



**Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd**  
**Faculté de Technologie**  
**Département d'Electronique**



**Thèse**

Présentée pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat en Sciences**  
**Option : Micro-ondes**

Sous le Thème :

**Contribution à l'étude des filtres planaires microondes à réseaux périodiques et/ou presque périodiques de patches perturbés par la méthode WCIP pour des applications à bandes larges et à double polarisations**

Présentée par :

**SAIDI Raouia**

**Devant le jury composé de :**

M. BENYOUCEF Moussa	Prof.	Université de Batna 2	Président
M. TITAOUINE Mohammed	Prof.	Université de Batna 2	Rapporteur
M. BENAKCHA Abdelhamid	Prof.	Université de Biskra	Examineur
M. SELLAMI Mohammed	Prof.	Université de Tamanrasset	Examineur

**12 Octobre 2019**

## Remerciement

**A**vant tout nous tenons à remercier Dieu tout puissant de nous avoir donné la volonté, la santé et la patience Durant nous années d'études et surtout pendant la réalisation de cette thèse.

**T**out d'abord, je voudrais exprimer ma gratitude à mon directeur de ma thèse Prof. **TITAOUINE Mohammed** pour son soutien et son encouragement continu à travers mes recherches. J'apprécie vraiment ses conseils, idées et suggestions sur cette recherche, ce qui sera une expérience précieuse pour ma future carrière.

**M**es remerciements vont aussi à **M. BAUDRAND Henri**, Professeur à l'université de Toulouse.

**J**e remercie les membres de mon comité de thèse pour leurs remarques et suggestions sur ma thèse,

**M. BENYOUCEF Moussa** Professeur à l'université Batna2, de me faire l'honneur de présider le jury de soutenance. **M. BENAKCHA Abdelhamid** Professeur à l'université de Biskra et **M. SELLAMI Mohammed** Professeur à l'université de Tamanrasset, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de juger ce travail.

**J**'adresse un remerciement particulier au Professeur **M. Alfredo Neto Gomes** et à **M. thayuan. Rolim** de Sousa, pour les réalisations et les mesures effectuées au sein du laboratoire du groupe de télécommunication et de l'électromagnétisme appliquée (GTEMA) du centre fédéral d'éducation et de technologie de Paraiba, CEFET-PB, Joao pessoa, Brésil.

**J**e transmets également mes sincères remerciements à tous mes collègues techniques **Dr. DJOUIMAA Awatef**, **Mlle. BENCHERIF Karima**, **Mme.AOUISSI Manel** et **Dr. ADOUI Ibtissem** pour leur aide généreuse et leurs discussions constructives.

**E**n fin je ne saurais remercier les membres de ma famille pour leurs encouragements de tous les instants, en particulier mes parents et aussi je vous le remercie particulièrement ma copine **ABDESSEMED Asma**.

## Résumé

Ce travail présente une contribution à l'étude des filtres planaires microondes à réseaux périodiques et/ou presque périodiques de patchs perturbés par la méthode WCIP pour des applications à bandes larges et à double polarisations.

Une FSS à un anneau métallique rectangulaire avec des rubans métalliques parallèles non couplés pour des applications à trois bandes et en double polarisation est simulée et fabriquée. Dans la structure FSS proposée, les rubans métalliques parallèles et l'anneau rectangulaire composant la cellule unitaire du FSS sont indépendants dans les domaines spatial et spectral, car les éléments métalliques sont découplés pour un arrangement bien déterminé suite à une étude paramétrique préalable.

Pour obtenir une structure automatiquement ajustée, un commutateur à diode PIN est inséré au centre du ruban.

Une approche de synthèse basée sur une FSS avec des rubans métalliques parallèles et un anneau est introduite. L'approche de synthèse présentée est utilisée pour la détermination des longueurs des rubans parallèles non couplés équivalents à une FSS à motif complexe.

Des FSSs à patch ou anneau métallique rectangulaire perturbé sont étudiés. L'ajout d'une encoche au patch crée une résonance supplémentaire. L'insertion de deux encoches symétriques dans le patch élimine une fréquence de résonance. Pour ajuster la fréquence de résonance restante, la profondeur des deux encoches est variée.

Pour plus de résonances l'approche de presque périodicité basée sur l'isolation entre les cellule unitaire FSS assurée par les murs périodiques est présentée. Dans cette approche une légère variation dans la symétrie de la structure n'affectera pas trop le couplage existant.

L'ajout d'une couche diélectriques appelée superstrat résulte en une miniaturisation de la structure au niveau de l'épaisseur comparativement à un empilement de substrat.

Les résultats obtenus par la méthode WCIP sont comparés aux résultats simulés par le logiciel COMSOL Multiphysics 4.3v et logiciel HFSS et les résultats expérimentaux.

**Mots clés** : Filtres microondes, réseaux périodiques et/ou presque périodiques, patchs perturbés, opérateur de l'impédance de surface, modes TE et modes TM, méthode WCIP, longueur de guide.

## Abstract

This work presents a contribution to the study of microwave planar filters with periodic and / or quasi periodic networks of patches disturbed by the WCIP method for broadband and double polarization applications.

An FSS with a rectangular metal ring with non-coupled parallel metallic strips for tri-band and dual-polarization applications is simulated, fabricated and measured. In the proposed FSS structure, the parallel metallic strips and the rectangular ring making the unit cell of the FSS are independent in the spatial and spectral domains, since the metallic elements are non-coupled for a given arrangement obtained via the parametric study.

For more FSS adjustment, an electronically controlled FSS is provided via a PIN diode switch inserted at the center of the strip.

A synthesis approach based on an FSS with parallel metallic strips and a ring is introduced. The presented synthetic approach is used for the determination of the lengths of the unlinked parallel strips equivalent to a complex pattern FSS.

Patch FSSs or disturbed rectangular metal ring are studied. Adding a notch to the patch created extra resonance. The insertion of two symmetrical notches in the patch eliminates a resonant frequency. To adjust the remaining resonance frequency, the depth of the two notches is varied.

For more resonances the approach of quasi periodicity based on the isolation between unit cells FSS ensured by the periodic walls is presented. In this approach a slight variation in the symmetry of the structure will not affect the existing coupling too much.

The addition of a dielectric layer called a superstrate results in a miniaturization of the structure at the thickness level compared to a substrate stack.

The results obtained by the WCIP method are compared with the results simulated by the COMSOL Multiphysics 4.3v software and HFSS software and the experimental results.

**Keywords:** microwave filters, periodic networks and / or quasi periodic, disturbed patches, operator of the surface impedance, TE modes and TM modes, WCIP method, waveguide length model.

## الملخص

يقدم هذا العمل مساهمة في دراسة مرشحات مستوية للموجات الدقيقة مع شبكات دورية و / أو شبه دورية من المربع المشوشة باستخدام أسلوب النمذجة بتقنية WCIP لتطبيقات الاستقطاب للنطاق الموسع والاستقطاب المزدوج. يتم محاكاة وختم FSS مع حلقة معدنية مستطيلة ذات شرائط معدنية متوازية غير معدلة للتطبيقات ثلاثية النطاق والاستقطاب المزدوج. في بنية FSS المقترحة، شرائط معدنية متوازية وحلقة مستطيلة تشكيل خلية وحدة من FSS مستقلون في المجالات المكانية والطيفية، حيث يتم تفصل العناصر المعدنية لترتيب معين. توفر هذه الميزة للمستخدمين مع السلوك الكامل لل FSS أي تردد صدى استجابة التردد منذ يرجع كل تردد الرنين إلا أن العنصر المعدني FSS التداخل في بعد واحد. ولتحقيق بنية أكثر نشاطاً، يتم توفير خوارزمية FSS يتم التحكم فيها إلكترونياً، ويتم إدخال صمام PIN diode في وسط الشريط. يتم إدخال نهج توليف قائم على FSS مع شرائط معدنية متوازية وحلقة. يستخدم المنهج التركيبي المحدد لتحديد أطوال الأشرطة المتوازية غير المتصلة المكافئة للنمط المعقد FSS.

يتم دراسة التصحيح FSSs أو حلقة معدنية مستطيلة مضطربة. إضافة الشق إلى التصحيح خلق صدى إضافي. يزيل إدخال شقين متناظرين في الرقعة تردداً رنينياً. لضبط تردد الرنين المتبقي، يتنوع عمق الشقين.

لمزيد من الأصداء، يتم تقريب النهج المتبع على أساس العزل بين خلايا الوحدة FSS التي تكفلها الجدران الدورية. في هذا النهج، لن يؤثر الاختلاف الطفيف في تناسق البنية على اقتران القائمة كثيراً.

تؤدي إضافة طبقة عازلة تسمى سطحية إلى تصغير حجم البنية عند مستوى السمك مقارنةً بمكدس الركيزة.

تتم مقارنة النتائج التي تم الحصول عليها من خلال طريقة WCIP مع النتائج المحاكاة بواسطة حزمة البرامج COMSOL Multiphysics 4.3v وبرنامج HFSS والقياسات التجريبية.

**الكلمات المفتاحية:** مرشحات الموجات الدقيقة والشبكات الدورية و / أو شبه الدورية، والبقع المشوشة، ومشغلي المقاومة السطحية، و وسائط TE و TM، وطريقة WCIP.

## Liste des abréviations

RF: Radio Frequency (radio fréquence)

FSS : Filter Selective Surfaces (surface sélective en fréquence)

CPW : CoPlanar Waveguide (guides d'ondes Coplanaires)

TE : Transverse Electric (transverse électrique)

TM : Transverse Magnetic (transverse magnétique)

TEM : Transverse Electric Magnetic (Transverse Electrique Magnétique)

DC : direct curent (courant continu)

E : champ électrique.

H : champ magnétique

EM : électromagnétique.

$V_R$  : reverse voltage

$f$  : fréquence (en Hz)

FFT : Fast Fourier Transform (transformations de Fourier rapide)

FMT : Fourier Modal Transformation (transformations modales rapides)

$S$  : L'opérateur de diffraction

$\Gamma$  : opérateur de réflexion

SM : Scattering Matrix

FDTD : Finit Différence Time Domain (la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel)

GHz : gigahertz

MoM : Moments Method (Méthode des Moments)

WCIP : Wave Concept Iterative Procedure (méthode itérative basée sur le concept de l'onde)

$\mu_0$ : perméabilité magnétique du vide(H/m)

$\epsilon_r$ : constante diélectrique relative du substrat

$\epsilon_{\text{eff}}$ : Permittivité effective

$\epsilon_0$ :Permittivité du vide(F/m)

# Liste des figures

## Chapitre I Filtres micro-ondes

Figure I.1: Coupe transverse d'une ligne microruban.....	6
Figure I.2: Coupe transverse d'une ligne CPW.....	7
Figure I.3: Coupe Transverse d'une ligne CPS.....	8
Figure I.4: Coupe transverse d'une ligne slotline.....	8
Figure I.5 Structure plane périodique bidimensionnelle.....	9
Figure I.6. Application du FSS dans les sous-amplificateurs pour les communications par satellite.....	10
Figure I.7. L'application FSS comme un écran sur la porte du four micro-ondes.....	11
Figure I.8 - Application du FSS au radôme.....	11
Figure I.9. FSS de type passe-haut.....	12
Figure I.10. FSS de type passe-bas.....	13
Figure I.11. FSS de type coupe-bande.....	14
Figure I.12. FSS de type passe-bande.....	15
Figure I.13 : Motifs élémentaires pouvant constituer une Surface Sélective en Fréquence [16].....	16
Figure I.14 Modélisation de base pour la diode PIN.....	18
Figure I.15 Courbe caractéristique de la diode PIN.....	18
Figure I.16 structure FSS simple à ruban métallique.....	20
Figure I-17. Anneau métallique (a) Anneau carré, (b) Anneau circulaire .....	20
Figure I-18. Patch métallique.....	21
Figure I.19 (a)Cellule unitaire anneau carré, (b) composant inductif en série avec un composant capacitif à basses fréquences.....	21
Figure. I.20. Les rubans verticaux et les gap horizontaux jouent le rôle d'inducteur et de condensateur.....	23
Figure I.21 Coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	24
Figure I-22 : Géométrie d'une antenne microruban de forme arbitraire.....	25

## Chapitre II WCIP, méthode de résolution des problèmes électromagnétique dans les structures planaires

Figure II.1(a) . Le concept d'onde dans les deux milieux.....	32
---	----

Figure II.1(b) Organigramme du processus itératif.....	33
Figure. II.2. FSS arbitraire : (a) Géométrie de la FSS (b) cellule unitaire de la FSS.....	34
Figure II.3. Circuit équivalent de la cellule unitaire FSS à $N$ couches.....	39
Figure II.4. Circuit équivalent de la cellule unitaire FSS superstrat à $N_1$ et $N_2$ couches.....	41
Figure II.5 Propagation des ondes dans un circuit planaire.....	43
Figure II.6. Circuit équivalent de la source unilatérale dans le milieu 1.....	44
Figure II.7 FSS à double écran.....	46
Figure II .8. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations.....	47
FigureII.9 Variation de l'admittance d'entrée $Y_{in}$ en fonction du nombre des itérations (a) Partie réelle (b) partie imaginaire .....	48
Figure II.10. Cellule unitaire d'une structure FSS à patch métallique.....	49
Figure II.11. Fonctions indicatrices des domaines : (a) Domaine métallique $HM$ , (b) Domaine diélectrique $HD$ .....	49
Figure II.12. Coefficient de transmission par la méthode WCIP, le logiciel HFSS et les mesures .....	50
Figure II.13. Champ électrique à la fréquence de résonance.....	50
Figure II.14. Densité du courant à la fréquence de résonance.....	51
Figure II. 15. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance 3GHz.....	52
Figure II. 16. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence égale à la fréquence de résonance 9.33GHz.....	52
Figure II. 17. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance 13 GHz.....	53
Figure II.18. Cellule unitaire d'une structure FSS à ruban métallique avec une diode PIN.....	53
Figure II.19. Fonctions indicatrices des domaines : (a) Domaine métallique $HM$ , (b) Domaine diélectrique $HD$ , (c) Domaine charge $HZ$ .....	54
Figure. II.20. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'un ruban métallique FSS avec une diode polarisée en inverse (OFF) au centre du ruban .....	54
Figure. II.21. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'un ruban métallique FSS avec une diode polarisée en direct (ON) au centre du ruban.....	55
Figure.II.22. FSS à base d'un Anneaux circulaire chargés par une capacité.....	56
Figure II.23. Fonctions indicatrices des domaines : (a) Domaine métallique $HM$ (b) Domaine diélectrique $HD$ ,(c) Domaine charge $HZ$ .....	56
Figure. II.24. Coefficient de réflexion d'une FSS chargé par une capacité $C=0.05pF$ .....	57
Figure. II.25. Coefficient de réflexion d'une FSS chargé par une capacité $C=0.15pF$ .....	58
Figure. II.26. Coefficient de réflexion d'une FSS chargé par une capacité $C=0.30pF$ .....	58
Figure.II.27. FSS Anneaux circulaire chargés par une inductance.....	59



