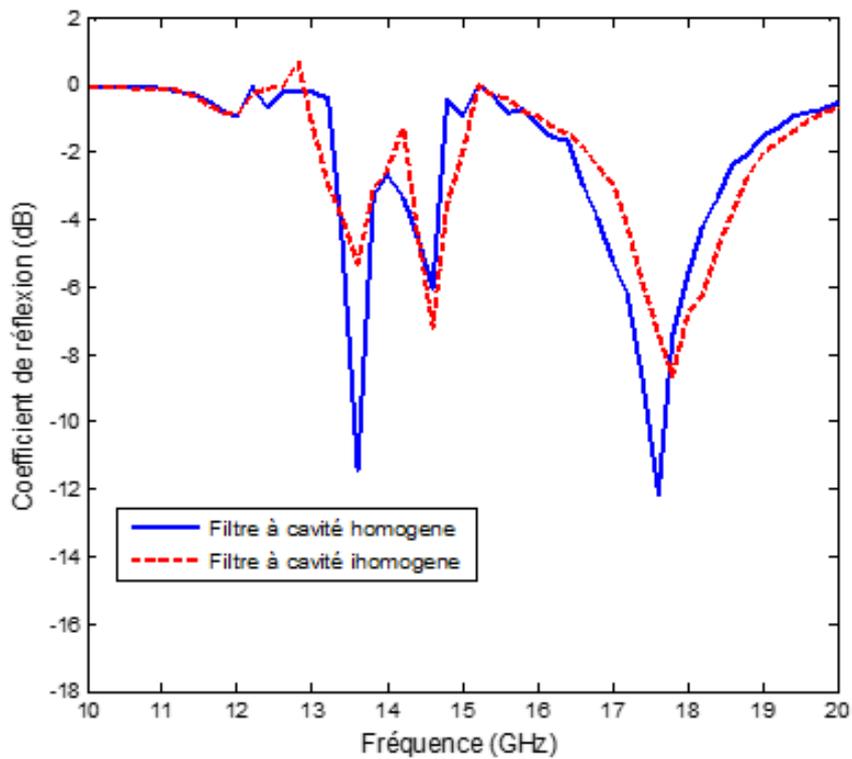


Figure 4. 38 Coefficients de réflexion trouvés par la méthode SM-WCIP pour les filtres à cavité homogène et inhomogène.

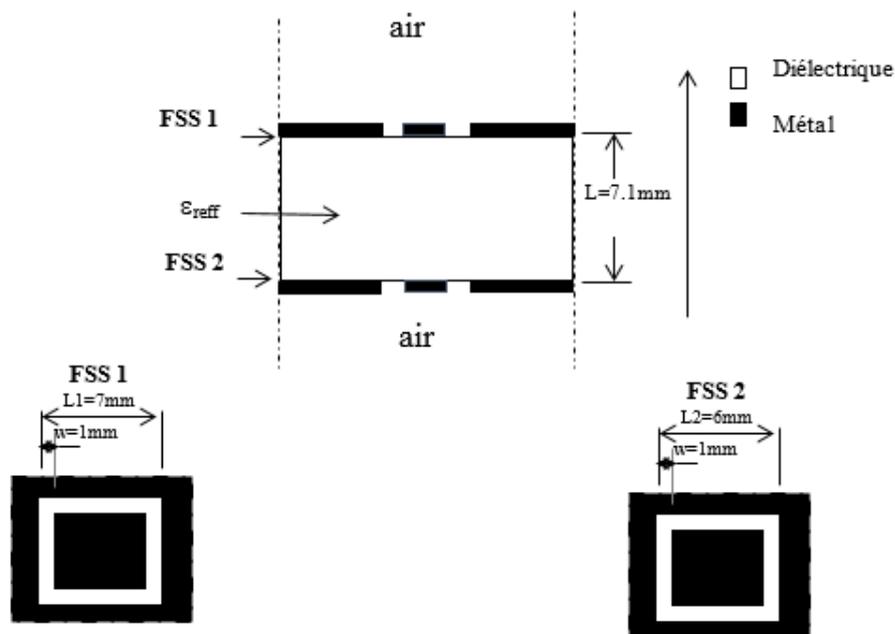
Le coefficient de réflexion d'une cavité inhomogène présente trois fréquences de résonance. Il est ainsi possible d'ajuster les fréquences de résonance du filtre, tel que le cas des FSS à cavité, par le

changement des permittivités diélectriques constituant la couche inhomogène et d'améliorer leur performance comme bande passante.

Les résultats du filtre à deux FSS et avec couche diélectrique homogène et inhomogène obtenus par la SM\_WCIP montrent l'intérêt des filtres à couches inhomogènes en terme d'élargissement de la bande passante et la possibilité de les utiliser pour des applications multi-bandes ajustables.

#### 4.8 Filtre à une seule cavité résonante et à une couche inhomogène

Pour tirer profit de l'étude de la couche inhomogène, un filtre à une seule cavité à parois périodiques et enfermée par deux FSS : FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub>. La figure (4.39) montre la configuration géométrique de la cavité résonante à modéliser. La structure se compose de deux FSS séparées d'une couche diélectrique d'épaisseur 7.1mm. Cette couche diélectrique schématisée dans la figure (4.26) est un empilement de trois couches diélectriques dont la première et la dernière sont homogènes et la couche centrale est inhomogène. Les FSS<sub>1</sub> et FSS<sub>2</sub> sont sous forme d'anneaux diélectriques imprimés sur un substrat ayant comme constante diélectrique celle de l'air.



**Figure 4.39** Configuration géométrique de la structure de filtrage à cavité résonante et à une couche inhomogène.

La couche effective est équivalente à la couche comportant trois couches diélectriques dont la première et la troisième sont homogènes et la centrale est inhomogène (fig.4.39).

La figure (4.12) montre les courbes de variation des coefficients de réflexion pour les deux FSS de fermeture. D'après la figure (4.12(a)), la première FSS présente une fréquence de résonance à 13.8

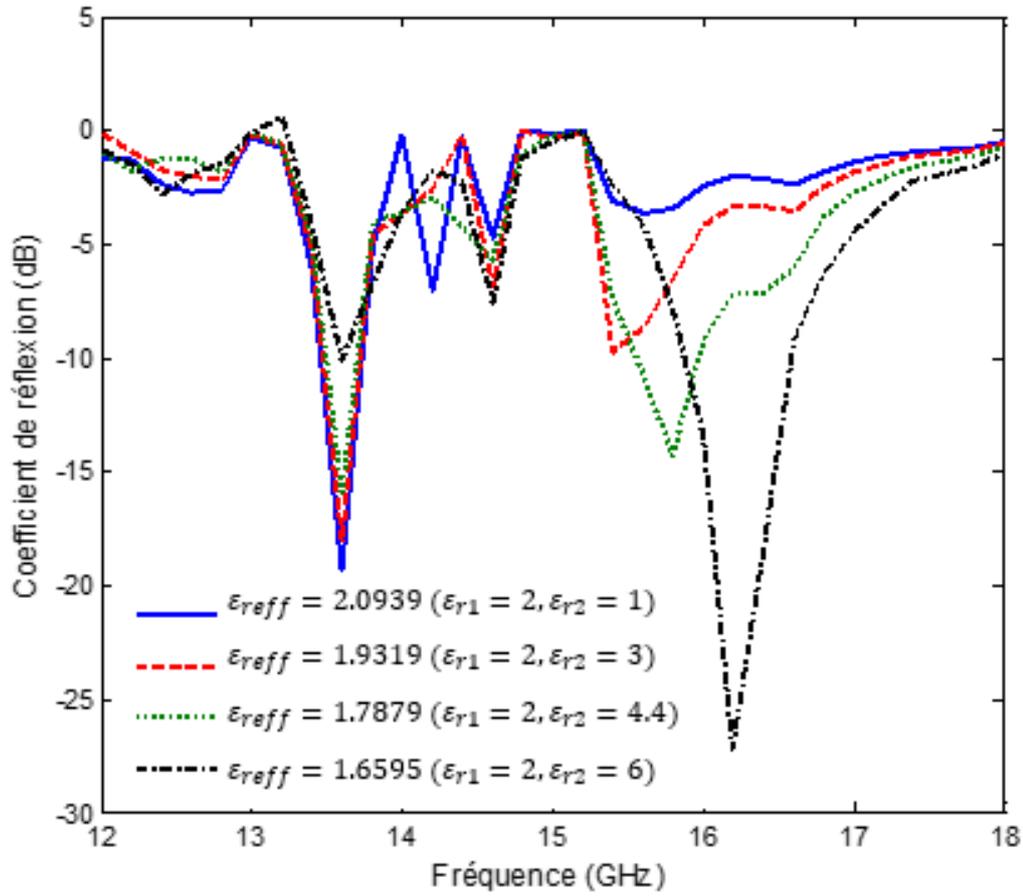
GHz avec une surtension de -24.29 dB. La seconde FSS présente une fréquence de résonance à 14.6 GHz avec une surtension de -20.65 dB (fig.4.12 (b)).