Figure II.28 Coefficient de réflexion d'une FSS à anneau circulaire diélectrique Chargé par une inductance $L=2nH$ .....	60
Figure II.29 Coefficient de réflexion d'une FSS à anneau circulaire diélectrique Chargé par une inductance $L=3nH$ .....	61
Figure II.30 Coefficient de réflexion d'une FSS à anneau circulaire diélectrique Chargé par une inductance $L=5nH$ .....	61
Figure II.31. Antenne micro ruban à patch rectangulaire avec encoche.....	62
Figure II.32. Coefficient de transmission d'une antenne à encoche.....	62
Figure II.33. Fonctions indicatrices des domaines : (a) Domaine métallique $HM$ , (b) Domaine diélectrique $HD$ , (c) Domaine charge $HS$ .....	63
Figure II. 34. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance 6GHz.....	64
Figure II. 35. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence égale à la fréquence de résonance 10.1GHz.....	64
Figure II. 36. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance 14 GHz.....	65
Figure II.37. Cellule unitaire des structures à deux niveau de métallisations.....	66
Figure II.38 Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation séparées par une distance $d= 3,3 \text{ mm}$ .....	67
Figure II.39 Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation séparées par une distance $d= 5,3\text{mm}$ .....	67
Figure II.40 Antenne micro ruban.....	68
Figure. II.41. Coefficient de réflexion d'un antenne micro ruban.....	68
Figure II.42 Gain de l'antenne sans FSS (a) L'angle $\varphi =0^\circ$ , (b) L'angle $\varphi =90^\circ$ .....	69
Figure II.43 diagramme de rayonnement de l'antenne sans FSS (a) L'angle $\varphi =0^\circ$ , (b) L'angle $\varphi =90^\circ$ ....	69
Figure II.44 Cellule unitaire d'une FSS à base d'un ruban métallique.....	70
Figure. II.45. Coefficient de transmission d'une FSS à base d'un ruban métallique.....	70
Figure II.46 Diagramme de rayonnement de la structure FSS (a) L'angle $\varphi =0^\circ$ , (b) L'angle $\varphi =90^\circ$ ... .	71
Figure II.47. FSS à 4x4 cellule unitaire à base des rubans métalliques mise au-dessous d'une antenne avec une distance 20mm.....	71
Figure II.48 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure antenne FSS simulé par le HFSS.....	72
Figure II.49 Gain de l'antenne avec FSS (a) L'angle $\varphi=0^\circ$ , (b) L'angle $\varphi=90^\circ$ .....	72
Figure II.50 Diagramme de rayonnement de l'antenne avec FSS (a) L'angle $\varphi=0^\circ$ , (b) L'angle $\varphi=90^\circ$ .....	73

# Chapitre III

## Etude et synthèse de nouvelles FSS multi bandes et à double polarisation

Figure III.1. La chaine de mesure.....	79
Figure III.2. FSS avec des rubans métalliques parallèles et un anneau métallique rectangulaire : (a) FSS réalisé avec une matrice de $10 \times 10$ cellules unitaires et (b) géométrie de cellule unitaire FSS.....	80
Figure III.3. Coefficient de transmission simulé et mesuré par rapport à la fréquence de fonctionnement pour: (a) La source polarisée x (b) La source polarisée y.....	81
Figure III.4. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de $L_1$ pour une source polarisée dans la direction $x$ .....	82
Figure III.5. Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $L_2$ pour une source polarisée en $x$ .....	83
Figure. III.6. Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $L_4$ pour une source polarisée y.....	84
Figure III.7. Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour $L_5 = 7,27$ mm jusqu'à 8,5 mm pour une source polarisée y.....	85
Figure III .8. FSS avec des rubans métalliques parallèles et anneau métallique rectangulaire: (a) FSS réalisé avec une matrice de $10 \times 10$ cellules unitaires et (b) géométrie de cellule unitaire FSS sans $L_5$ .....	86
Figure. III .9. Résultats simulés et mesurés de la puissance transmise des rubans métalliques parallèles avec anneau métallique rectangulaire en fonction de la fréquence selon les deux polarisations $x$ et $y$ .....	87
Figure III .10. FSS avec des rubans métalliques parallèles et un anneau métallique rectangulaire :(a) FSS réalisée avec une matrice de $10 \times 10$ cellules unitaires et (b) une géométrie de cellule unitaire FSS avec un gap au centre de la longueur de ruban $L_2$ .....	88
Figure III.11. Coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence pour les polarisations $x$ et $y$ .....	89
FigureIII.12 FSS à anneau rectangulaire et des rubans métalliques parallèles: avec une charge constituée D'une diode PIN au centre du ruban de longueur $L_2$ .....	90
Figure III .13. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec gap ou diode OFF au centre du ruban de longueur $L_2$ .....	90

Figure. III .14. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec une diode ON insérée au centre de la bande de longueur $L_2$ .....	91
Figure III .15. Coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de $L_2$ pour la polarisation $x$ .....	92
Figure III .16. Coefficient de transmission pour différentes valeurs décroissantes de $L_3$ et $L_2$ fixe pour la polarisation $x$ .....	93
Figure III .17. Coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de $L_5$ pour la polarisation $y$ .....	94
Figure III. 18. Coefficient de transmission pour différentes valeurs décroissantes de $W_3$ et $L_5$ fixe pour la polarisation $y$ .....	94
Figure III.19 Approche de synthèse à base de la cellule unitaire du FSS (a) Cellule unitaire à rubans métalliques et (b) Cellule unitaire à anneaux métalliques rectangulaires.....	96
Figure III.20. Lruban et Lanneau en fonction de la fréquence de résonance souhaitée(a) $L_{\text{ruban}} = F$ (fr) et (b) $L_{\text{anneau}} = G$ (fr).....	96
FigureIII .21 FSS à base de rubans métalliques parallèles et anneau rectangulaire:(a)FSS fabriquées avec un réseau de $10 \times 10$ cellules (b) géométrie de la cellule unitaire FSS.....	97
Figure III .22 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour:(a) La source de polarisation en $x$ (b) La source de polarisation en $y$ .....	98
Figure III.23. Coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence de fonctionnement pour : (a) la source à polarisation $x$ (b) la source à polarisation $y$ .....	99
Figure III .24. FSS à anneau rectangulaire et ruban métalliques parallèles avec gap:(a) FSS réalisée avec un réseau de $10 \times 10$ cellules élémentaires (b) géométrie de la cellule de la FSS.....	100
Figure III .25. FSS synthétisé basé sur les mesures de la FSS de la Figure III .24.....	101
Figure III .26. Coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence de fonctionnement pour : (a) la source en polarisation $x$ (b) la source en polarisation $y$ .....	101
Figure III .27. Géométrie de la cellule de l'unité de la FSS à anneau métallique quasi rectangulaire ouvert [18].....	102
Figure III .28 Structure FSS équivalente à anneau métallique quasi-carré ouvert, basée sur des rubans métalliques parallèles.....	103
Figure III .29. Coefficient de transmission des résultats de mesure de la structure FSS à anneau métallique ouvert quasi-rectangulaire et des résultats de la structure FSS équivalente proposée en fonction de la fréquence pour les polarisations $x$ et $y$ .....	104

# Chapitre IV

## Etude des FSS à patch métallique rectangulaire perturbée et FSS presque périodiques

Figure IV.1. FSS à patch rectangulaire .....	110
Figure IV.2 Coefficients de transmission en fonction de la fréquence . de fonctionnement pour une source polarisée en $x$ .....	111
Figure IV.3. FSS à patch rectangulaire avec une encoche .....	111
Figure IV.4. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation $x$ simulé par : (a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS.....	112
Figure IV.5. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la source en polarisation $y$ simulé par : la méthode WCIP .....	112
Figure IV.6. FSS à patch rectangulaire avec deux encoches .....	113
Figure IV.7. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation $x$ simulé par : (a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS.....	114
Figure IV.8. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la source en polarisation $y$ simulé par : (a) La méthode WCIP (b) le logiciel HFSS.....	114
Figure IV.9. FSS à patch rectangulaire avec encoche à gauche .....	115
Figure IV.10. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation $y$ simulé par : (a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS.....	115
Figure IV.11. FSS à patch rectangulaire avec deux encoches .....	116
Figure IV.12. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation $y$ simulé par : (a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS.....	116
Figure IV.13. FSS à patch rectangulaire avec deux encoches l'une selon $x$ et l'autre selon $y$ .....	117
Figure IV.14. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en (a) Polarisation en $x$ (b) Polarisation en $y$ .....	118
Figure IV.15. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en (a) Polarisation en $x$ (b) Polarisation en $y$ .....	118
Figure IV.16. FSS à patch rectangulaire avec trois encoches deux selon $x$ et l'autre selon $y$ .....	119
Figure IV.17. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en (a) Polarisation en $x$ (b) Polarisation en $y$ .....	120
Figure IV.18. FSS à patch rectangulaire avec une fente diélectrique au centre .....	120
Figure IV.19. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement simulé par: (a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS.....	122
Figure IV.20. FSS à anneau métallique avec encoche .....	122

Figure IV.21. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement simulée avec le logiciel HFSS.....	123
Figure IV.22. FSS à anneau métallique avec deux encoche selon la direction $x$ .....	123
Figure IV.23. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement simulée avec le logiciel HFSS.....	124
Figure IV.24. FSS à anneau métallique avec deux encoche .....	124
Figure IV.25 Coefficient de transmission de la structure a anneau métallique avec deux encoches de dimensions identiques dans les deux sens de polarisation $x$ et $y$ .....	124
Figure IV.26 Coefficient de transmission de la structure a anneau métallique avec deux encoches dans les deux sens de polarisation $x$ et $y$ .....	126
Figure IV.27 Coefficient de transmission de la structure a anneau métallique avec deux encoches pour différentes valeurs de $D_2$ et $D_1$ fixe dans les deux sens de polarisation $x$ et $y$ .....	126
Figure IV.28 variation de la bande passante en fonction du pourcentage de la surface métallique du patch.....	127
Figure IV.29 variation de la fréquence de résonance en fonction du pourcentage de la surface métallique du patch.....	128
Figure IV.30. Coefficients de transmission des trois structures en fonction de la fréquence de fonctionnement .....	128
Figure IV.31. Coefficients de transmission des trois structures en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	130
Figure IV.32 structure presque périodiques à base deux rubans métallique.....	131
Figure IV.33. Coefficient de transmission d'une structure presque périodiques à base de deux rubans métalliques en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	131
Figure IV.34. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de $L_1$ pour une source polarisée dans la direction $x$ . (a)Simulation WCIP (b)Simulation HFSS...	132
Figure IV.35 . Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de $L_2$ pour une source polarisée dans la direction $x$ (a)Simulation WCIP (b)Simulation HFSS....	133
FigureIV.36 Structure presque périodiques à base deux rubans métallique.....	134
Figure .IV.37 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de $W_1$ pour une source polarisée dans la direction $x$ .....	135
Figure IV.38 Une structure FSS presque périodiques basée sur quatre rubans métallique.....	136
Figure IV.39 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodiques basée sur quatre rubans métallique.....	137
Figure IV.40 Structure FSS presque périodiques basée sur trois rubans métalliques.....	138
Figure IV.41 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodiques basée sur trois rubans métalliques.....	139

Figure IV.42 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodiques basée sur trois rubans métalliques avec $L_1=L_3=17\text{mm}$ .....	140
Figure IV.43 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodiques basée sur trois rubans métalliques avec $L_1=L_3=17\text{mm}$ et $L_2=12\text{mm}$ .....	140
Figure IV.44. Structure FSS aperiodique à deux niveaux de métallisation.....	141
Figure IV.45. La puissance transmise en fonction de la fréquence de fonctionnement selon la polarisation $x$ (a)Pour FSS1 (b)Pour FSS2 .....	142
Figure IV.46. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation selon la polarisation $x$ (a) $d=1\text{mm}$ (b) $d=5\text{mm}$ (c) $d=7\text{mm}$ .....	144
Figure IV.47 FSS à ruban métallique (a) Un seul ruban métallique et (b) Deux rubans métalliques et (c)Trois rubans métalliques.....	146
Figure IV.48Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Un seul ruban métallique et (b) Deux rubans métalliques et (c) Trois rubans métalliques.....	147
Figure IV.49 structure FSS presque périodique.....	148
Figure IV.50Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec $W=1\text{mm}$	149
Figure IV.51 variation de la fréquence de résonance d'un ruban métallique en fonction de la longueur $L$ pour (a) et (b) $W=9\text{mm}$ .....	150
Figure IV.52Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec $W=5\text{mm}$	151
Figure IV.53Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec $W=9\text{mm}$ .....	151
Figure IV.54 structure FSS presque périodique bidimensionnelle constituée de $5 \times 5$ cellules.....	152
Figure IV.55Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	154
Figure IV.56 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	155
Figure IV.57Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	156
Figure IV.58 Structure FSS presque périodique bidimensionnelle $5 \times 5$ cellules à rubans non couplés..	158
Figure IV.59Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	159
Figure IV.60 Structure FSS presque périodique bidimensionnelle constituée de $5 \times 5$ cellules à base de rubans métalliques découplés.....	160
Figure IV.61Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Pol en $x$ et (b) Pol en $y$ .....	161
Figure IV.62 Structure FSS à ruban métallique (a)sans superstrat (b) avec superstrat de constante diélectrique $\epsilon_{r2}=1$ .....	163
Figure IV.63. Coefficients de transmission d'une FSS à base de ruban métallique avec et sans superstrat avec $\epsilon_{r1}=1$ et $\epsilon_{r2}=1$ : (a) Résultats de la méthode WCIP, (b) Résultats du logiciel HFSS .....	163