Afin de rendre les FSS en cascade, pour créer la structure de filtrage à cavité résonante et à couche inhomogène, les FSS sont séparées par un diélectrique supposé ici formé d'une première couche et d'une troisième couche de même constante diélectrique  $\epsilon_{r3} = \epsilon_{r4} = 2$  d'épaisseur 2.55mm et d'une couche centrale diélectrique inhomogène d'épaisseur de 2mm avec  $\epsilon_{r1} = 2$ ,  $\epsilon_{r2}$  étant supposée variable.

Les résultats du coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence fonctionnement obtenue par la méthode SMT\_WCIP, sont montrés dans la figure (4.40) pour les différentes valeurs de  $\epsilon_{r2}$  allant de 1 jusqu'à 6. La permittivité effective  $\epsilon_{reff}$  prend les valeurs 2.0939, 1.9319, 1.7879 et 1.6595. Les résultats représentés sur la figure (4.40) sont résumés dans le tableau (4.3).

**Tableau 4. 3** Fréquences de résonance de : FSS<sub>1</sub>, FSS<sub>2</sub> et la cavité ayant une couche inhomogène

$\epsilon_{r1}$	2	2	2	2
$\epsilon_{r2}$	2	3	4.4	6
$\epsilon_{reff}$	2.0939	1.9319	1.7879	1.6595
$f_{r\_FSS1}$	13.6	13.6	13.6	13.6
$f_{r\_FSS2}$	14.6	14.6	14.6	14.8
$f_{r\_cavité}$	.....	15.4	15.8	16.2



**Figure 4. 40** Coefficient de réflexion calculé en dB, en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $\epsilon_{r1} = 2$  et les différentes valeurs de  $\epsilon_{r2}$  en faisant appel au modèle de la couche effective.

La fréquence de résonance dans la direction longitudinale (direction de propagation de l'onde) enregistrée à 15.4GHz pour  $\epsilon_{r1} = 2$  et  $\epsilon_{r2} = 3$  peut être augmentée avec seulement une incrémentation dans la valeur de  $\epsilon_{r2}$ . Ce comportement offre un autre moyen d'ajustement de la fréquence de résonance longitudinale, en insérant une couche inhomogène dans la cavité.

## 4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, L'hybridation de la méthode WCIP avec l'approche d'onde unique a permis l'étude des structures à plusieurs niveaux de métallisation. La méthode WCIP est employée pour caractériser chaque structure placée dans un niveau de métallisation. La détermination du quadripôle de la longueur de ligne, modélisant la distance séparant chaque deux niveaux de métallisation adjacents, est nécessaire pour mettre les différents comportements électromagnétiques en cascade. La structure résultante montre plusieurs résonances dont chacune est issue d'une source préalablement connue et ajustable. La méthode WCIP-SMT et le logiciel COMSOL sont utilisées pour la modélisation de la

structure résultante. La confirmation de l'approche proposée est obtenue via des résultats en concordance. La cavité entourée de murs périodiques et les deux structures en haut et en bas donne une résonance dans la direction de la propagation de l'énergie électromagnétique. Ces structures permettent de trouver des bandes de fréquences ajustables, flexibles multifonctionnelles. Les structures de filtrages à cavités résonantes montrent plusieurs résonances dont chacune provient d'une source préalablement connue et ajustable.

Les résultats concernant le champ électrique sur chaque interface sont confrontés à ceux obtenus par COMSOL Multiphysics et un bon accord est enregistré garantissant la validation des approches proposées.

Par ailleurs, les couches inhomogènes ont été étudiées et analysées dans plusieurs conditions. Ainsi, l'effet du changement des permittivités qui constituent la couche inhomogène a été présenté. La figure résultante peut être utilisée comme abaque. Aussi, le passage entre des couches inhomogènes aux couches homogènes et inversement a été traité dans ce chapitre. Cette étude permet de trouver un deuxième abaque. Dans la dernière partie de ce chapitre, la modélisation des filtres à cavité inhomogène a été réalisée en utilisant la méthode SM-WCIP.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Le développement et la modélisation des filtres planaires multicouches et avec des substrats homogènes et inhomogènes ont fait l'objet réalisé dans ce travail. Après avoir effectué des recherches avancées sur les structures de l'état de l'art ainsi que sur les méthodes employées pour les caractériser, le choix des structures planaires périodiques comme les surfaces sélectives en fréquence, dans la conception des filtres planaires, est justifié par leur simplicité, leur légèreté et leur facilité d'insertion. Ainsi pour leur modélisation électromagnétique, la méthode itérative basée sur le concept d'onde (WCIP) est adoptée (facilité d'implémentation, temps de calcul réduit, espace mémoire minimum et convergence assurée par son algorithme quel que soit la structure étudiée). En plus, la méthode WCIP n'impose aucune limite sur la forme des motifs employés pour le circuit électrique à réaliser.

Les filtres à guides d'ondes et les filtres à cavité sont tout d'abord étudiés. Pour déterminer leurs comportements électromagnétiques, l'approche d'onde unique est utilisée, en faisant appel aux équations d'existence des modes excités dans chaque structure. La maîtrise de la méthode WCIP a permis l'étude des structures périodiques, en réduisant l'étude à celle d'une cellule élémentaire délimitée par des murs périodiques. Par conséquent, la structure finale est planaire, placée dans un guide d'ondes à parois périodiques. Cette étude a abouti à la proposition d'une structure nouvelle ayant trois résonances dans une direction de la polarisation de la source d'excitation et deux résonances dans la direction d'excitation perpendiculaire. L'étude paramétrique menée a permis la détermination des différentes dimensions influant sur chaque fréquence de résonance, pour en finir avec une structure à fréquences de résonance ajustables. Cette information a été utilisée pour ajuster les différentes résonances de manière à les ramener suffisamment proches les unes des autres, non seulement pour élargir la bande de réjection mais aussi pour son ajustement.

L'hybridation de la méthode WCIP avec l'approche d'onde unique a permis l'étude des structures à plusieurs niveaux de métallisation. La méthode WCIP est employée pour caractériser chaque structure placée dans un niveau de métallisation. La détermination du quadripôle de la longueur de ligne, modélisant la distance séparant chaque deux niveaux de métallisation adjacents, est nécessaire pour mettre les différents comportements électromagnétiques en cascade. La structure résultante montre plusieurs résonances dont chacune est issue d'une source préalablement connue et ajustable. La méthode WCIP-SMT (approche onde unique) et la simulation par COMSOL Multiphysics sont utilisées pour la modélisation de la structure résultante. La confirmation de l'approche proposée est obtenue via des résultats en concordance. La cavité entourée de murs périodiques et les deux structures en haut et en bas donnent une résonance dans la direction de la propagation de l'énergie électromagnétique. De l'insertion de la couche inhomogène un nouveau moyen d'ajustement de la résonance longitudinale est déterminé. Sa modélisation est devenue possible en obtenant la couche diélectrique homogène effective.

La densité du courant et le champ électrique, sur chaque interface, ainsi que le coefficient de réflexion, le coefficient de transmission ont été déterminés. Les résultats obtenus sont confrontés à ceux donnés par simulation Comsol Multiphysics, les mesures, les résultats de la littérature et un bon accord est enregistré confirmant la validation des approches proposées.

**Annexe**

**COMSOL Multiphysics**

# COMSOL Multiphysics

## 1. Présentation du logiciel COMSOL Multiphysics

COMSOL Multiphysics, anciennement appelé FEMLAB (Finité Elements Modeling Laboratoire) est un logiciel et un outil de simulation numérique basé sur la méthode des éléments finis (FEM). COMSOL permet de traiter de nombreux problèmes grâce à une banque assimilée d'équations physiques très variées. Il a aussi une interface graphique qui permet de réaliser rapidement des figures relativement complexes (en 1D, 1D-axisymétrique, 2D, 2D-axisymétrique ou 3D). COMSOL possède également plusieurs modules physiques tels que la mécanique des fluides, le transfert thermique, l'électricité, l'électromagnétisme, la chimie, la mécanique des structures, etc. De plus, une combinaison de plusieurs phénomènes physiques est possible dans la même simulation et qui est le point fort du logiciel COMSOL.