Figure IV.64. Coefficients de transmission d'une FSS à base de ruban métallique pour différentes valeurs de la constante diélectrique du superstrat : (a) Résultats de la méthode WCIP, (b) Résultats du logiciel HFSS .....	164
Figure IV.65 structure FSS à ruban métallique avec un substrat diélectrique d'épaisseur $h_1$ variable.....	165
Figure IV.66 Variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur $h_1$ du substrat diélectrique .....	165
Figure IV.67 structure FSS à ruban métallique avec un superstrat diélectrique.....	165
Figure IV.68 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur $h_2$ du superstrat.....	166
Figure IV.69 structure FSS à deux couches de substrat diélectrique.....	166
Figure IV.70 Variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS multicouche en fonction de L'épaisseur du deuxième $h_2$ .....	167
Figure IV.71 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS avec un substrat diélectrique, une FSS avec un substrat et un superstrat diélectriques et une structure FSS à deux couches de substrat diélectriques en fonction de l'épaisseur $h_2$ .....	168
Figure IV.72 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur $h_2$ du superstrat (a) Pol $x$ et (b) Pol $y$ .....	169
Figure IV.73 Variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS multicouche en fonction de l'épaisseur de la deuxième couche du substrat $h_2$ (a) Pol $x$ et (b) Pol $y$ .....	170
Figure IV.74 Variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur de la deuxième couche du substrat/superstrat $h_2$ (a) Pol $x$ et (b) Pol $y$ .....	170
Figure IV.75 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur $h_2$ du superstrat.....	172

# Sommaire

Remerciements .....	i
Résumé .....	ii
Abstract .....	iii
المخلص .....	iv
Liste des abréviations .....	v
Liste des figures .....	vi

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

## Chapitre I Filtres micro-ondes

1. Introduction.....	5
2. Technologies planaires.....	6
2.1. La technologie microruban.....	6
2.2. La technologie guide d'onde coplanaire.....	7
2.3. La technologie CPS.....	7
2.4. La technologie ligne à fente ou slotline.....	8
3. Les Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS).....	8
3.1. Structure et caractéristiques principales de la FSS.....	9
3.2. Applications des surfaces sélectives en fréquence.....	10
3.2.1 Réflecteurs d'antenne .....	10
3.2.2 Porte four micro-ondes.....	10
3.2.3 Radome.....	11
3.3. Réponses fréquentielles.....	11
3.3.1. FSS de type passe-haut.....	12
3.3.2. FSS de type passe-bas.....	12
3.3.3. FSS de type coupe bande.....	13
3.3.4. FSS de type passe-bande.....	14
3.4. Formes des éléments d'une FSS.....	15
3.5. Surfaces sélectives en fréquence commutables.....	17



3.6. Intégration des diodes PIN dans les FSS.....	17
4. Structures métalliques à base de FSS.....	19
4.1. Ruban métallique.....	19
4.2. Anneau métallique.....	20
4.3. Patch métallique.....	20
5. Circuit équivalent d'une FSS à anneau métallique.....	21
5.1. Exemple de validation .....	23
6. Amélioration des performances d'une antenne par les FSSs.....	24
6.1. Description d'une antenne micro ruban.....	25
6.2. Paramètres caractéristiques d'une antenne.....	25
6.3. Amélioration du gain et de la directivité d'une antenne .....	26
7. Conclusion.....	26

## **Chapitre II**

### **WCIP, méthode de résolution des problèmes électromagnétique dans les structures planaires**

1. Introduction.....	30
2. Théorie de la méthode itérative WCIP.....	31
2.1. Surfaces sélectives en fréquence (FSS).....	34
2.1.1. Processus itératif.....	34
2.1.2. Première itération.....	34
2.1.3. Deuxième itération.....	35
2.1.4. $k^{\text{ème}}$ itération.....	35
2.1.5. L'opérateur de diffraction.....	36
2.1.6. L'opérateur de réflexion.....	37
2.1.7. La transformée modale rapide FMT (Fast Modal Transform) .....	40
2.2. Surfaces sélectives en fréquence à superstrat.....	40
2.3. FSS à diodes.....	42
2.4. Antennes micro ruban.....	42
2.4.1. Formulation des conditions aux limites.....	43
2.4.2. L'opérateur de diffraction du domaine de la source $S_s$ .....	44
3.4.2.1 Source d'excitation supérieure.....	44

3. Les FSS à double écran .....	45
4. Critères de convergence de la méthode WCIP .....	46
5. Exemples d'applications.....	48
5.1. Surfaces sélectives en fréquence (FSS).....	48
5.1.1. Coefficient de transmission du FSS à forme patch.....	49
5.1.2. Champ électrique et densité de courant.....	50
5.2. Surfaces sélectives en fréquence à diode PIN.....	53
5.2.1. Coefficients de transmission .....	54
5.3. Surface sélective en fréquence chargée à base d'un anneau métallique par une capacité .....	55
5.3.1. Coefficients de réflexion .....	56
5.4. Surfaces sélectives en fréquence à base d'un anneau diélectrique chargée par une inductance .....	59
5.4.1. Coefficients de réflexion.....	59
5.5. Antennes micro ruban.....	61
5.5.1. Coefficients de réflexion de l'antennes.....	62
5.6. Validation de la technique WCIP-SM.....	65
5.7. Exemple Exemple d'une antenne mise en cascade avec une FSS.....	68
5.7.1. Antenne micro ruban.....	68
5.7.2. Structure FSS à base d'un ruban métallique .....	70
5.7.3. Antenne micro ruban mise en cascade avec une FSS.....	71
6. Conclusion.....	73

## **Chapitre III**

### **Etude et synthèse de nouvelles FSS multi bandes et à double polarisation**

1. Introduction.....	77
2. Chaîne de mesure de la structure FSS.....	78
3. FSS à un seul anneau et plusieurs rubans non couplé.....	79
4. Vérification du non couplage entre les éléments de la structure FSS proposée.....	81
4.1. Etude paramétrique.....	81
4.1.1. Variation de la longueur du ruban $L_1$ .....	81
4.1.2. Variation de la longueur du ruban $L_2$ .....	82
4.1.3. Variation de la longueur du ruban $L_4$ .....	83
4.1.4. Variation de la longueur du ruban $L_5$ .....	84

5. FSS à motifs métalliques découplés.....	85
6. FSS commutable .....	87
7. Amélioration et ajustement de la bande passante.....	91
8. Proposition et Validation de l'approche de synthèse.....	94
8.1. Présentation de l'approche de synthèse.....	95
8.2. Validation de l'approche de synthèse.....	97
8.2.1. FSS à base de rubans métalliques parallèles avec anneau rectangulaire.....	97
8.2.2. FSS à rubans métalliques parallèles et un anneau rectangulaire avec un gap dans un ruban...99	
8.2.3. Structure équivalente pour une FSS à motifs complexes.....	102
9. Conclusion.....	104

## **Chapitre IV**

### **Etude des FSS à patch métallique rectangulaire perturbée et FSS presque périodiques**

1. Introduction.....	109
2. Structure FSS à patch rectangulaire.....	110
2.1 Insertion d'une encoche en haut du patch rectangulaire.....	111
2.2 Insertion de deux encoches dans les deux extrémités haute et basse de la FSS à patch métallique.....	113
2.3 Insertion d'une encoche à l'extrémité gauche du patch.....	115
2.4 Insertion de deux encoches dans les deux extrémités gauche et droite du patch rectangulaire..	116
2.5 Un patch avec deux encoche à gauche (en direction y) et en bas (en direction x).....	116
2.6 Insertion de trois encoches dans un FSS à patch métallique.....	119
2.7 Insertion d'une fente diélectrique au centre du patch.....	120
2.7.1. FSS à anneau métallique avec encoche en direction x.....	122
2.7.2. FSS à Anneau métallique avec deux encoche.....	123
2.7.3. FSS à Anneau métallique avec deux encoche l'une selon x et l'autre selon y.....	124
2.8 Variation de la largeur du patch.....	127
3. Structure apériodique.....	129
3.1. Comparaison des résultats d'une FSS périodique avec des FSS apériodiques à base de deux cellules et trois cellules .....	129
3.2. Etude paramétrique.....	132
3.2.1. Variation de la longueur du ruban $L_1$ .....	132
3.2.2. Variation de la longueur du ruban $L_2$ .....	132
3.2.3. L'effet de la largeur du ruban $W_1$ de longueur $L_1$ .....	133
3.3. Structure FSS apériodique à base de quatre rubans métalliques.....	135
3.3.1. Annulation du ruban de longueur $L_4$ .....	137

3.3.2.	Variation de la longueur de ruban $L_2$ .....	140
3.4.	Amélioration de la bande passante .....	141
4.	Synthèse des filtres à large bande par l'approche presque périodique.....	145
4.1	Structure périodique.....	146
4.2	Structure presque périodique unidimensionnelle .....	147
4.3	Synthèse des FSS larges bandes par l'approche presque périodique bidimensionnelles.....	152
4.3.1	Structure à bases d'un seul ruban métallique .....	152
4.3.2	Structure constituée d'une cellule presque périodique de 5 x 5 cellules unitaires à bases d'un ruban métallique bidimensionnel avec $W=5\text{mm}$ .....	154
4.3.3	Structure constituée de 5 x 5 cellule à bases d'un ruban métallique bidimensionnel avec $W=9\text{mm}$ .....	156
4.4	Synthèse d'un FSS larges bandes par l'approche presque périodique bidimensionnelles avec deux rubans non couplés.....	157
4.5	Synthèse d'un FSS large bande par l'approche presque périodique bidimensionnelle avec deux rubans non couplés l'un selon polarisation $x$ et l'autre selon la polarisation $y$ .....	160
5.	Structure FSS périodiques et/ou presque périodiques avec et sans superstrat.....	162
5.1	FSS périodiques à ruban métallique.....	162
5.1.1	Effet de la valeur de la constante diélectrique du superstrat .....	164
5.1.2	L'effet de l'épaisseur du substrat.....	164
5.1.3.	Effet de l'épaisseur du superstrat .....	165
5.1.4	L'effet de l'épaisseur du deuxième substrat.....	166
5.2	FSS périodiques à base de rubans parallèles métalliques avec un anneau métallique.....	168
5.2.1	Effet de l'épaisseur du superstrat .....	168
5.2.2	L'effet de l'épaisseur du deuxième substrat.....	169
5.3	FSS presque périodiques.....	171
6.	Conclusion .....	172
	Conclusion générale .....	176
	Liste des publications.....	180

# **Introduction générale**

## Introduction générale

Les filtres microondes trouvent leurs applications comme filtres passe-bandes, filtres coupes bandes, filtres passe bas et filtres passe haut. Les filtres microondes deviennent plus important lorsque leurs comportements électromagnétiques sont plus ajustables pour permettre une utilisation plus large.

Une Surface Sélective en Fréquence (FSS) est généralement formée soit d'un plan métallique perforé périodiquement avec des ouvertures (grille métallique), soit d'un réseau périodique de motifs métalliques imprimés sur du substrat. Pour chaque type de FSS, les ondes électromagnétiques à la structure en deux polarisations distinctes :  $TE$  (transverses électriques) et  $TM$  (transverses magnétiques) peuvent être étudiées.

Actuellement, plusieurs applications impliquent les FSS, telles que les antennes, les applications militaires, la sécurité dans les réseaux sans fil, les radômes, les missiles, les boucliers électromagnétiques.

La tendance actuelle pousse les recherches vers l'obtention des simulateurs capable de fournir une étude complète des structures compliquées en les considérant comme une seule unité due aux systèmes complexes composés de filtres, d'antenne, de capteurs, porté sur le même support.

La méthode itérative WCIP (Wave Concept Iterative Procedure) dans son état de développement actuel répond exactement à ces exigences. Elle allie la réduction du temps de calcul, la précision des résultats obtenues, assurance d'obtenir la convergence et adaptabilité à tous types de structures. En plus elle prend en considération le couplage qui peut avoir lieu entre les éléments constituant le circuit d'une manière inhérente. Cette méthode est développée au laboratoire d'électronique de LEN7 de Toulouse, France par le professeur Henri baudrand durant les années 90. Elle repose sur la définition des opérateurs de diffraction et de réflexion, liant des opérateurs impédance ou admittance habituels qui lient les champs définis sur la structure. Pour calculer ces ondes un passage du domaine spatial au domaine modal et vice-versa est inévitable. Ce passage est assuré par l'opérateur  $FMT/FMT^{-1}$  (Fast Modal Transform) basé sur la transformée de Fourier bidimensionnelle  $FFT/FFT^{-1}$  (Fast Fourier Transform).

Cette thèse est consacré tout d'abord à la présentation des différentes structures planaires de filtrage. Leurs applications dans les différents domaines sont présentées. Les réponses fréquentielles des filtres microondes type passe bande, coupe bande, passe bas et passe haut sont simulé et leurs réponses sont

confirmées. Pour obtenir un filtre microondes actif une ou plusieurs diodes type PIN peuvent être employées. Pour améliorer le gain d'une antenne micro ruban un filtre FSS est placé au-dessous de l'antenne pour refléter l'énergie électromagnétique rayonnée derrière l'antenne en choisissant les dimensions nécessaires du motif métallique du FSS donnant une fréquence de résonance égale à celle de l'antenne.

Le principe de la méthode itérative et son application sont présentés et détaillés dans les cas des surfaces sélectives de fréquences(FSS), FSS active dont des diodes PIN sont insérées, FSS à double métallisation caractérisées par la méthode WCIP en conjonction avec la méthode SM (scattering Matrix) et antennes microondes enfermées par une FSS à bande coupante.

Ensuite et dans le but de valider la compréhension de la méthode WCIP ainsi qu'une structure FSS simple couche à base d'un patch rectangulaire est étudiée. L'étude de plusieurs types de structures planaires est présentée : une structure FSS à base d'un ruban métallique avec une diode PIN insérée au centre du ruban, d'une FSS à base d'un anneau circulaire diélectrique avec une capacité et un autre cas on a une inductance, l'analyse d'une antenne à base d'un patch métallique avec encoches et l'étude de deux structures FSS à base d'un anneau rectangulaire métallique par la méthode WCIP-SM. Les résultats obtenus sont confrontés aux résultats de simulation et ceux des mesures existantes dans la littérature.