COMSOL permet l'analyse par une adaptation du maillage où les équations différentielles déterminant la physique sont résolues. Les éléments de maille sont plus petits où les champs électromagnétiques sont concentrés ou où la structure obtient une géométrie plus compliquée. COMSOL permet aussi du contrôle d'erreurs en utilisant différentes variétés de solveurs numériques. Il a été développé initialement comme la programmation MATLAB. Aujourd'hui, il dispose de son propre environnement graphique qui permet à la fois le dessin des géométries et l'affichage de résultats en post-traitement [82-84].

## 2. Étapes du processus de modélisation

La modélisation et simulation numérique sous COMSOL Multiphysics se fait selon plusieurs étapes qui sont :

- Choix du modèle
- Géométrie de la structure
- Définition des matériaux
- Physique du modèle (condition aux limites)
- Maillage
- Simulation

- Visualisation des résultats

### **3. Simulation des surfaces sélectives en fréquences FSS par COMSOL**

#### **Multiphysics**

Cette annexe montre les différentes étapes utilisées pour la simulation des surfaces sélective en fréquences. Les surfaces sélectives en fréquences sont entièrement décrites par leurs caractéristiques de réflexion et de transmission (S11 et S21). Les performances des FSS sont généralement évaluées en faisant l'hypothèse d'une FSS de dimension infinie et périodique et l'utilisation des modes de Floquet, le temps de calcul étant alors quasiment réduit à celui de la cellule élémentaire.

Ce théorème est utilisé dans le logiciel COMSOL Multiphysics pour simuler les surfaces sélectives en fréquences. Cela se fait par la modélisation d'une cellule élémentaire et en y appliquant les conditions aux limites périodiques (Periodic Boundary Condition PBC).

Le processus de simulation d'un FSS sur COMSOL Multiphysics est fourni ici par un exemple qui comprend toutes les étapes de la modélisation (l'exemple considéré ici est la structure proposée dans le chapitre 3).

Le processus de la modélisation et de la simulation numérique sous COMSOL Multiphysics implique plusieurs étapes qui sont décrites comme suit :

#### **3.1 Choix du modèle (Assistant de Modélisation)**

Au démarrage du logiciel, le navigateur Assistant de modélisation apparait pour définir le modèle physique utilisé et choisir l'espace dimensionnel. De ce fait, les variables propres à ce modèle doivent être aussi définies. Pour les FSS, un espace de coordonnées 3D est défini et une étude dans le modèle Radio fréquence (ondes électromagnétiques, domaine fréquentiel) est générée. Enfin, une étude dans le domaine fréquentiel est définie. Une fois que le modèle physique a été choisi, la fenêtre principale du COMSOL apparait tel qu'illustré par la figure (A.1).

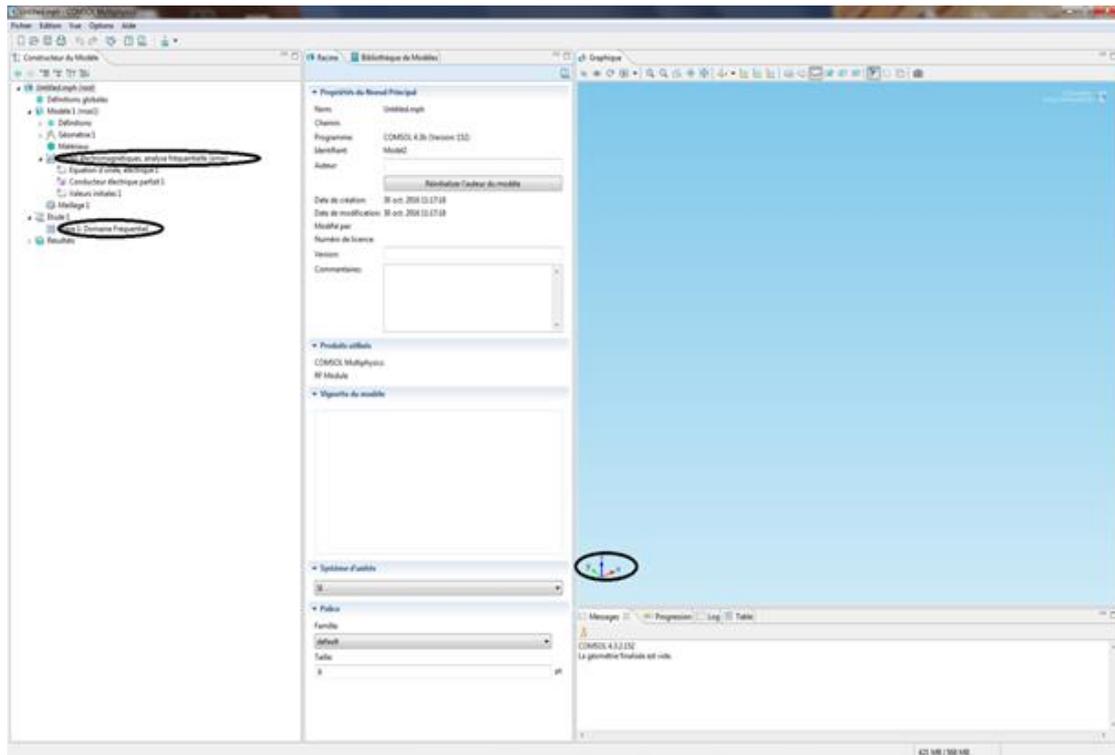


Figure A. 1 Fenêtre principale du COMSOL.

## 3.2 Géométrie de la structure

### 3.2.1 Paramètres et variables

Avant de dessiner la structure, il faut d'abord ajouter le tableau des paramètres liés au modèle tels que les différentes dimensions de la structure, la plage de la fréquence de fonctionnement...etc (fig. A.2). Comme les parois sont périodiques, les variables  $k_x$ ,  $k_y$  et  $k_z$  du théorème de Floquet sont aussi insérées dans le logiciel et les icônes des paramètres et variables sont retirées de l'icône de définition globale.

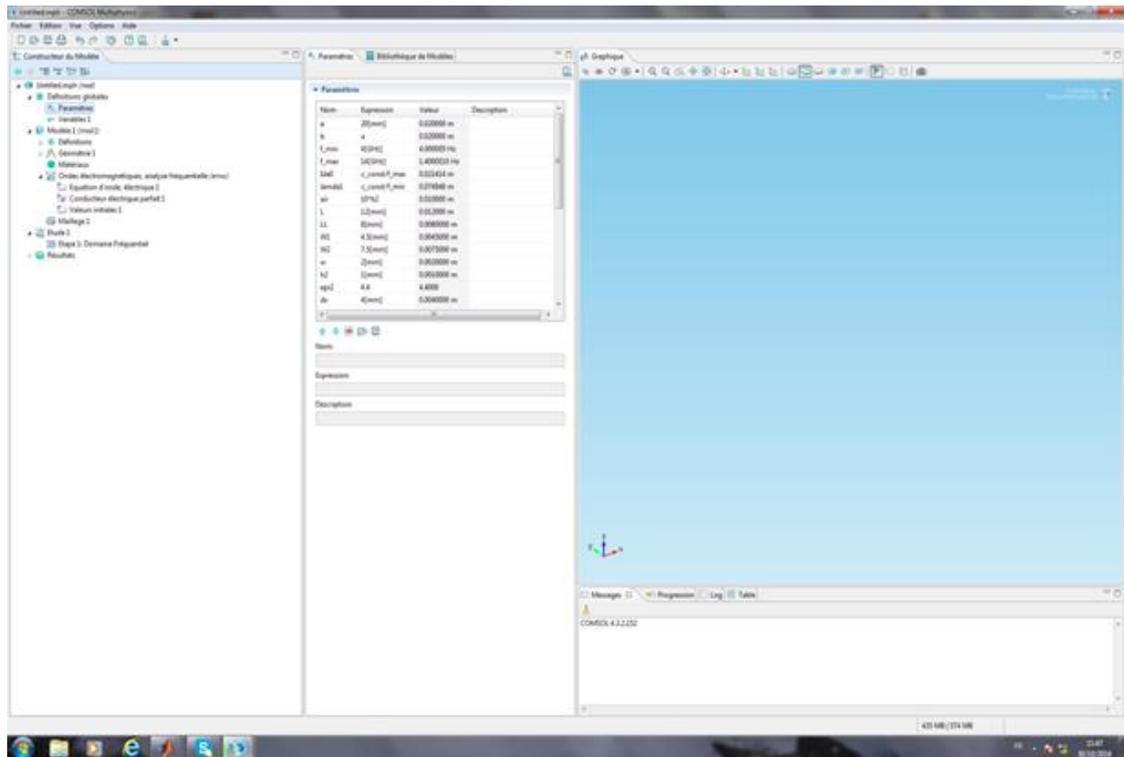


Figure A. 2 Tableau des paramètres.

### 3.2.2 Géométrie

Après l'ajout des tableaux des paramètres et des variables, la géométrie de la cellule unitaire est dessinée et elle est constituée de trois couches (blocs). Cependant, le motif est dessiné par plusieurs éléments géométriques (rectangles) qui sont assemblés par union sur un plan de travail choisi sur le côté supérieur de la deuxième couche (fig. A.3).

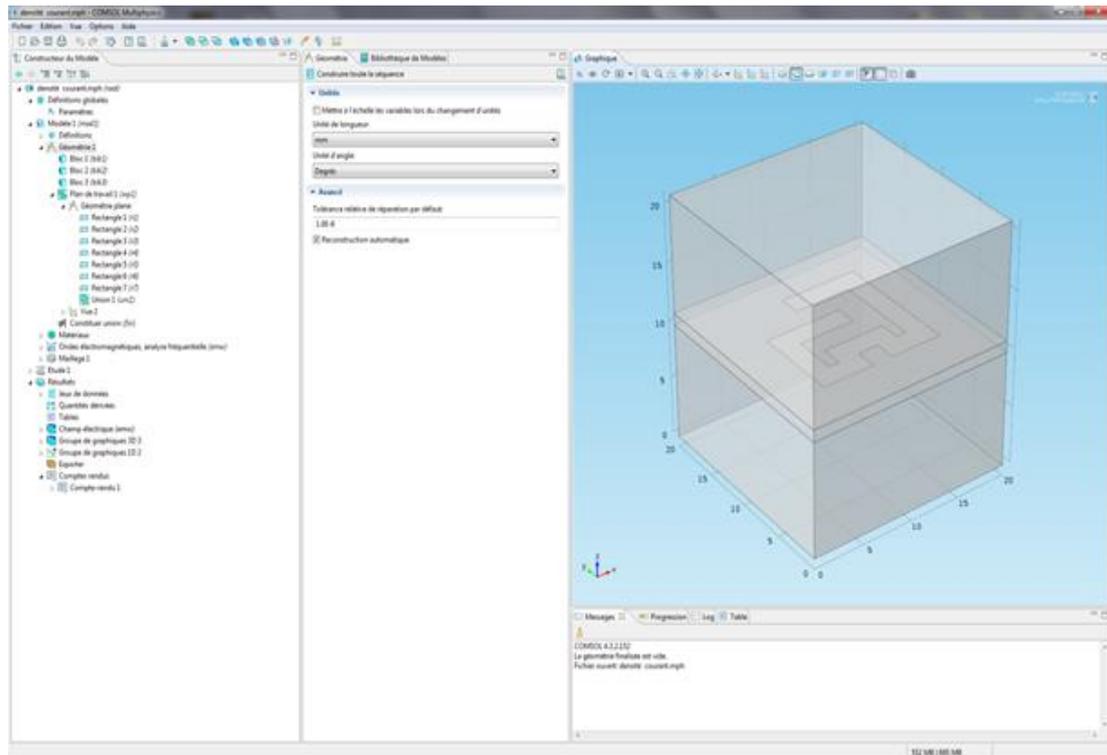


Figure A. 3 Géométrie.

### 3.3 Définition des Matériaux

La géométrie précédemment dessinée est caractérisée par deux matériaux différents qui sont l'aire et le diélectrique. On peut également utiliser la bibliothèque qui permet de définir simplement toutes les constantes physiques du matériau ou de créer des matériaux. Dans notre exemple, on a choisi l'aire du bloc supérieur et du bloc inférieur et le diélectrique est choisi comme celui de la fibre de verre du substrat (fig. A.4).

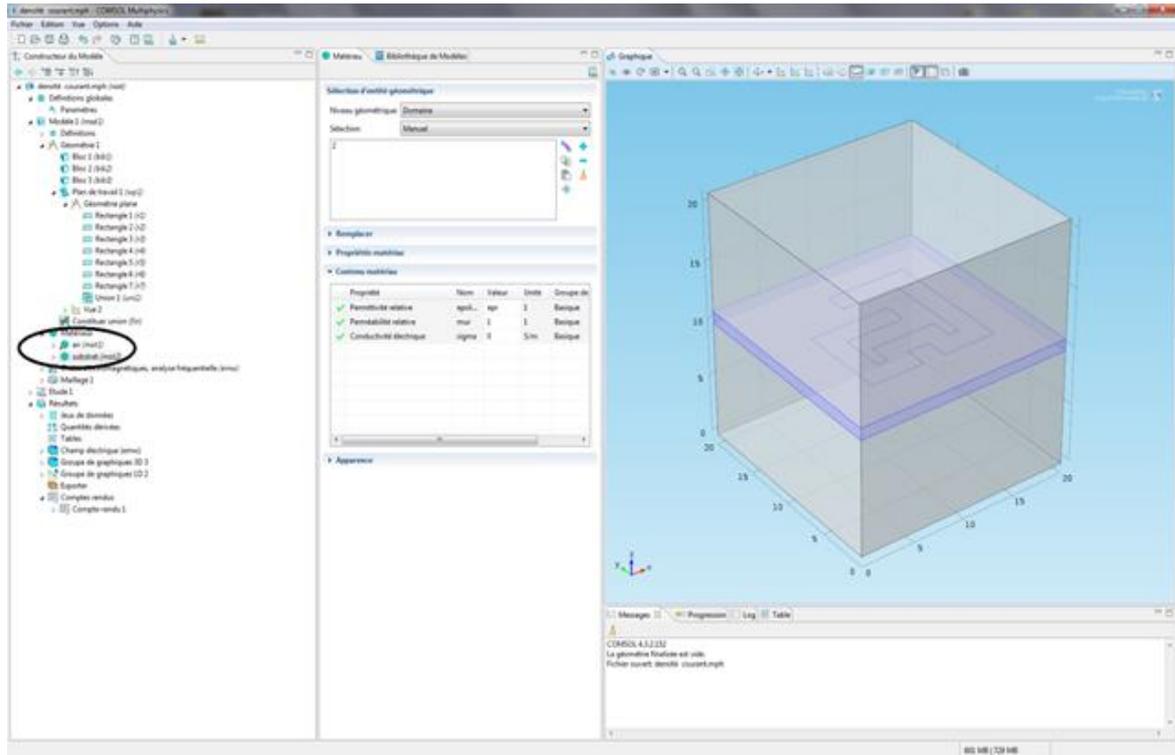


Figure A. 4 Définition des matériaux.

### 3.4 Définition des conditions aux limites (frontières)

Une série de conditions aux limites a été appliquée au modèle des surfaces sélectives en fréquence. La première condition est assignée au conducteur électrique parfait (PEC) afin de modéliser la feuille mince conductrice (le motif métallique) puis les parois périodiques de Floquet 1 et 2 sont utilisées sur les quatre parois latérales de la cellule unitaire à simuler. Enfin, les faces du dessus et du dessous sont définies comme les parois d'excitation sur lesquelles on y applique le champ incident. Toutes ces étapes sont illustrées dans les figures (A.5-A.8)