De nouvelles FSS à anneau métallique rectangulaire et des rubans métalliques parallèles non couplés pour des applications à trois bandes et en double polarisation est simulée et fabriquée. Dans la structure FSS proposée, les rubans métalliques parallèles et l'anneau rectangulaire composant la cellule unitaire du FSS sont indépendants dans les domaines spatial et spectral, car les éléments métalliques sont découplés pour un arrangement déterminé préalablement par le biais d'une étude paramétrique. Cette caractéristique offre aux utilisateurs une maîtrise de la réponse fréquentielle de ce type de structures puisque chaque élément intervient uniquement via une seule résonance. En outre, sa résonance n'est qu'un circuit LC résonnant équivalent.

Pour obtenir une structure automatiquement ajustée, un commutateur à diode PIN est inséré au centre du patch pour augmenter considérablement la fréquence de résonance correspondante de sorte qu'elle soit considérée comme éliminée.

Une approche de synthèse basée sur une FSS avec des rubans métalliques parallèles et un anneau est présentée. La fonction déterminant les longueurs des rubans métalliques et la longueur de l'anneau produisant une fréquence de résonance désirée est tracée par l'utilisation de la méthode WCIP et de la

méthode des moindres carrés. L'approche de synthèse présentée s'étend à la détermination d'une structure à base de rubans parallèles non couplés et un anneau métalliques équivalente à une FSS à motif complexe dont les dimensions responsables des résonances sont difficilement déterminées dans la majorité de ces structures.

Une FSS à patch métallique rectangulaire perturbé est étudié par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS. Une ou plusieurs encoches dans différentes positions de cette structure sont ajoutées à au patch rectangulaire initiale, afin d'étudier leur influence sur le comportement électromagnétique de la structure lorsque cette dernière est excitée par des ondes planes en incidence normale et orthogonale par rapport à l'interface. L'ajout d'une encoche au patch créa une résonance supplémentaire. L'insertion de deux encoches symétriques dans le patch élimine la fréquence résonance la plus basse. Pour ajuster la fréquence de résonance restante, la profondeur des deux encoches est variée.

L'insertion d'une fente diélectrique au centre du patch fournit une résonance avec une fréquence inférieure à celle du patch initial, car la résonance dans ce cas est liée à la longueur de l'anneau. Afin d'insérer une autre résonance, une encoche est ajoutée à l'anneau obtenu, et afin d'éliminer la résonance plus haute, une deuxième encoche symétrique à la première est ajoutée et cela contrairement au patch à deux encoches symétriques. Les structures sont simulées par la méthode WCIP et / ou le logiciel HFSS.

Pour plus de résonances dans les deux directions dont les motifs responsables nécessitent plus de surface supérieure à celle de la cellule unitaire du FSS, une approche basée sur une structure presque périodique est proposée. En se basant sur l'isolation entre les cellule unitaire FSS assurée par les murs périodiques, une légère variation dans la symétrie de la structure n'affectera pas trop le couplage existant d'une manière inhérente dans la structure globale. Cette approche a abouti à une structure FSS avec plus d'espace et offrant plus de fréquences de résonance ajustables. Pour déterminer les dimensions influentes sur les réponses spectrales une étude paramétrique de la structure presque périodique proposée est effectuée.

L'emploi d'un empilement de deux substrats dans la structure planaire diminue la fréquence de résonance suite à l'augmentation de la constante diélectrique effective de la structure équivalente. Si une fréquence de résonance plus faible avec les mêmes dimensions du volume de la structure proposée est désirée, l'un des deux couches diélectriques du substrat peuvent être déplacées sur l'interface pour



créer un superstrat d'où la miniaturisation de la structure est réalisée au niveau de l'épaisseur de la structure.

Les résultats obtenus par la méthode WICIP sont comparés aux résultats simulés par le progiciel COMSOL Multiphysics 4.3v et logiciel HFSS et les résultats expérimentaux.

# **Chapitre I**

## **Filtres micro-ondes**

# Chapitre I

## Filtres micro-ondes

### 1. Introduction

Les filtres jouent un rôle important dans de nombreuses applications *RF* (radiofréquence)/hyperfréquences. Les applications émergentes telles que les communications sans fil continuent de défier les filtres *RF* / hyperfréquences avec des exigences de plus en plus strictes : performances plus élevées, taille réduite, poids réduit et coût réduit [1].

Un filtre hyperfréquence peut être défini comme un circuit à deux ports utilisé pour contrôler la réponse en fréquence dans un système *RF* ou hyperfréquence, fournissant une transmission à des fréquences dans la bande passante du filtre et une atténuation dans sa plage de rejet [1]. Selon la réponse en fréquence du filtre, il peut être caractérisé comme suit : passe-bas, passe-haut, passe-bande et rejet de bande.

Dans ce chapitre et en premier lieu la technologie planaire et son intégration dans les circuits électroniques est définie. Ensuite l'un des éléments clés dans la technologie des filtres planaires micro-onde qui est la surface sélective en fréquence (FSS) est présentée.

Les systèmes de communication sans fil à micro-ondes modernes nécessitent des conceptions FSS (surface sélective en fréquence) à réponse en fréquence multi bande (ou large bande) avec des éléments légers et de petite taille, une fabrication aisée et un faible coût [3]. Les FSS (Filtre Sélective Surfaces) sont définies comme des tableaux de cellules unitaires identiques organisées dans un thème de configuration spécifique. La géométrie de la cellule, le type de matrice et l'espacement des éléments dans chaque FSS influencent directement le filtrage et les performances techniques. À l'heure actuelle, un large éventail d'applications est basé sur le déploiement des FSSs, comme le radôme d'antenne, l'amélioration du gain d'antenne, les absorbeurs, le polariseur, la réduction RCS (section transversale

radar), la commutation de faisceau et le blindage électromagnétique [2]. Enfin, la description d'une antenne micro ruban avec l'amélioration de ses performances par les structures FSSs est présentée.

## 2. Technologies planaires

Compte tenu des contraintes de poids et de taille des circuits liées aux nouvelles applications, les concepteurs des systèmes de télécommunication se sont dirigés vers les technologies planaires. Ces technologies présentent de nombreux avantages parmi lesquelles une grande souplesse de réalisation et de réglage et de faibles coûts de réalisation. Dans la partie qui suit, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine des structures planaire est présentée [1].

### 2.1. La technologie microruban

La ligne microruban est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmission planaires. Cette technologie offre à la fois la simplicité et la facilité de réalisation et d'intégration dans les dispositifs micro-ondes. La géométrie d'une ligne microruban est décrite sur la Figure I.1. Un ruban métallique de largeur  $W$  est déposé sur un diélectrique d'épaisseur  $h$  et de permittivité relative  $\epsilon_r$ . L'autre face totalement métallisée du diélectrique constitue le plan de masse [1].

La ligne microruban assure une bonne gamme d'impédances caractéristiques réalisables. Le mode dominant qui se propage sur la ligne microruban est un mode hybride. Cependant, compte tenu de la faible amplitude des composantes longitudinales  $E_z$  et  $H_z$ , par rapport aux composantes transverses  $E_t$  et  $H_t$ , le mode dominant sur une ligne microruban est considéré comme un mode quasi-*TEM*. Les équations décrivant ces lignes ont été établies avec une variété de techniques analytiques et numériques [2].

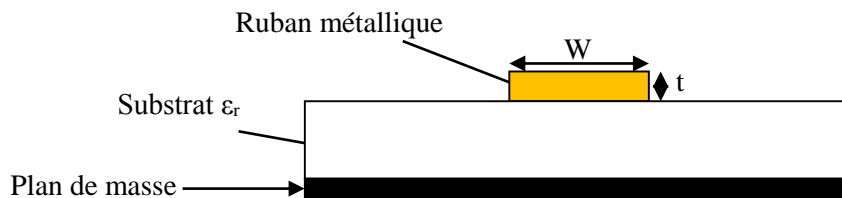


Figure I.1: Coupe transversale d'une ligne microruban

Elément central de cette technologie, le substrat sert à la fois de support mécanique ainsi que de support de propagation des champs par ses caractéristiques électriques qui sont [3] :

- La permittivité diélectrique relative du substrat :  $\epsilon_r$ .
- L'épaisseur  $h$  du substrat.

L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée est alors déterminée par le rapport  $W/h$  [3].

Plusieurs variantes de lignes microruban existent, et peuvent être utilisées dans l'implémentation des filtres planaires. Comme les lignes microruban enterrées et les lignes microruban suspendues ou "Strip-line" [1].

## 2.2. La technologie guide d'onde coplanaire

La technologie guide d'onde coplanaire (Coplanar waveguide ou *CPW*) est constituée d'un ruban central métallique de largeur  $W$  et de deux plans de masse de largeur  $S$  situés sur la même face du substrat comme montré dans la Figure I.2. Ces trois conducteurs sont séparés par deux fentes identiques de largeur  $G$ . La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes de propagation possibles, un mode *TEM* et un mode quasi *TE*. Cette topologie offre l'avantage de rassembler sur une même face tous les conducteurs, évitant ainsi l'usinage des trous métallisés et simplifiant donc l'insertion des composants et leur interconnexion [2]. Contrairement à la ligne microruban, les caractéristiques des lignes *CPW* sont relativement peu dépendantes de l'épaisseur du substrat. Les bibliothèques des modèles des lignes *CPW* sont par contre peu fournies. Les désavantages de cette technologie sont liés à la nécessité de l'utilisation de ponts à air lorsque des jonctions sont réalisées, afin de relier les masses [1].

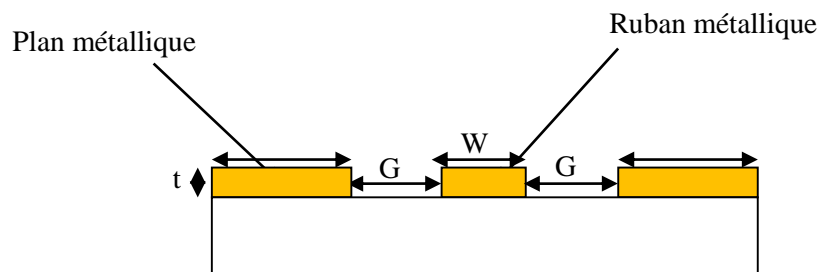


Figure I.2: Coupe transverse d'une ligne *CPW*

## 2.3. La technologie CPS

La technologie coplanaire strip-line (*CPS*) présente un intérêt certain pour la conception des circuits intégrés radio-fréquences. La géométrie d'une ligne *CPS*, présentée sur la Figure I.3, peut être vue comme la structure duale du guide d'onde coplanaire. Grâce à la disposition des deux rubans conducteurs sur la même face du substrat, la ligne *CPS* a tous les avantages de la ligne *CPW*,

principalement la facilité de l'insertion des composants séries et parallèles sans avoir recours aux trous métallisés afin de les connecter au plan de masse [2].

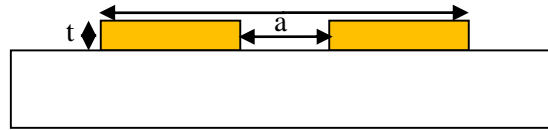


Figure I.3: Coupe Transverse d'une ligne CPS

## 2.4. La technologie ligne à fente ou slotline

La configuration d'une ligne à fente (slotline) est montrée sur la Figure I.4. Elle consiste en un substrat avec une fente dans la métallisation d'une face unique du substrat.

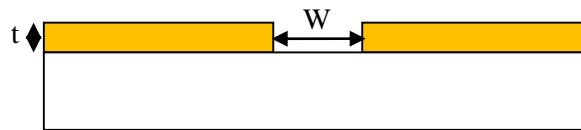


Figure I.4: Coupe transverse d'une ligne slotline

Cette géométrie planaire est convenable pour les circuits intégrés. Dans une ligne à fente, le mode de propagation est principalement  $TE$ . La topologie de ligne à fente offre l'avantage de la flexibilité du circuit en ce qui concerne le report des composants en série et en parallèle, une gamme plus large des valeurs des impédances caractéristiques, l'élimination du couplage entre les lignes, assurant donc une meilleure intégration. Par contre, ce type de ligne souffre d'une forte dispersion en haute fréquence [1].

## 3. Les Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS)

La performance de la FSS a été étudiée par de nombreux auteurs au cours des dernières décennies [5] - [6]. La plupart des études sur les FSS concernent des techniques et des structures analytiques fournissant de multiples bandes de fréquences, une largeur de bande étendue, des structures réduites pour les applications hyperfréquences et optiques dans les zones commerciales et militaires.

Récemment, plusieurs géométries ont été analysées en fonction des exigences applicatives de la FSS [6]. Différents matériaux de substrat ont fait l'objet d'études approfondies, comme c'est le cas des diélectriques isotropes, des diélectriques anisotropes et des métamatériaux [7].

Les surfaces sélectives en fréquence (FSS) sont référées à un réseau infini bidimensionnel de pièces métalliques ou à un réseau d'ouvertures dans une feuille de métal. Le premier prototype de FSS a été signalé en 1919 par Marconi et Franklin. Cependant, en raison de l'intérêt fortement demandé pour les militaires, d'intenses recherches théoriques et expérimentales ont été lancées sur ce sujet au milieu des années 1960 [8].

A l'origine, la technologie des FSS faisait partie du domaine militaire. Aujourd'hui, les FSS ont trouvé de nombreuses applications en micro-ondes, antennes, radar, et communications par satellite. Parmi ces applications diverses, on peut citer : Radôme, Réflecteurs, Filtres, Absorbants ... [9].

### 3.1. Structure et caractéristiques principales de la FSS

Les FSS sont généralement des structures périodiques à deux dimensions qui fonctionnent comme des filtres spatiaux. La figure I.5 montre un exemple de structure plane périodique à deux dimensions où  $P_x$  et  $P_y$  sont les périodicités respectives des axes  $x$  et  $y$  et  $h$  est l'épaisseur du substrat [10].

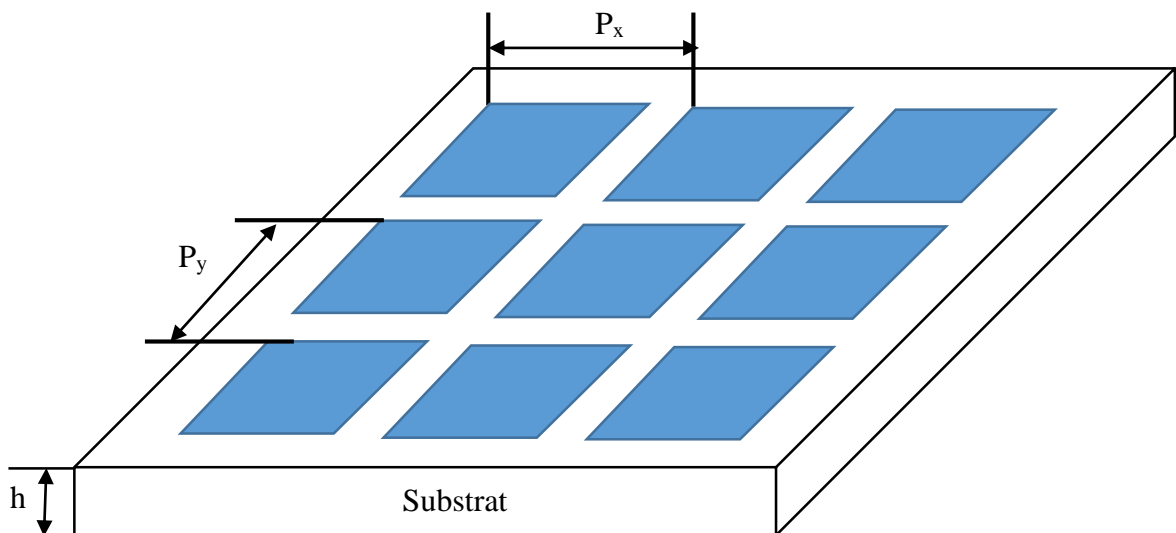


Figure I.5 Structure plane périodique bidimensionnelle

Une Surface Sélective en Fréquence (FSS) est généralement formée soit d'un plan métallique perforé périodiquement avec des ouvertures (grille métallique), soit d'un réseau périodique de motifs métalliques imprimés sur un substrat. Pour chaque type de FSS, les ondes électromagnétiques à la

structure en deux polarisations distinctes,  $TE$  (transverses électriques) et  $TM$  (transverses magnétiques), peuvent être étudiées.

### 3.2 Applications des surfaces sélectives en fréquence

Actuellement, plusieurs applications impliquent les FSS, telles que les antennes, la sécurité dans les réseaux sans fil, les radômes, les missiles, les boucliers électromagnétiques...

#### 3.2.1 Réflecteurs d'antenne

L'utilisation de la FSS dans les sous-réflecteurs pour les communications par satellite est illustrée à la Figure I-6, dans laquelle un seul sous-réflecteur principal peut séparer différentes bandes de fréquences. Pour améliorer les capacités du réflecteur auxiliaire, des FSS fonctionnant à plusieurs fréquences sont utilisées. Dans de tels systèmes, la structure FSS présente de bonnes caractéristiques de réflexion des fréquences spécifiques [11].

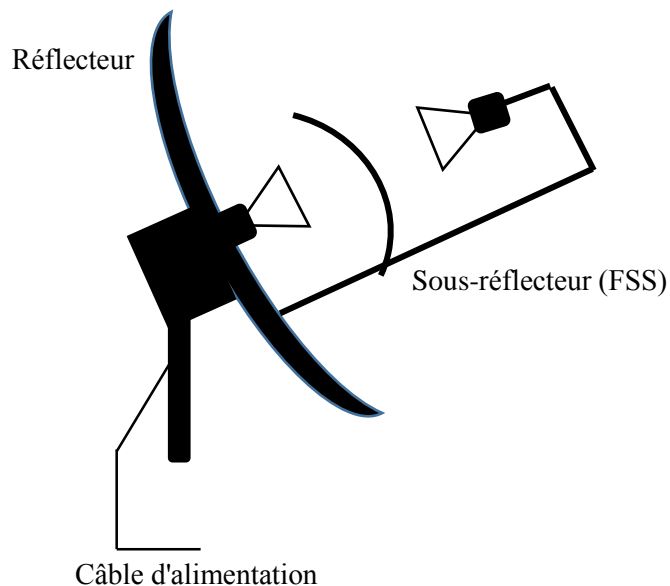


Figure I.6. Application du FSS dans les sous-amplificateurs pour les communications par satellite

#### 3.2.2 Porte four micro-ondes

Le panneau avant du four à micro-ondes domestique, figure I-7, est une application bien connue des FSS. Dans cette application, la FSS présente la caractéristique d'un filtre passe-bande, permettant de laisser passer la fréquence de la lumière visible et de rejeter la plage des hyperfréquences (environ 2,45 GHz). Ces caractéristiques ont conduit à l'utilisation du FSS dans les radômes pour réduire le rayonnement transversal des antennes en dehors de leur bande de fonctionnement [11].





Figure I.7. Application des FSSs comme un écran sur la porte du four micro-ondes

### 3.2.3 Radome

Les FSS sont également largement utilisées dans les radomes, fournissant un filtre passe-bande. [12], [13]. Un exemple de FSS utilisé comme radôme est illustré à la figure I.8.



Figure I.8 - Application des FSSs au radôme [12]

## 3.3. Réponses fréquentielles

Les surfaces sélectives en fréquences sont des structures périodiques gravées dans une surface diélectrique ou un groupe de structures métalliques dans le vide. Ses formes résonnent avec certaines fréquences en fonction des longueurs et du type de matériaux. Les FSS sont classées en fonction de leurs réponses spectrales comme suit [10] :

### 3.3.1 FSS de type passe-haut

Ces structures se comportent comme un miroir quasi parfait, elles sont complètement réfléchissantes pour les basses fréquences.

Pour réaliser ces structures métalliques, il suffit d'utiliser des grilles métalliques, comme illustré sur la figure I.9. Le coefficient de transmission de cette structure est illustre par la Figure I.9.

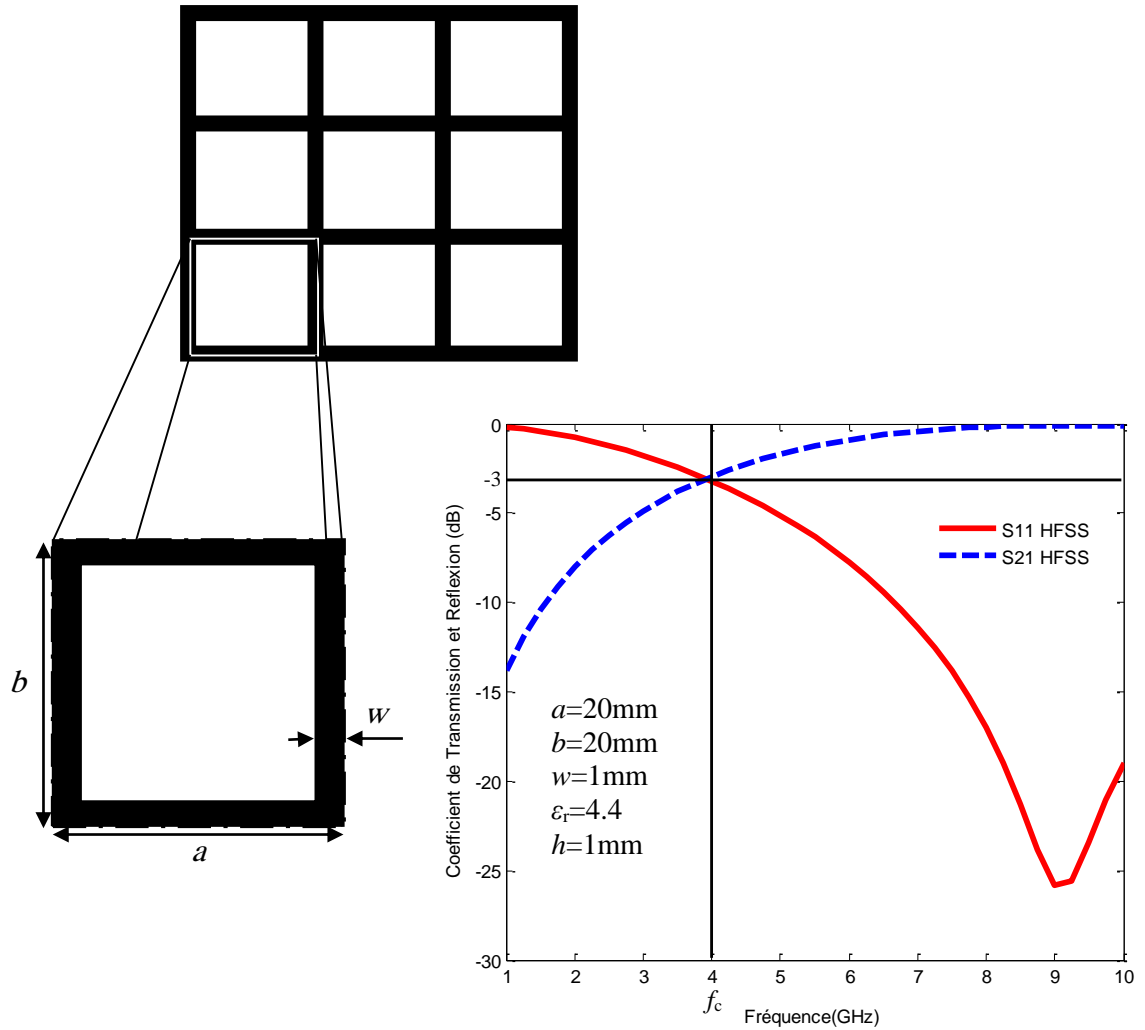


Figure I.9. FSS de type passe-haut

### 3.3.2 FSS de type passe-bas

Cette structure est l'inverse de la structure passe haut c.à.d. que la proportion du métal est plus importante que l'air (Figure I.10). Elle est complètement réfléchissante pour les hautes fréquences dans lesquelles elle se comporte comme un miroir quasi parfait comme le montre ses coefficients de transmission et de réflexion de la Figure I.10.

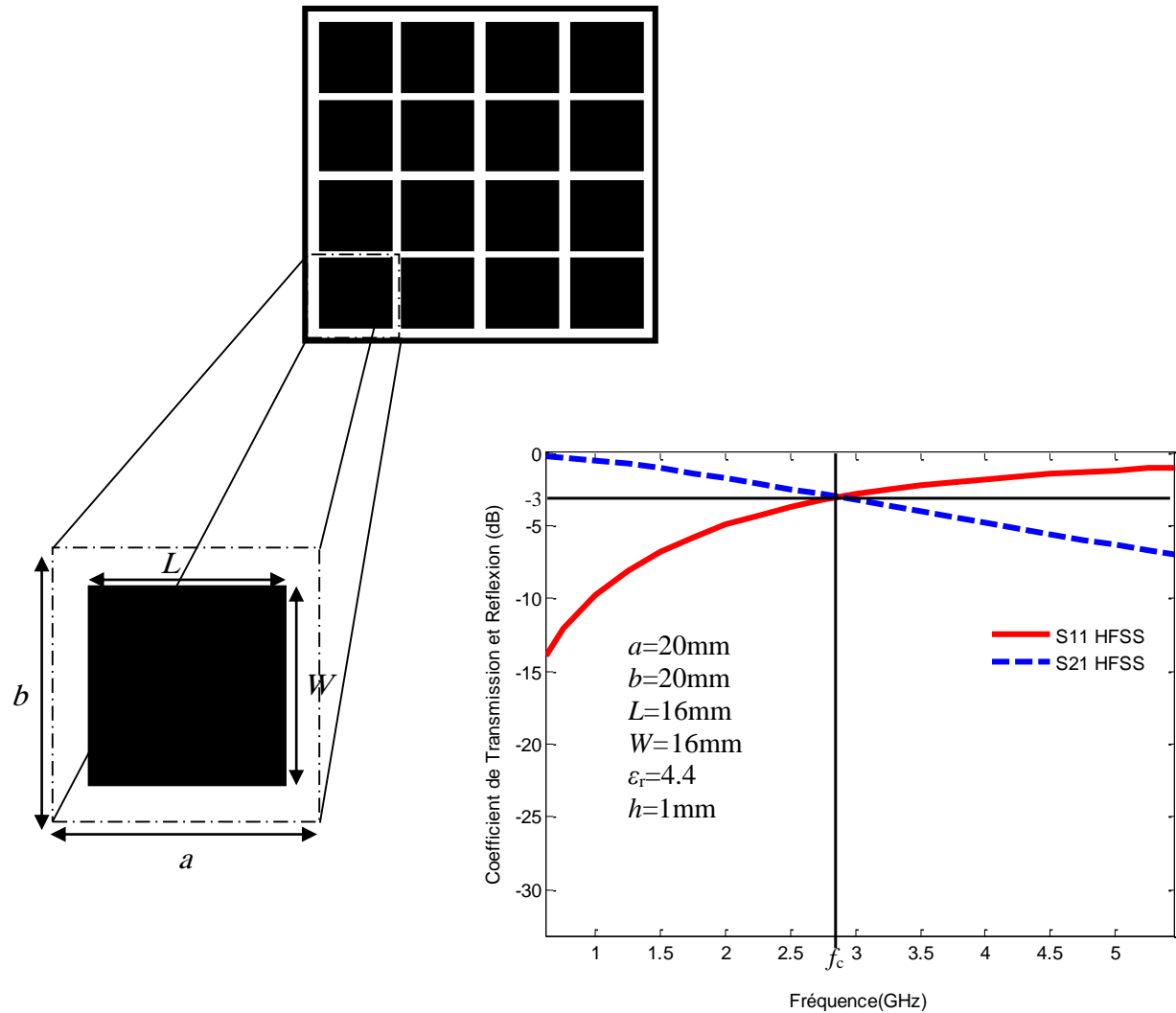


Figure I.10. FSS de type passe-bas

### 3.3.3 FSS de type coupe bande

Ces structures offrent un comportement de filtre coupe-bande. Elles sont composées d'un agencement périodique de boucles métalliques comme présenté dans la figure I.11. Cet agencement permet d'obtenir une structure avec un comportement identique de type coupe-bande pour les deux polarisations.