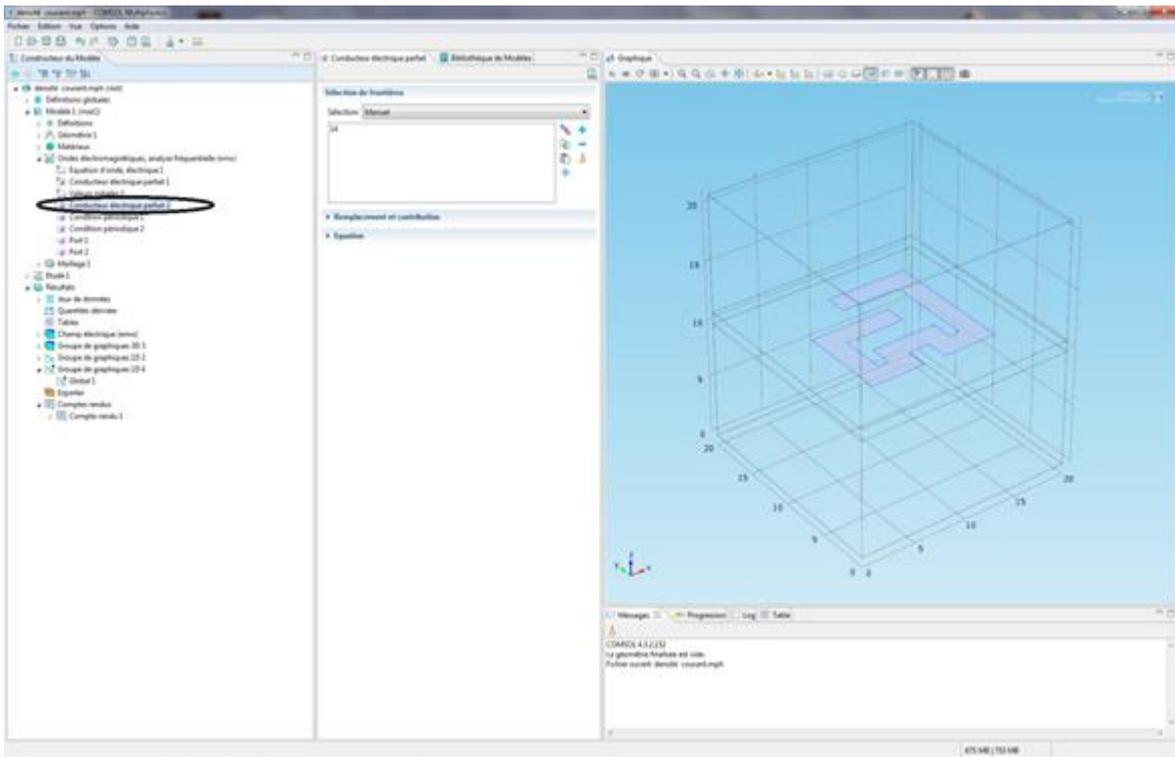


Figure A. 5 Conducteur électrique parfait (PEC).

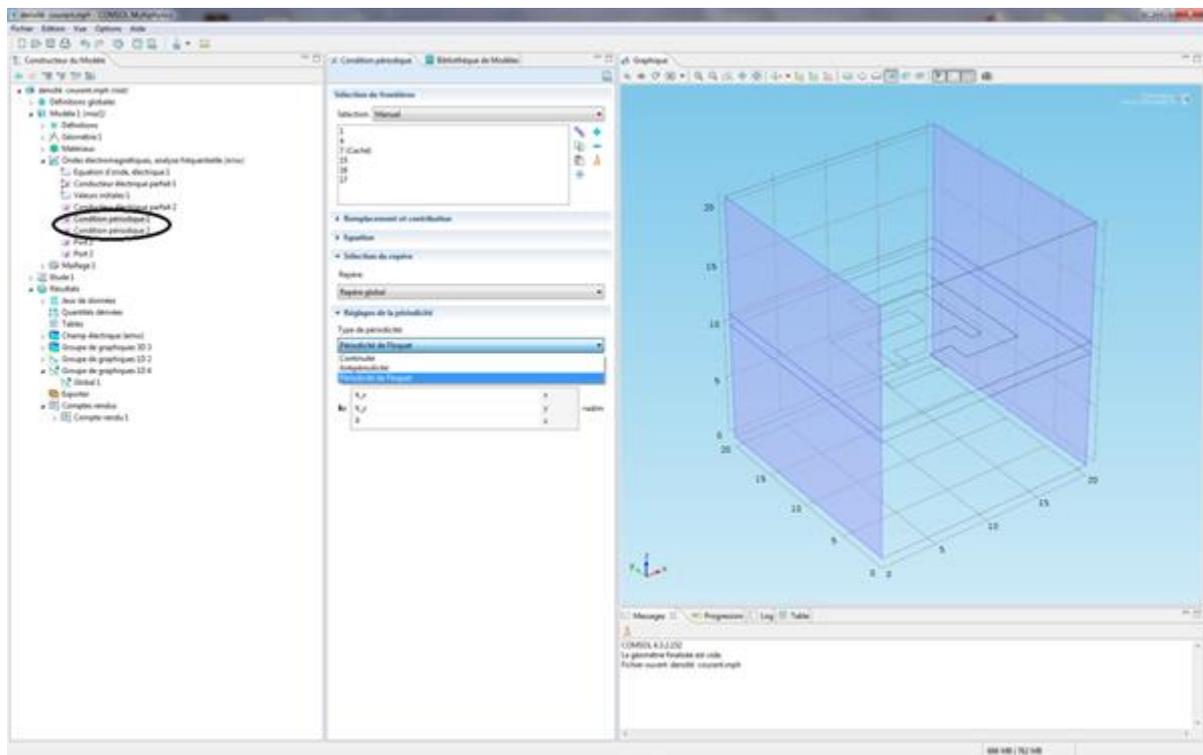


Figure A. 6 Parois périodiques de Floquet 1.

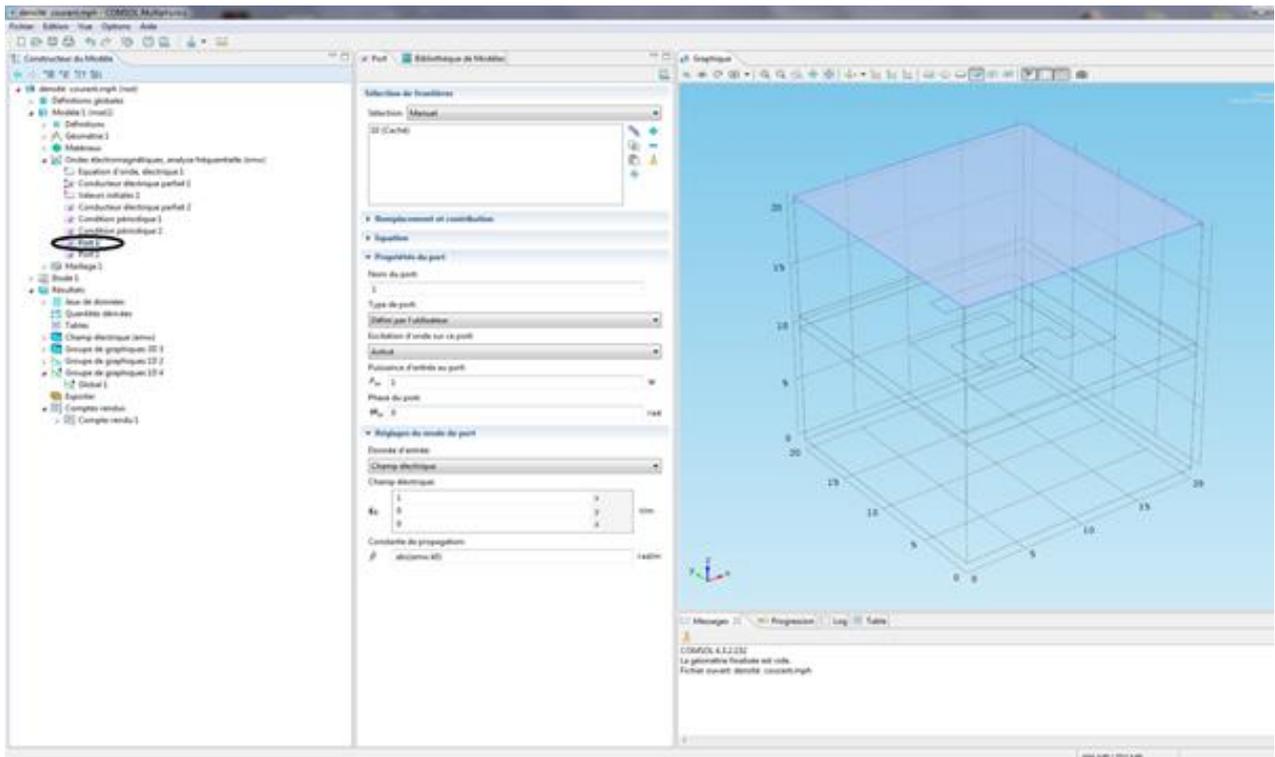


Figure A. 7 Port d'excitation 1.