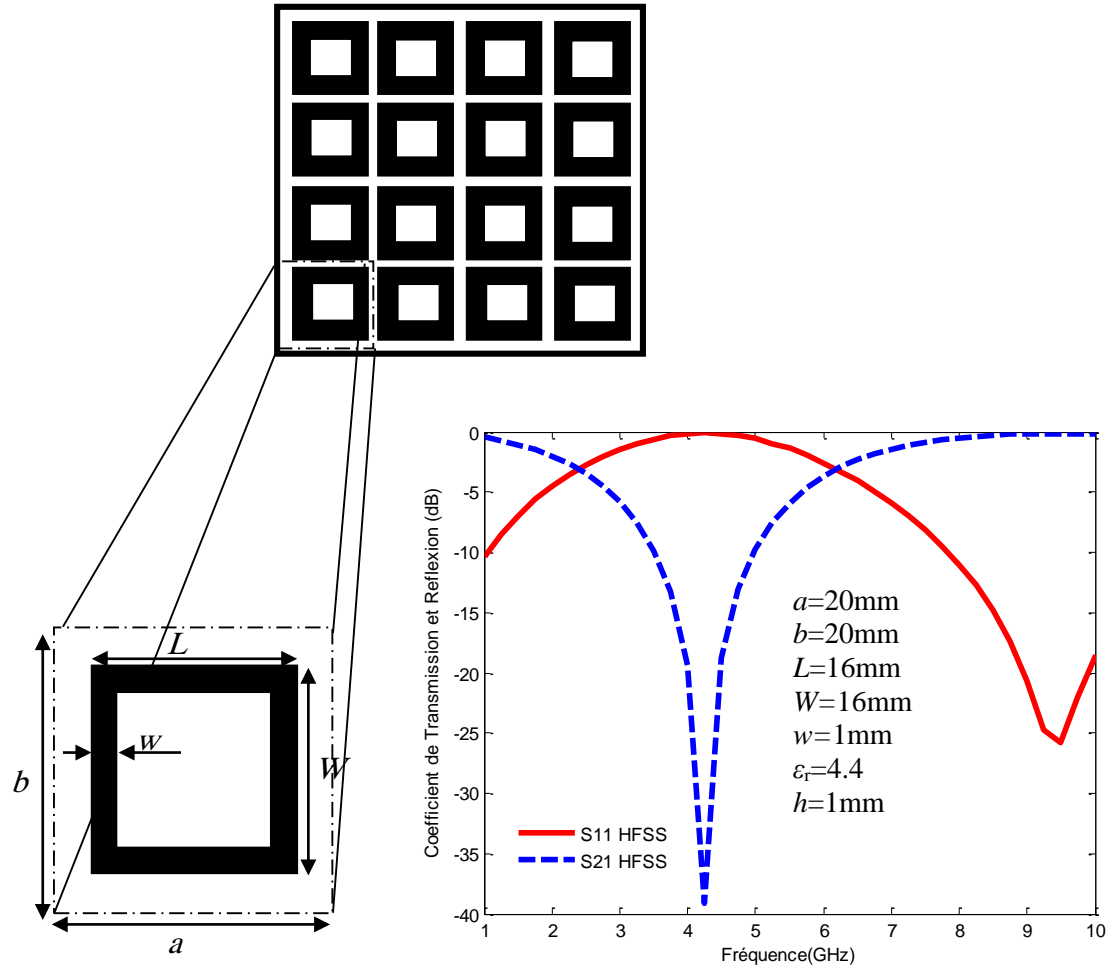


Figure I.11. FSS de type coupe-bande

### 3.3.4 FSS de type passe-bande

Cette structure est l'opposé de la structure précédente, elle présente donc un comportement de type filtre passe-bande et elle est composée d'un arrangement de fentes en anneaux, comme illustré dans la figure I.12. Cette structure peut être assimilée à un plan métallique sauf pour une bande de fréquence et ceci pour les deux polarisations.

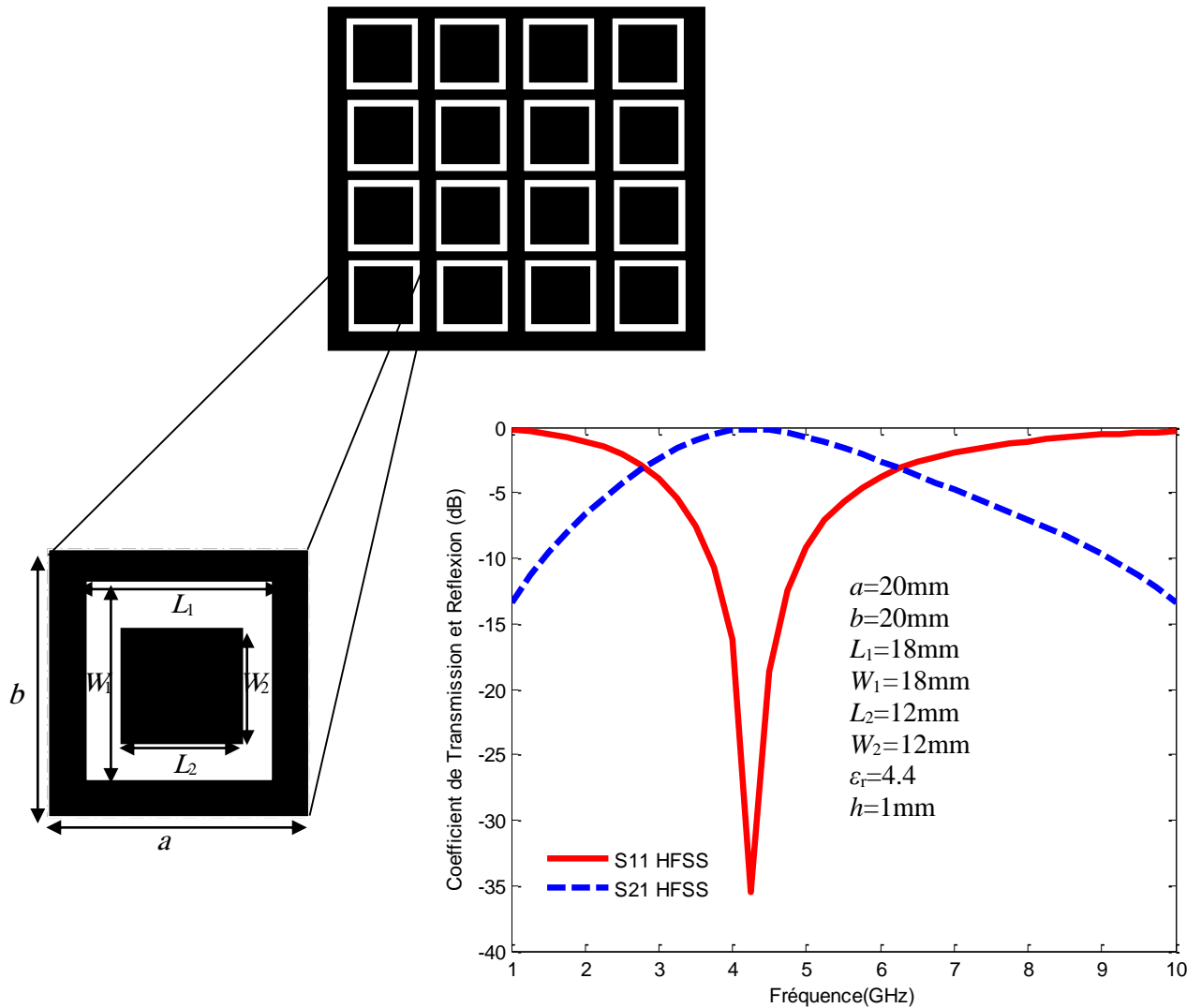


Figure I.12. FSS de type passe-bande

### 3.4 Formes des éléments d'une FSS

De nombreuses formes pourraient être envisagées pour concevoir une FSS. La forme conçue dépend des performances du FSS et des caractéristiques requises pour l'application envisagée [14]. Les paramètres de conception identifiés au point de départ dans la conception de la FSS sont les suivants : la fréquence de fonctionnement, la largeur de bande, l'angle d'incidence de l'onde incidente et la quantité de puissance réfléchie et transmise par rapport à la fréquence [14]. Par conséquent, chaque surface sélective en fréquence doit être conçue en fonction des paramètres requis pour son application prévue envisagée [14].

Les motifs utilisés dans les FSSs sont classés en quatre groupes de base comme montré dans la figure I.13.

Groupe 1 : Formé des éléments connectés au centre ayant N pôles.

Groupe 2 : Types en anneau ; comme anneau circulaire, anneau carré et hexagonal.

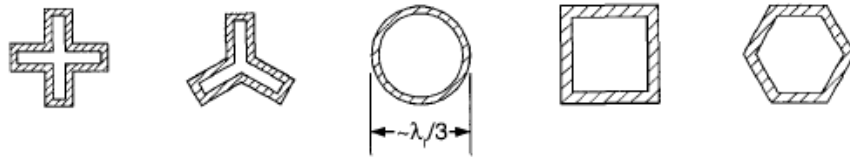
Groupe 3 : Formé par des ouvertures de forme quelconque dans un plan conducteur ou des patches de formes diverses imprimés sur du substrat.

Groupe 4 : Des combinaisons de différents types d'éléments des FSSs ont été employées au cours de ces dernières années afin d'atténuer certains des problèmes liés à des FSSs constituées d'un seul type d'élément (motif).

Ces quatre modèles de base peuvent être combinés [16] pour générer de nombreuses nouvelles FSSs dont les caractéristiques sont uniques [15].



Groupe 1 : " Centre connecté " ou "N-Pôles"



Groupe 2 : "Types en anneau"



Group 3: "Solid Interior" or "Plate Type"



Groupe 4: "Combinaisons"

Figure I.13 : Motifs élémentaires pouvant constituer une Surface Sélective en Fréquence [16].

### 3.5 Surfaces sélectives en fréquence commutables

Les FSS ont une fréquence fixe ce qui peut limiter leur fonctionnalité. Il serait avantageux que la structure puisse fonctionner sur plusieurs fréquences sans remplacer le matériel [14]. Cela peut être réalisé en ajoutant des éléments commutables à la FSS [14]. La commutation fournit une caractéristique supplémentaire à la structure car elle contrôle le champ électromagnétique en fonction du temps en décalant la fréquence de fonctionnement. La commutation convertira la structure en un état transparent ou réfléchissant, et inversement. L'état transparent signifie que la structure permet aux ondes de pénétrer, et l'état réfléchissant signifie que la structure réfléchit les ondes incidentes. La commutation entre les deux états peut être électrique en ajoutant des éléments actifs aux FSSs, dans ce cas, il peut être contrôlé à distance. Les conceptions FSS commutables sont devenues de plus en plus utilisées, telles que les filtres accordables, les multiéléments, les antennes reconfigurables [14] et les réflecteurs d'antennes multi bandes.

### 3.6 Intégration des diodes PIN dans les FSS

Les diodes PIN sont utilisées dans de nombreuses applications en électronique, et trouvent en particulier une large utilisation dans les applications de commutation. La diode PIN est également utilisée dans diverses applications à micro-ondes.

La diode PIN est fondamentalement un composant dont l'impédance aux hyperfréquences est contrôlée par excitation continue. Une caractéristique particulière de la diode PIN est sa capacité à contrôler des valeurs de puissance  $RF$  élevées avec des valeurs de tension très basses [17]. Une autre propriété importante de la diode PIN est le fait qu'elle se comporte, dans certaines circonstances, comme une résistance presque pure dans les fréquences  $RF$  au moyen d'une tension continue ou d'un courant de commande basse fréquence [17].

La diode *PIN* est un dispositif dont la résistance est contrôlée par le courant dans les radiofréquences et les micro-ondes, étant identique à un semi-conducteur en silicium. Ce dispositif est constitué d'une couche de matériau intrinsèque de haute résistivité, comprise entre des couches hautement dopées des types de matériaux P et N, comme indiqué sur la figure I.14. Typiquement, la couche intrinsèque *I* a une résistivité de  $20 \text{ cm} / 1000\Omega$ , avec une épaisseur allant jusqu'à  $200 \mu\text{m}$ , constituée du type de matériau P ou N [17].

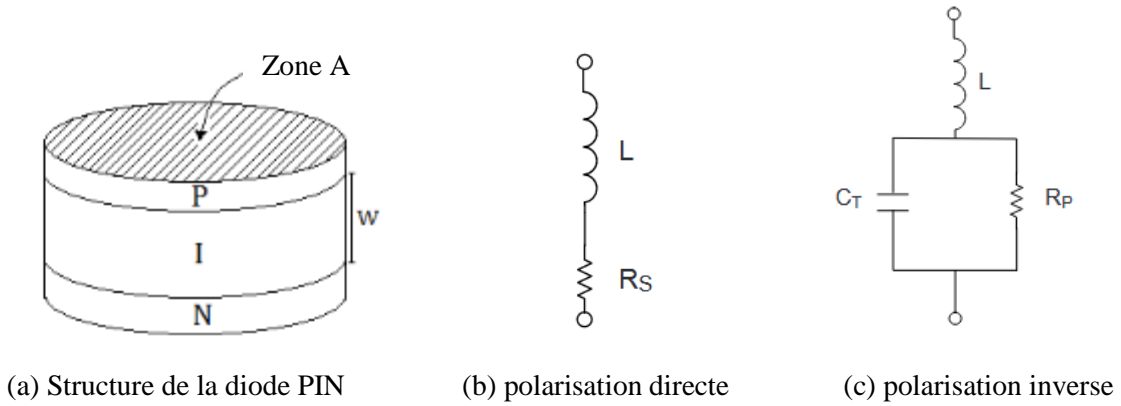


Figure I.14 Modélisation de base pour la diode PIN [17]

Dans certaines circonstances, la diode PIN se comporte comme une résistance presque pure dans la gamme de fréquences  $RF$ , avec une valeur de résistance pouvant être modifiée dans une gamme d'environ  $1\Omega$  à  $10k\Omega$  grâce à l'utilisation d'une tension continue ou d'un courant de contrôle [17].

Lorsque le courant de commande varie en permanence, la diode  $PIN$  est utile pour la modulation d'amplitude d'un signal  $RF$ . Lorsque le courant de commande est commuté entre les états "ON" (polarisation directe) et "OFF" (polarisation inverse) ou par étapes discrètes, le dispositif est utile pour la commutation, la modulation par impulsions, l'atténuation et la perte de signal  $RF$  [17].