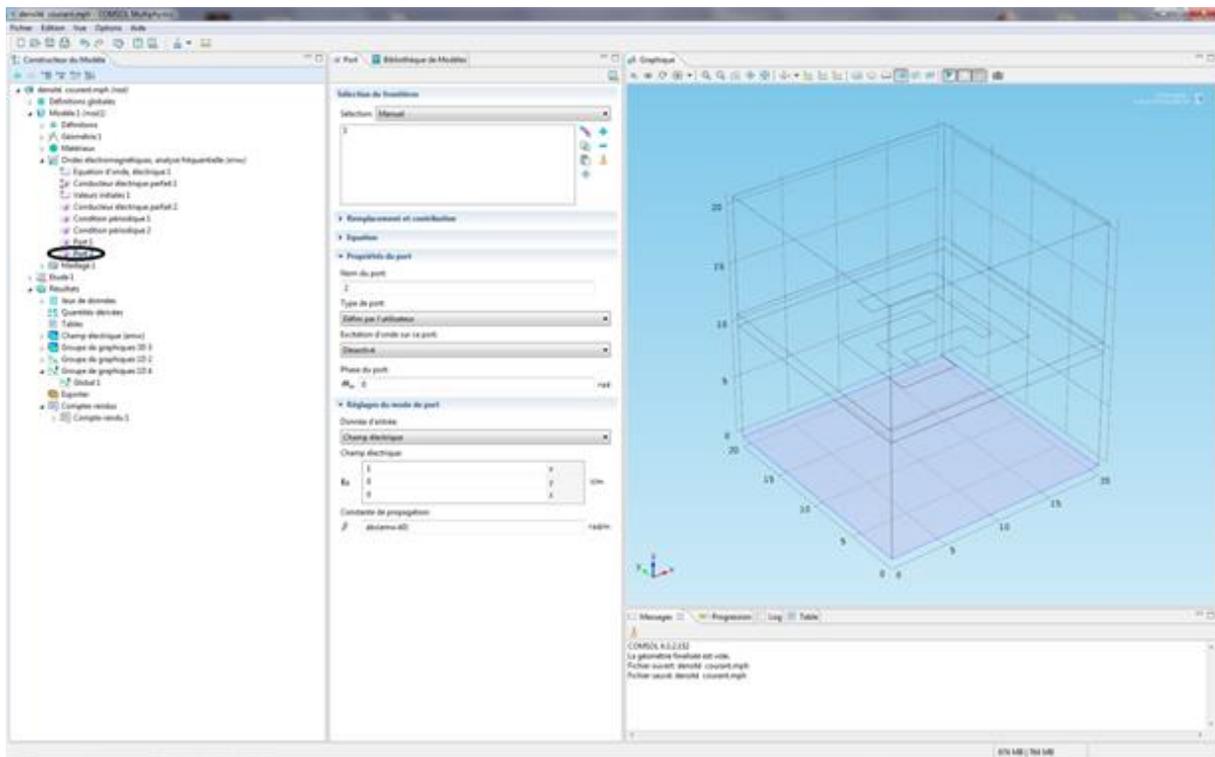


Figure A. 8 Port d'excitation 2.

### 3.5 Maillage

Lors de la modélisation d'une cellule élémentaire périodique, le logiciel COMSOL Multiphysics réalise un maillage adaptatif de la structure FSS. C'est un maillage constitué d'éléments tétraédriques et triangulaires. Ce maillage est réglé manuellement par la définition des critères de périodicité de la structure et il est effectué sur l'ensemble du volume de la structure. Les faces périodiques sont définies par un maillage identique en deux étapes. Tout d'abord, une maille sur une seule des limites est créée puis une opération de copie de la face est utilisée pour le maillage de l'autre frontière. Le motif métallique est également défini par un maillage plus petit que toutes les autres frontières comme illustré dans la figure (A.9).

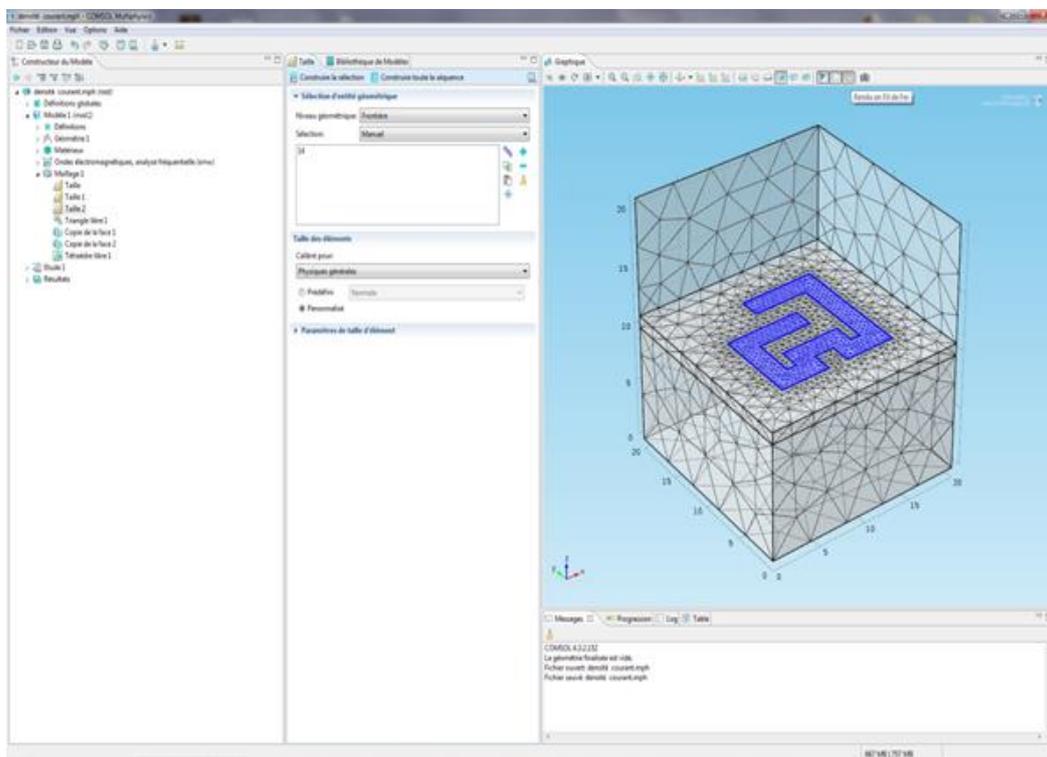


Figure A. 9 Maillage.

### 3.6 Simulation

Pour la simulation on a déjà défini dans la première étape l'étude dans le domaine fréquentiel. Il reste à choisir seulement la plage fréquentielle et le pas utilisé. Au final et comme dernière étape, la simulation correspondant au modèle sélectionné est lancée (fig A.10).s

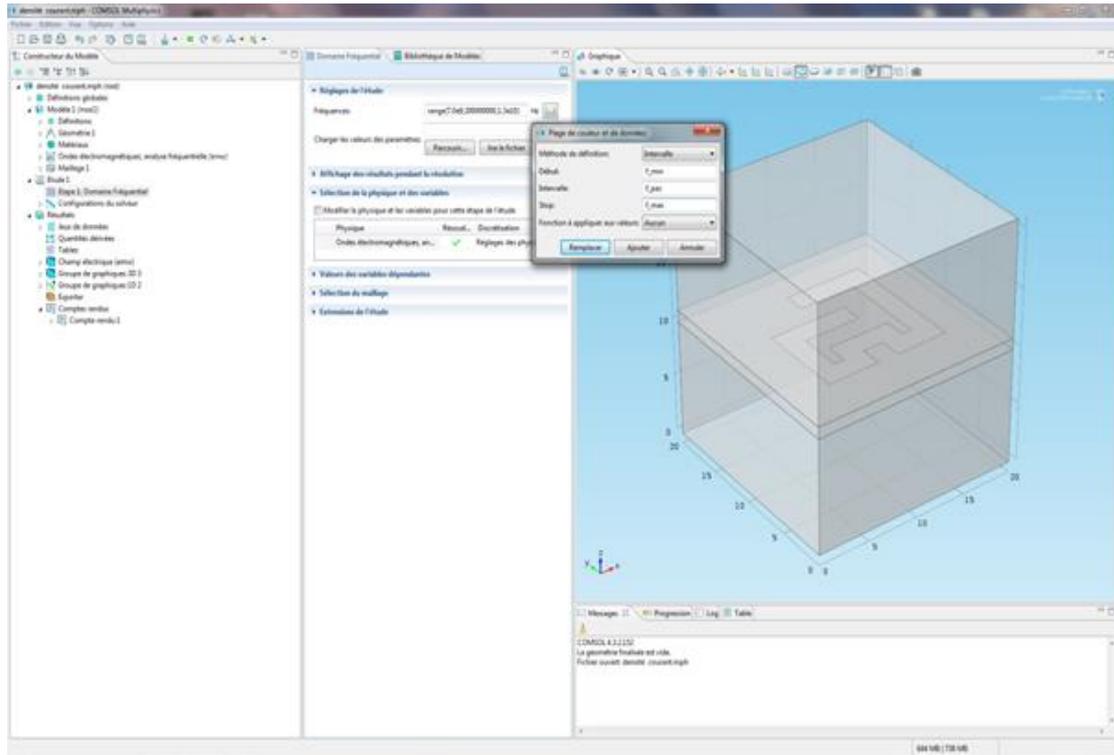


Figure A. 10 Domaine fréquentielle.