La courbe caractéristique de la diode PIN, illustrée dans la figure I.15, détermine la tension continue pour un niveau de courant dans la polarisation directe. Les diodes  $PIN$  sont généralement classées en fonction de leur tension continue ( $V_F$ ) en une valeur continue fixe.

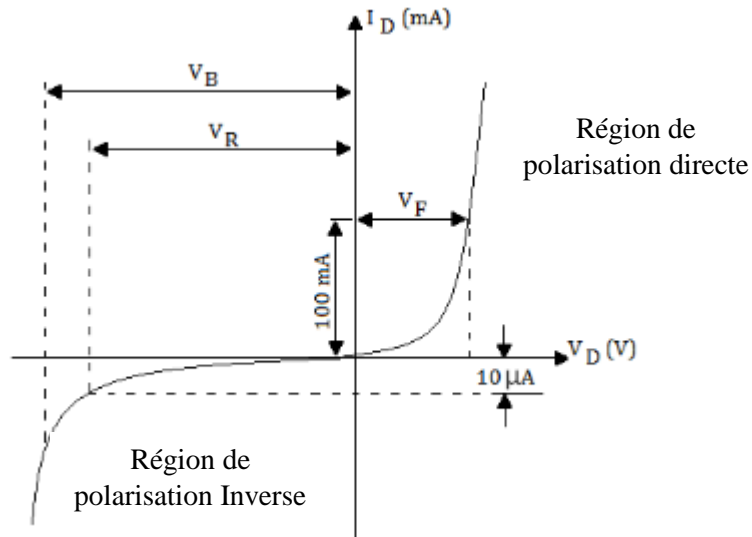


Figure I.15 Courbe caractéristique de la diode  $PIN$  [17]



Les niveaux de tension inverse  $V_R$  (reverse voltage) dans une diode *PIN* sont une assurance du fabricant que, lors de l'application du  $V_R$ , la quantité spécifiée, généralement  $10 \mu\text{A}$ , de courant inverse ne doit pas être excéder [17].

Les diodes *PIN* peuvent être utilisées comme charges capacitatives pour créer une structure de FSS réglable électroniquement. Pour obtenir une structure active, des diodes à broches sont insérées dans cette FSS sous la forme de charges. Modélisés comme un circuit *RC* parallèle, les diodes *PIN* insérés HPND 4038 polarisés à  $-30 \text{ V}$  ont une capacité équivalente  $C$  de  $0,052 \text{ pF}$  et une résistance  $R$  de  $4 \text{ k}\Omega$ . Lorsque ces diodes sont polarisées à  $-3 \text{ V}$ ,  $C = 0,056 \text{ pF}$  et  $R = 3 \text{ k}\Omega$  et pour une tension de polarisation de  $0 \text{ V}$ ,  $C = 0,061 \text{ pF}$  et  $R = 1,7 \text{ k}\Omega$  [15].

#### 4. Structures métalliques à base de FSS

Les FSS sont similaires en termes de taille, d'espacement périodique et de matériau, mais différentes en termes de structure géométrique. L'idée derrière la modification de la géométrie de la structure et le maintien des autres composants similaires est d'étudier l'influence de la structure géométrique sur la performance du coefficient de transmission et la bande passante de chaque motif et leur application. Pour cela plusieurs variantes de géométries FSS sont introduites : ruban métallique, anneau rectangulaire métallique et patch métallique avec et sans encoche.

##### 4.1. Ruban métallique

Une structure FSS qui est un ruban métallique est considérée. Cette structure est simple par rapport à d'autres structures géométriques plus complexes. La Figure I.16 montre la FSS en forme de ruban d'une longueur du ruban  $L$  et une largeur  $W$ . Le ruban métallique donne une fréquence de résonance avec une bande passante plus étroite par rapport à d'autres structures, donc il est utilisé pour des applications plus précises qui nécessitent ce type de bande.

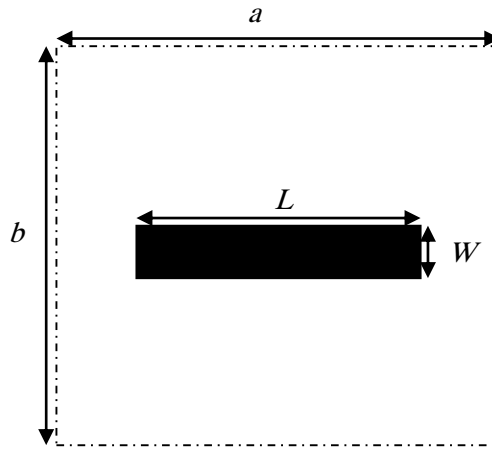


Figure I.16 structure FSS simple à ruban métallique

#### 4.2. Anneau métallique

Un autre type de motif largement utilisé est le motif anneau métallique qui peut être carré ou circulaire comme illustré dans la figure I.17. Ils présentent deux paramètres géométriques : la taille du motif (longueur  $d$  pour une ouverture carré et rayon moyen  $R_m$  pour une ouverture circulaire) et l'épaisseur percée  $w$ .

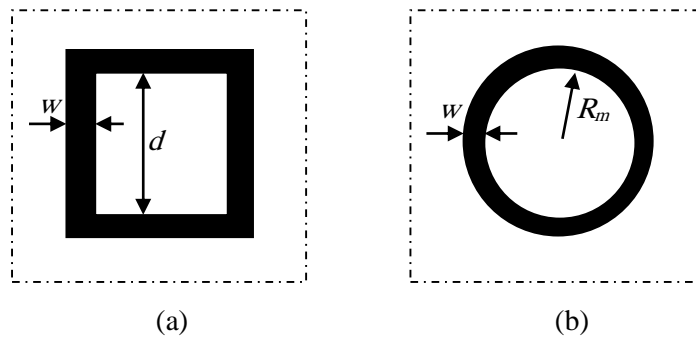


Figure I-17. Anneau métallique

(a) Anneau carré

(b) Anneau circulaire

#### 4.3. Patch métallique

Une autre structure FSS simple qui est un patch métallique est considérée. La Figure I.18 montre la FSS en forme de patch. Avec une longueur du patch  $L$  et une largeur de  $W$ . Le patch métallique donne une fréquence de résonance plus élevée avec une bande passante plus large par rapport à d'autres structures, elle est utilisée pour des applications plus précises qui nécessitent ce type de bande.

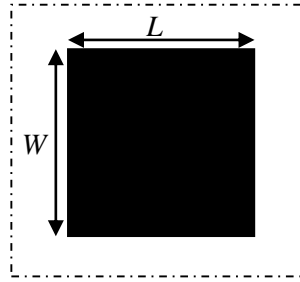


Figure I-18. Patch métallique

## 5. Circuit équivalent d'une FSS à anneau métallique

Une structure FSS sous forme d'anneau métallique est représentée sur la figure I.19(a). Les dimensions  $D$ ,  $s$  et  $w$  sont la périodicité des anneaux, la largeur des intervalles entre deux anneaux adjacents et la largeur des rubans respectivement. La structure est excitée par une onde plane en incidence normale.

La réponse en fréquence de cette structure peut être obtenue soit par les simulations ou en exploitant les relations analytiques représentant le circuit équivalent de la structure.

Le circuit équivalent de la structure considérée est donné par la figure .19(b).

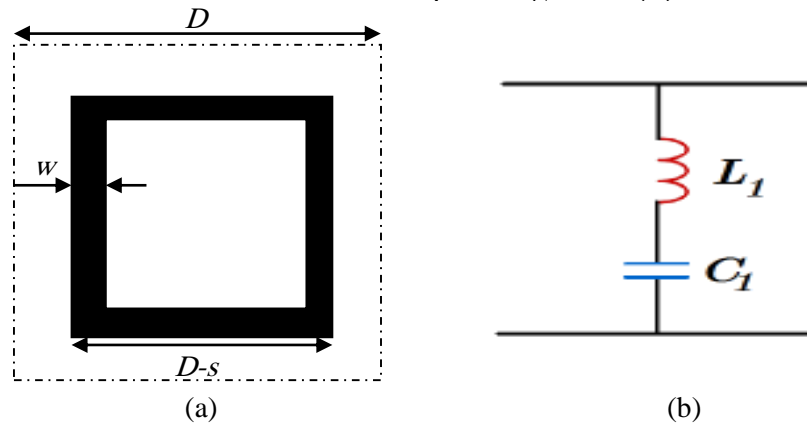


Figure I.19 (a) Cellule unitaire anneau carré  
b) composant inductif en série avec un composant capacitif à basses fréquences.

Les valeurs du condensateur et de l'inductance dans une cellule unitaire de la structure représentée dans la figure I.19b lorsque la structure est éclairée par une onde plane sont données par les équations (I.1) et (I.2) [23]

$$C = 4\varepsilon_0\varepsilon_{eff} \frac{D \cos\theta}{2\pi} H(D, s, \lambda, \theta) \quad (I.1)$$

$$L = 4\mu_0\mu_{eff} \frac{D \cos\theta}{2\pi} H(D, w, \lambda, \theta) \quad (I.2)$$

Avec  $\theta$  est l'angle de l'onde incidente avec la direction perpendiculaire à la surface,  $\epsilon_{eff}$  est la constante diélectrique effective autour du réseau capacitif,  $\mu_{eff}$  est le coefficient de perméabilité magnétique effectif autour du réseau inductif,  $D$  est la périodicité de la cellule,  $s$  est la largeur de l'espace du réseau capacitif et  $\lambda$  est la longueur d'onde. Le paramètre  $H$  est donné par [23] :

$$H = \ln \left[ \sin \left( \frac{\pi s}{2D} \right)^{-1} \right] + G(D, s, \lambda, \theta) \quad (I.3)$$

Le coefficient  $G$  est obtenu à partir de la relation suivante [23] :

$$G = \frac{0.5 B_1 [B_2 (A_+ + A_-) + 4\beta^2 A_+ A_-]}{B_2 + B_3 (A_+ + A_-) + 2\beta^2 A_+ A_-} \quad (I.4)$$

$$A_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{2D}{\lambda} \sin \theta - \left( \frac{D}{\lambda} \cos \theta \right)^2}} - 1 \quad (I.5)$$

$$\beta = \sin \left( \frac{\pi s}{2D} \right) \quad (I.6)$$

$$B_1 = (1 - \beta^2)^2 \quad (I.7)$$

$$B_2 = \left( 1 - \frac{\beta^2}{4} \right) \quad (I.8)$$

$$B_3 = \left( 1 - \frac{\beta^2}{4} - \frac{\beta^4}{4} \right) \quad (I.9)$$

La figure I.20 montre les deux bandes parallèles des deux anneaux adjacents, Ces deux bandes peuvent être considérées comme une nouvelle structure d'une largeur de  $2w$  séparés par un vide avec une longueur de chevauchement égale à  $D-s$ . Ainsi, les valeurs de la capacité et de l'inductance de la cellule unitaire du réseau à anneaux métalliques sont respectivement données par les équations (I.10) et (I.11).

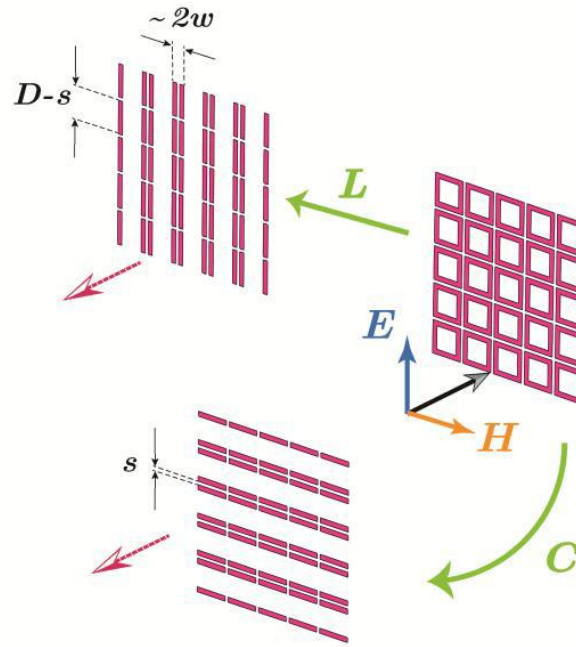


Figure. I.20. Les rubans verticaux et les gap horizontaux jouent le rôle d'inducteur et de condensateur

$$C_1 = 4\epsilon_0\epsilon_{eff} \frac{(D-s) D \cos\theta}{D} \frac{1}{2\pi} H(D, s, \lambda, \theta) \quad (I.10)$$

$$L_1 = 4\mu_0\mu_{eff} \frac{(D-s) D \cos\theta}{D} \frac{1}{2\pi} H(D, w, \lambda, \theta) \quad (I.11)$$

Une fois les valeurs de la capacité et de l'inductance du circuit équivalent de la structure FSS sont déterminés, Ils peuvent alors être utilisés pour le calcul de la fréquence de résonance de la structure en utilisant la relation [23] :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (I.12)$$

### 5.1. Exemple de validation

Les dimensions de la cellule unitaire de la structure de la Figure I.19(a) sont :  $D = 6$  mm,  $w = 0.2$  mm,  $s = 1$  mm,  $\epsilon_{eff}$  et  $\mu_{eff} = 1$ ,  $h = 10$  um.

Tout d'abord le coefficient de transmission est environ de 17.6GHz est simulé par le logiciel HFSS. Les résultats illustrés par la figure I.21 montre une fréquence de résonance à environ 17,16GHz. Les

valeurs de la capacité et l'inductance du circuit équivalent de la structure, calculées par les équations (I.10) et (I.11) respectivement sont :

$$C_1 = 3.8041 \times 10^{-14} \text{ F}$$

$$L_1 = 2.2583 \times 10^{-9} \text{ H}$$

La fréquence de résonance calculée analytiquement en utilisant l'équations (I.12) est :

$$f = 17.17 \text{ GHz.}$$

Les résultats trouvés valident l'approche analytique présentée avec une erreur entre la fréquence de résonance calculée analytiquement et la fréquence de résonance simulée par le logiciel HFSS égale à 2.44%.