# **Références bibliographiques**

## Références bibliographiques

- [1] S. Tascu, “Etude en champ proche optique de guides optiques, de luminescence et d’effets photoréfractifs dans des cristaux,” Thèse de Doctorat. Univ. Claude Bernard – Lyon I, 2003.
- [2] D. M. Pozar, Microwave Engineering. Third edition, Copyrighted Material , Wiley and Sons, Inc 2005.
- [3] D.K.Misra, Radio Frequency and Microwave Communication Circuits. Second edition, Wiley and Sons, Inc, 2004.
- [4] L. Djouablia, I. Messaouden, and A. Benghalia, “uniaxial anisotropic substrate effects on the resonance of an equitriangular microstrip patch antenna,” Prog. Electromagn.Res., vol. 24, no. January, pp. 45–56, 2012.
- [5] L. Benachour, “Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières Implantées sur Substrat d’une Anisotropie Tensorielle,” Thèse de Doctorat. Univ. Constantine, Alger, 2008.
- [6] Y. Tighilt, “Identification des antennes multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones,” Thèse de Doctorat. Univ. Sétif, 2011.
- [7] L. Douadji, “Traitement thermique uniforme des composites non métalliques au moyen de l’effet diélectrique de l’inversion de l’atténuation des ondes électromagnétiques,” Thèse de Doctorat. Ec. Dr. n° 432 Sci. des Métiers l’Ingénieur, Paris, 2007.
- [8] R. Thabet, “Contribution à l’optimisation de Transitions en Guides d’Ondes Cylindriques Métalliques. Applications aux Filtres et aux Convertisseurs de Modes,” Thèse de Doctorat. Univ. Constantine, Alger, 2012.
- [9] W. Tse, “Caractérisation électrique de matériaux en composite pour fuselages d’avions,” Thèse maîtrise en Sci. appliquées, Univ. Montréal, 2010.
- [10] A. L. I. Doghri, “Étude théorique et expérimentale de composants micro- ondes et ondes millimétriques tridimensionnels pour la réalisation d ’ un radiomètre imageur,” Thèse de Doctorat. Univ. Montréal, 2014.
- [11] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, “Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic / Anisotropic Layers Using WCIP Method,” ETRI J., vol. 29, no.1, pp. 36–44, 2007.

### Références bibliographiques

- [12] P. F. Combes, *Micro-ondes (Lignes, guides et cavités)*. B.U. Oréans Sciences, 2006.
- [13] J. Fadli, “Les guides d’ondes et cavités résonnantes elliptiques,” Exig. Partielle la maîtrise en Phys. Univ. DU Québec Mémoire, 1995.
- [14] R. Dib, “Caractérisation de couches diélectriques et magnétiques de structures multicouches par cavité résonante microonde,” Thèse de Doctorat. Univ. Jean Monnet Saint Etienne (Libanaise ), 2014.
- [15] A. Badev, “Matériaux diélectriques à faibles pertes utilisés comme résonateurs et filtres dans les circuits micro-ondes,” Thèse de Doctorat. Univ. Toulouse, 2008.
- [16] C. Gangnant, “Contribution à l’étude de la cartographie et la statistique du champ électromagnétique dans une Chambre Réverbérante à Brassage de Modes par une méthode hybride FDFD/développement modal,” Thèse de Doctorat. Univ. Limoges, 2008.
- [17] U. D. E. Limoges, “Analyse du comportement électromagnétique des chambres réverbérantes à brassage de modes par l’utilisation de simulations numériques,” Thèse de Doctorat. Univ. Lille, 2001.
- [18] K. Lacanette, “A Basic Introduction to Filters - Active, Passive, and Switched-Capacitor,” *Natl. Semicond. Appl. Note 779* Kerry Lacanette, pp. 1–22, 1991.
- [19] R. Hajj, “Conception et réalisation de fonction de filtrage dans les domaines millimétriques et sub-millimétriques,” Thèse de Doctorat. Univ. Limoges, 2010.
- [20] E. Rampnoux, “Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale,” Thèse de Doctorat. Univ. Limoges, 2003.
- [21] P. M. Martin, G. Tanné, E. Rius, D. Le Berre, and J. F. Favennec, “Travaux pratiques supports de transmission en hyperfréquence : synthèse, réalisation et mesure d’un filtre passe-bas en technologie microruban,” *J3eA, J. sur l’enseignement des Sci. Technol. l’information des systèmes*, vol. 4, pp. 6–9, 2005.
- [22] A. Nasser, “Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples,” Thèse de Doctorat. Univ. Limoges, 2008.
- [23] S. Pinon, “Etude de la reconfigurabilité de circuits RF par des réseaux fluidiques. Conception et fabrication de microsystèmes intégrés sur substrat souple,” Thèse de Doctorat. Univ. Toulouse, 2012.

### Références bibliographiques

- [24] L. Carpentier, “Filtres céramiques microondes par stéréolithographie 3D,” Thèse de Doctorat. Limoges, 2012.
- [25] B. Potelon, “Etude et Conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires - Volumiques,” Thèse de Doctorat. Univ. Bretagne Occident., 2007.
- [26] Ju Seop Lee, “Microwave resonator filters for advanced wireless systems,” in Doctor Thesis of Philosophy, 2009.
- [27] D. L. Diedhiou, “Etude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique,” Thèse de Doctorat. université Bretagne, 2013.
- [28] G. Melin, “Entretien de la resonance d’une cavité chargée par un plasma de densité variable,” Thèse de Doctorat. Univ. Paris, 1969.
- [29] 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. Inst. Natl. Polytech. Toulouse., 2005.
- [30] A. Perigaud, “Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l’aide des technologies multicouches,” Thèse de Doctorat. Univ. Limoges, 2009.
- [31] N. Faure-muret, “Conception, réalisation et tests de filtres millimétriques volumiques micro-usinés,” Thèse de Doctorat. Univ. Limoges, 2005.
- [32] L. Mercier, “Synthèse de propriétés d’agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant des microcomposants. application à la conception d’antennes à résonateur,” Thèse de Doctorat. Univ. Limoges, 2005.
- [33] W. E. I. Xingchang, D. A. I. Gaole, and J. Wei, “A Wideband Frequency Selective Surfaces based on Hybrid Boundary Cavity,” pp. 1–8, 2012.
- [34] J. Garreau, “Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride- planaire SIW en technologie LTCC,” Thèse de Doctorat. Univ. Bretagne Occident., 2013.
- [35] T. Mai Vu, “Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordables à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium,” Thèse de Doctorat. Univ. Toulouse, 2010.
- [36] E. A. Hajlaoui, H. Trabelsi, and H. Baudrand, “Periodic Planar Multilayered Substrates Analysis Using Wave Concept Iterative Process,” *Electromagn. Anal. Appl.*, vol. 4, no. March, pp. 118–128, 2012.

### Références bibliographiques

- [37] F. Bayatpur, "Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces," Thèse de Doctorat. Univ. Michigan, 2009.
- [38] K. Sarabandi and N. Behdad, "A Frequency Selective Surface With Miniaturized Elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 5, pp. 1239–1245, 2007.
- [39] G. Lunet, "Radome actif utilisant des matériaux et structures à propriétés électromagnétiques contrôlées," Thèse de Doctorat. Univ. Bordeaux, 2009.
- [40] E. B. Tchikaya, "Modélisation électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence finies uniformes et non-uniformes par la Technique de Changement d'Echelle (SCT)," Thèse de Doctorat. Univ. Toulouse, 2010.
- [41] I. Alhzzoury, "Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunications," Thèse de Doctorat. Univ. Toulous, 2013.
- [42] S. Aroussi, L. Latrach, N. Sboui, A. Gharsallah, A. Gharbi, and H. Baudrand, "Efficient Analysis of Complex FSS Structure Using the WCIP Method," *J. Electromagn. Anal. Appl.*, vol. 3, no. 11, pp. 447–451, 2011.
- [43] S. Akatimagool, D. Bajon, and H. Baudrand, "Analysis of multi-layer integrated inductors with wave concept iterative procedure (WCIP)," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symposium Dig.*, pp. 1941–1944, 2001.
- [44] E. A. Hajlaoui, H. Trabelsi, and H. Baudrand, "Analysis of Novel Dual-Resonant and Dual-Polarized Frequency Selective Surface using Periodic contribution of Wave Concept Iterative Process : PPMS-WCIP," no. 1, pp. 1–6.
- [45] J. E. de F. and H. B. A. Serres, G. K. F. Serres, G. Fontgalland, "Analysis of multilayer circuits by an efficient iterative technique," *IEEE*, pp. 743–747, 2011.
- [46] M. D. H. Amri, M. Zabbat, "Les caractéristiques électromagnétiques de circuit planaire actif intégrant un transistor MESFET par la méthode itérative Wave Concept Iterative Process WCIP," *J. Sci. Res.*, no. June, 2012.
- [47] N. Ammar and H. Baudrand, "Etude de la diffraction E . M par la méthode itérative basée sur le concept d'onde ( W . C . I . P )," 3rd Int. conférence Sci. Electron. Tunis., pp. 1–6, 2005.
- [48] A. G. D'Assunção Jr, A. G. Neto, H. Baudrand, G. Fontgalland, and P. Lacouth, "WCIP- A technique for the analysis of RFID tag antennas," *SBMO/IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf. Proc.*, pp. 4–7, 2011.

### Références bibliographiques

- [49] M. Titaouine, “WCIP Method Applied to Active Frequency Selective Surfaces,” *J. Microwaves Optoelectron.*, vol. 6, no. 1, pp. 1–16, 2007.
- [50] A. G. Neto, F. M. Pontes, J. C. Silva, P. Henrique, and F. Silva, “Analysis of FSS with Koch Island Patch Elements Using the Wave Concept Iterative Procedure,” *IEEE*, vol. 6, no. 1, p. 7062, 2010.
- [51] M. Ayari and T. Aguli, “An Extended Version of Transverse Wave Approach (TWA ) for Full-Wave Investigation of Planar Structures,” *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 7, no. 2, pp. 123–138, 2008.
- [52] G. Ramzi, Z. Hassen, T. Hichem, and B. Henri, “Analysis of Complex Electromagnetic Structures by Hybrid FDTD / WCIP Method,” *J. Electromagn. Anal. Appl*, vol.4, pp. 497–503, 2012.
- [53] P.B. C. Medeiros, V. P. S. Neto and A.G. D’Assuncao, “A compact and stable design of FSS with radial slit circular elements using an iterative method,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, no. 3, pp. 729–733, 2015.
- [54] Z. Harouni, “Conception et caractérisation d’une Rectenna à double polarisation Circulaire à 2.45 GHz,” *Thèse de Doctorat. Univ. Paris-Est*, 2011.
- [55] M. Titaouine, “Analysis of Shorted Ring Slots Frequency Selective Surfaces Using WCIP Method,” *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl*, vol. 7, no. 2, pp. 65–82, 2008.
- [56] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand and F. Djahli, “Determination of metallic ring FSS scattering characteristics using WCIP method,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, no. 5, pp. 1324–1328, 2007.
- [57] A. I. Alhzzoury, “Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication,” *Thèse de Doctorat. Univ. Toulouse*, 2013.
- [58] N. R. and H. B. Fontgalland.G, T.P.Vuong, “proposal of new EBG Ground planes in the electric size reduction design of planar antennas,” *IEEE*, vol. 1, 2005.
- [59] M. Tellache, Y. Lamhene, B. Haraoubia, and H. Baudrand, “An numerical method based iterative process to characterize microwave planar circuits,” *Int. J. Comput.*, vol. 7, no. 3, pp. 86–94, 2008.

## Références bibliographiques

- [60] M. Titaouine, N. Raveu, A. G. Neto, and H. Baudrand, “Electromagnetic Modeling of Quasi-Square Open Metallic Ring Frequency Selective Surface Using Wave Concept Iterative Procedure,” *ETRI J.*, vol. 31, no. 1, pp. 77–79, 2009.
- [61] M. Titaouine, N. Raveu, A. G. Neto, and H. Baudrand, “Dual-band and enhanced band FSS characterization using the WCIP method,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 4, pp. 836–839, 2010.
- [62] J. Lee, M. Yoo, S. Member, and S. Lim, “A study of ultra-thin single layer frequency selective surface microwave absorbers with three different bandwidths using double resonance,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 1, pp. 221–230, 2015.
- [63] A. L. P. S. Campos, T. L. Silva, A. G. Neto, L. Nova, R. Brusque, and C. S. Catarina, “Multiband frequency selective surfaces with simple modification of a rectangular patch,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 55, no. 12, pp. 2943–2946, 2013.
- [64] G. Sen, T. Mandal, S. Majumdar, S. Mahato, S. Mondal, and P. P. Sarkar, “Design of a wide band Frequency Selective Surface (FSS) for multiband operation of reflector antenna,” *5th Int. Conf. Comput. Devices Commun.*, vol. 3, pp. 3–5, 2012.
- [65] A. G. D. and G. Siqueira, “Simple , Compact , and Multiband Frequency Selective Surfaces Using Dissimilar Sierpinski Fractal Elements Using Dissimilar Sierpinski Fractal Elements,” *Int. J. Antennas Propag.*, no. March 2016, 2015.
- [66] A. L. P. de S. Campos, F. C. G. da S. Segundo, R. H. C. Manicoba, and A. G. D’Assuncao, “A Simple Fractal Geometry to Design Multi-Band Frequency Selective Surfaces,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 54, no. 10, pp. 2321–2325, 2012.
- [67] P. Samaddar, S. Sarkar, S. Biswas, D. C. Sarkar, and P. P. Sarkar, “Study on dual wide band frequency selective surface for different incident angles,” *Int. J. Soft Comput. Eng.*, vol. 2, no. 6, pp. 2–4, 2013.
- [68] Y. Li, L. Li, S. Member, Y. Zhang, and C. Zhao, “Design and synthesis of multilayer frequency selective surface based on antenna-filter-antenna using minkowski fractal structures,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 1, pp. 133–141, 2015.
- [69] I. Adoui, M. Titaouine, H. Choutri, A. Djouimaa, T. Rolim De Sousa, A. G. Neto and Henri Baudrand, “Characterization of novel open notched quasi-square metallic ring fss using WCIP method,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, no. 9, pp. 2071–2075, 2016.

## Références bibliographiques

- [70] A. Bouhouche, “Etude de Filtres à Cavités Bi-modes en Guides d’Ondes Rectangulaires Métalliques Creux,” Thèse de Magister, Univ. Mentouri Constantine, Alger., 2012.
- [71] JIA-S. HONG and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley and Sons, Inc, 2001.
- [72] S. W. Lee, G. Zarrillo, and C. L. Law, “Simple Formulas for Transmission Through Periodic Metal Grids or Plates,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 5, pp. 904–909, 1982.
- [73] A.L.P de S.Campos, Tercio de L.Silva, A.G.d’Assunção and R.H.C.Maniçoba “A Comparative Study of Two Numerical Techniques To Analyze Double Screen Frequency Selective,” *Microw. Opt. Technol. Lett*, vol. 55, no. 9, pp. 2206–2209, 2013.
- [74] A. Luiz de S.Campos, R.H.C.Maniçoba and A.G.d’Assunção “Investigation of Enhancement Band Using Double Screen Frequency Selective Surfaces with Koch Fractal Geometry at Millimeter Wave Range,” *J Infrared Milli Terahz Waves*, pp. 1503–1511, 2010.
- [75] A. L. P. S. Campos, R. H. C. Maniçoba, L. M. Araujo, and A. G. d’Assunção, “Analysis of simple FSS cascading with dual band response,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 3345–3348, 2010.
- [76] Mondher Labidi, “Conception et application des métamatériaux pour des circuits RF,” Thèse de Doctorat. Univ. Cart. Ec. Supérieure des Commun. Tunis, SUP’COM, 2012.
- [77] S. Pinon, “Etude de la reconfigurabilité de circuits RF par des réseaux fluidiques. Conception et fabrication de microsystèmes intégrés sur substrat souple,” Thèse de Doctorat. Univ. Toulous, 2012.
- [78] S. Amari and U. Rosenberg, “Synthesis and design of novel in-line filters with one or two real transmission zeros,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 5, pp. 1464–1478, 2004.
- [79] E. Kerherve, “Contribution à la Conception de Circuits Microondes et Radiofréquences,” Thèse d’habilitation, Dir. des Rech. Univ. Bordeaux 1, 2009.
- [80] A. G. Neto, J. Costa, J. N. De Carvalho, A. Nascimento, C. B. De Aguiar, and D. F. Mamedes, “Analysis of Frequency Selective Surface with U-Shaped Geometry,” vol. 14, no. April, pp. 113–122, 2015.
- [81] Y. Kemmouni, “Etude et modélisation des structures planaires microrubans à substrat en Plasma par l’approche d’onde unique,” Mémoire de Master en Electron. Univ. Batna, Alger., p. 2016.

Références bibliographiques

- [82] COMSOL, Introduction to the RF Module. 2012.
- [83] COMSOL Multiphysics, User's Guide, V4.3a. 2012.
- [84] A. Bichler, "Modélisation et simulation de la propagation optique dans une fibre optique multimode précontrainte. Conception de capteurs à fibre optique à modulation d'intensité dédiés à la mesure de températures et d'étirements," Thèse Dr. Univ. Strasbg, 2011.