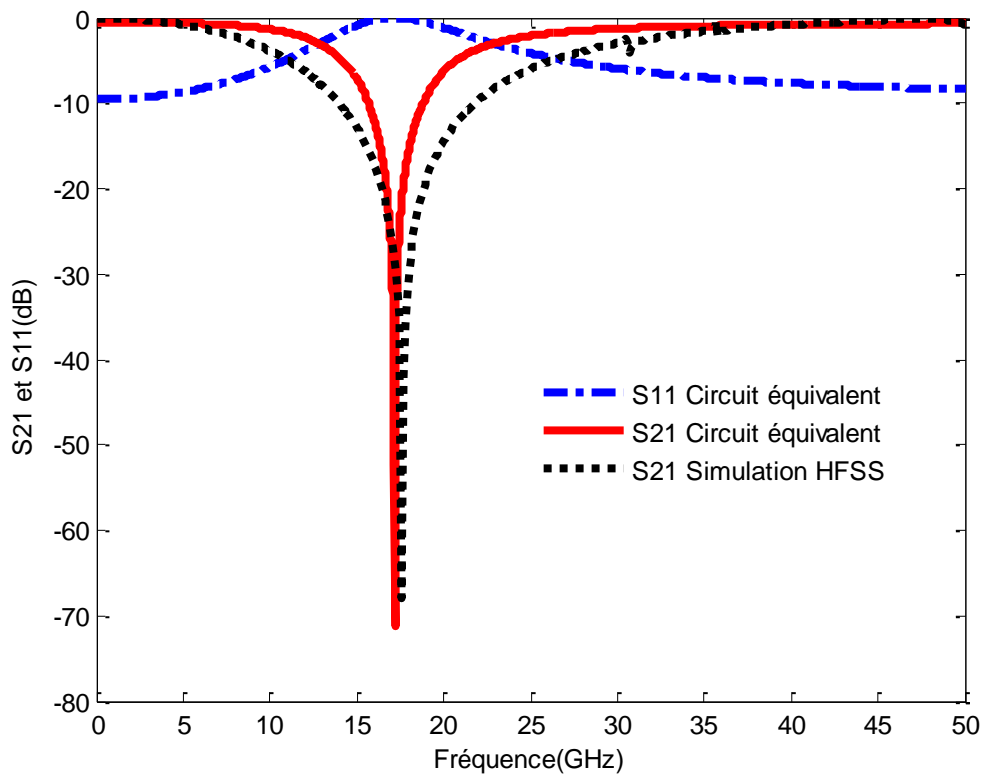


Figure I.21 Coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement

## 6. Amélioration des performances d'une antenne par les FSSs

Une FSS est ajoutée au-dessous d'une antenne microruban pour améliorer sans gain sans altérer son diagramme de rayonnement ni sa fréquence de résonance.

### 6.1. Description d'une antenne micro ruban

Une antenne micro ruban se compose d'une pièce métallique rayonnante (patch) gravée sur l'un des côtés d'un substrat diélectrique, et d'un plan de masse de l'autre côté du substrat comme représenté sur la Figure I-22. Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or (à cause de leurs conductivités élevées) et il peut prendre n'importe quelle forme possible. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photogravés sur le substrat diélectrique [18-19].

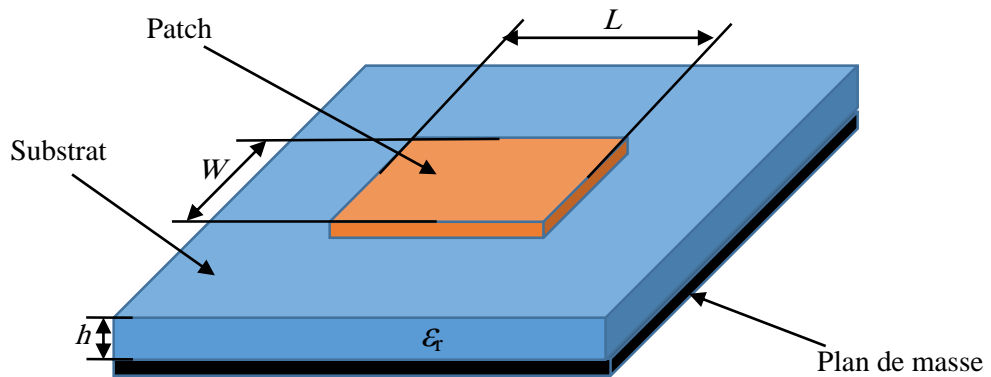


Figure I-22 : Géométrie d'une antenne microruban de forme arbitraire

La dimension  $L$  est la longueur du motif métallique de l'antenne,  $W$  est la largeur du patch,  $h$  est l'épaisseur du substrat et  $\epsilon_r$  est le constant diélectrique du substrat.

### 6.2. Paramètres caractéristiques d'une antenne

Une antenne est un dispositif permettant de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission ou en réception. De nombreux paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain, l'efficacité ainsi que les diagrammes de rayonnement [20].

Toutefois, elle présente certains inconvénients limitant son efficacité à savoir [21] :

- Bande passante étroite.
- Faible gain.
- Supporte uniquement des faibles puissances.
- Faible efficacité de rayonnement (La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan).

### 6.3. Amélioration des caractéristiques d'une antenne

L'ajout des structures FSS peut modifier les performances de l'antenne telles que la sélectivité de la bande passante de l'antenne, l'ajustement léger de la fréquence de résonance, ou la modification du diagramme de rayonnement et l'amélioration au niveau du gain de l'antenne, en fonction de la structure et de la méthode d'intégration utilisées [22].

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, les intérêts et les motivations d'utiliser les différentes structures planaires dans les applications micro-ondes tels que la technologie micro-ruban, la technologie guide d'onde coplanaire, la technologie CPS et La technologie ligne à fente ou slot line ont été présentés. Les quatre types de filtres planaires, leurs caractéristiques ainsi que leurs réponses spectrales ont été illustrées. Une approche de détermination des schémas équivalents d'une structure FSS à anneau métallique de forme rectangulaire est présentée et vérifiée en confrontant ces résultats à ceux du logiciel commercial HFSS. L'ajout des FSSs a une antenne peut améliorer son gain et ajuster légèrement sa fréquence de résonance.

## Références

- [1] Darine KADDOUR, *Conception et réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi localisés en technologie planaire*, Thèse de Doctorat en Electronique, Université Joseph Fourier, 11 Juillet 2007.
- [2] K. Gupta, R. Gang, and J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*. Debhamn, MA: Artech House, 1996.
- [3] Emmanuel RAMPNOUX, *Analyse, conception et réalisation de filtres planaire millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale*, Thèse de Doctorat en Electronique, Université de LIMOGES, 28 mars 2003.



- [4] Pozar, D. M., *Microwave Engineering, Third Edition*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 2005.
- [5] Munk, B. A., *Frequency Selective Surfaces - Theory and Design*, John Wiley & Sons, New York, 2000.
- [6] Brito, D. B., D'Assunção, A. G., Maniçoba, R. H. C., e Begaud, X., *Metamaterial Inspired Fabry-Pérot Antenna with Cascaded Frequency Selective Surfaces*, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, pp. 981-985, 2013.
- [7] Tennant, A., Hurley, W., et Dias, T., *Experimental Knitted, Textile Frequency Selective Surfaces*, *Electronics Letters*, vol. 48, Iss. 22, pp. 1386-1388, 2012.
- [8] Mahmoud Niroo-Jazi, *Nimble Radiation-Pattern Antennas Using Agile Frequency Selective*, Thèse de Doctorat en Telecommunication, Université du Québec, Juin 2012.
- [9] Halim BOUTAYEB, *Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles*, Thèse doctorat, l'université de Rennes1, décembre 2003.
- [10] Gustavo Araújo Cavalcante, *Développement de circuits planaires sur des substrats textiles*, Thèse de doctorat en génie électrique et informatique, Université fédérale de Rio grande de nord centre de Technologie, Avril 2014.
- [11] Alfrêdo Gomes Neto et al, 'Analysis of Frequency Selective Surface with U-Shaped Geometry', *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 14, SI-1, pp 113-122, July 2015.
- [12] A. Edalati e T. A. Denidni, *Frequency selective surfaces for beam-switching applications*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 1, pp. 195–200, Jan. 2013.
- [13] R. Mittra, C. H. Chan e T. Cwik, *Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces – A Review*, *Proceedings of the IEEE*, vol.76, no. 12, pp. 1593–1615, Dec. 1988.

- [14] Suhair Mansoor Mahmood, *Antennes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement à base de Surfaces Sélectives de Fréquence*, Thèse doctorat en Télécommunications, Université du Québec, 2016.
- [15] Mohammed Titaouine, Alfrêdo Gomes Neto, Henry Baudrand, Farid Djahli, 'WCIP Method Applied to Active Frequency Selective Surface', *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, Vol. 6, No.1, pp 1-16, June 2007.
- [16] Euloge Budet TCHIKAYA, *Modélisation électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence finies uniformes et non-uniformes par la Technique de Changement d'Echelle (SCT)*, Thèse doctorat en Micro-onde, Université de Toulouse, 22 Octobre 2010.
- [17] G. Hiller, "Design with PIN diodes", Application Note AG312, MA COM, Inc.
- [18] Linda Djouablia, *Contribution A L'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application a la forme triangulaire*, Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Constantine, 02 Juillet 2012.
- [19] C.A. Balanis «Analysis Design, Third Edition» John Wiley & Sons, Inc,2005.
- [20] Ahmed BENOMAR, *Etude des Antennes à Résonateurs Diélectriques. Application aux 19 de Télécommunications*, Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Limoges, 06 Juin 2015.
- [21] Yamina TIGHILT, *tidentification des antennes micorubans Multicouches par la methode spectrale et les reseaux de neurones*, Thèse de Doctorat en Electronique Université ferhat abbas-setif, 23 Juin 2011.
- [22] Moufida Bouslama , Moubarek Traii1, Ali Gharsallah1, and Tayeb A. Denidni, 'High gain Patch Antenna using a Frequency Selective Surface (FSS)', *International Journal of Communications*, Volume 8, pp 16-20, 2014.

- [23] Mahmoud Fallah, Alireza Ghayekhloo , Ali Abdolali, ‘ Design of Frequency Selective Band Stop Shield Using Analytical Method’, Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 14, No.2, pp 217-228, December 2015.

**Chapitre II**  
**WCIP, méthode de**  
**résolution des problèmes**  
**électromagnétique dans les**  
**structures planaires**

## Chapitre II

# WCIP, méthode de résolution des problèmes électromagnétiques dans les structures planaires

### 1. Introduction

La conception des circuits hyperfréquences dans le domaine des communications modernes présente l'un des défis les plus indispensables et cruciaux. Cependant les problèmes de conception comprennent souvent un manque d'équipements et des outils nécessaires afin de réaliser un circuit hyperfréquence rentable. Les méthodes numériques liées aux ondes électromagnétiques ont été la raison d'une réelle révolution dans le domaine d'ingénierie micro-ondes [1-2]. Les techniques telles que la méthode des éléments finis (*FEM*), et la méthode des différences finies domaine temporel (*FDTD*), et la méthode des moments ont été développées, mais chacune présente des inconvénients et certaines limitations d'utilisation [3-4]. La méthode itérative W.C.I.P (Wave Concept Iterative Procedure) basée sur le concept d'onde et est une méthode récente, qui a été développée en 1995 par le professeur Henri BAUDRAND au laboratoire d'électronique de LEN7. La formulation de la méthode itérative a connu un développement progressif et a marqué une performance rapide dans le domaine micro-ondes [5-7]. La méthode itérative à concept d'onde est une méthode bidimensionnelle, qui découle directement des formulations intégrales [7]. Cette méthode efficace permet d'offrir des considérables alternances par rapport aux autres méthodes numériques : formulation simple, analyse fine et rapide [7]. Le développement des méthodes de simulation plus en plus efficaces n'a cessé d'évoluer.

La méthode itérative (WCIP) est développée pour analyser les différentes structures planaire micro-ondes gravées sur un substrat à plusieurs couches diélectriques. Fondamentalement, cette méthode utilise une combinaison linéaire de champ tangentiel et de conditions initiales pour caractériser les ondes dans une surface de circuit planaires micro-ondes. De plus, elle utilise la *FFT* bidimensionnelle

pour réduire le temps de calcul requis et fournir à la fois une polyvalence et une représentation fiable de la structure du circuit [8].

La méthode WCIP tire son originalité de sa facilité de mise en œuvre car elle repose sur deux équations essentielles. La première est définie dans le domaine spatial et il s'agit d'une description spatiale de l'interface en faisant appel aux conditions aux limites. Tandis que la deuxième est décrite dans le domaine modal et résume la réflexion des ondes diffractées sortant de l'interface à partir des impédances de fermeture dues aux conditions de fermeture. La vitesse de la WCIP est obtenue par l'utilisation systématique de la paire de transformations modales rapides  $FMT / FMT^{-1}$  [9] intégrant dans son processus la paire de transformations de Fourier rapide bidimensionnelle  $FFT / FFT^{-1}$ .

Le processus itératif consiste à établir une relation entre les ondes incidentes et réfléchies [10]. Dans la méthode WCIP, la structure FSS est excitée par une source d'onde plane normalement incidente. Cette onde est diffractée à l'interface  $\Omega$  sur laquelle sont gravés les motifs métalliques et séparant le milieu d'onde incident du milieu d'onde transmise, donnant naissance aux ondes diffractées notées  $\vec{B}_i$ , lesquelles à leur tour sont réfléchies par les impédances de fermeture des modes pour préparer l'itération des ondes incidentes notées  $\vec{A}_i$ . La procédure est répétée jusqu'à ce que la convergence soit atteinte.

## 2. Théorie de la méthode itérative WCIP

La méthode WCIP est basée sur la formulation transversale et les informations obtenues aux interfaces [11] [12]. Le processus de réflexion multiple est lancé en utilisant les conditions initiales et arrêté une fois la convergence atteinte. L'opérateur de diffraction  $S$  et l'opérateur de réflexion  $T$  relient respectivement les ondes incidentes et diffractées dans le domaine spatial et spectral et régissent la procédure itérative [12] [13]. La Figure II.1(a) montre le concept d'onde dans les deux milieux d'une FSS de forme arbitraire excitée par une onde plane incidente. Les lignes pointillées sont les murs périodiques hypothétiques.

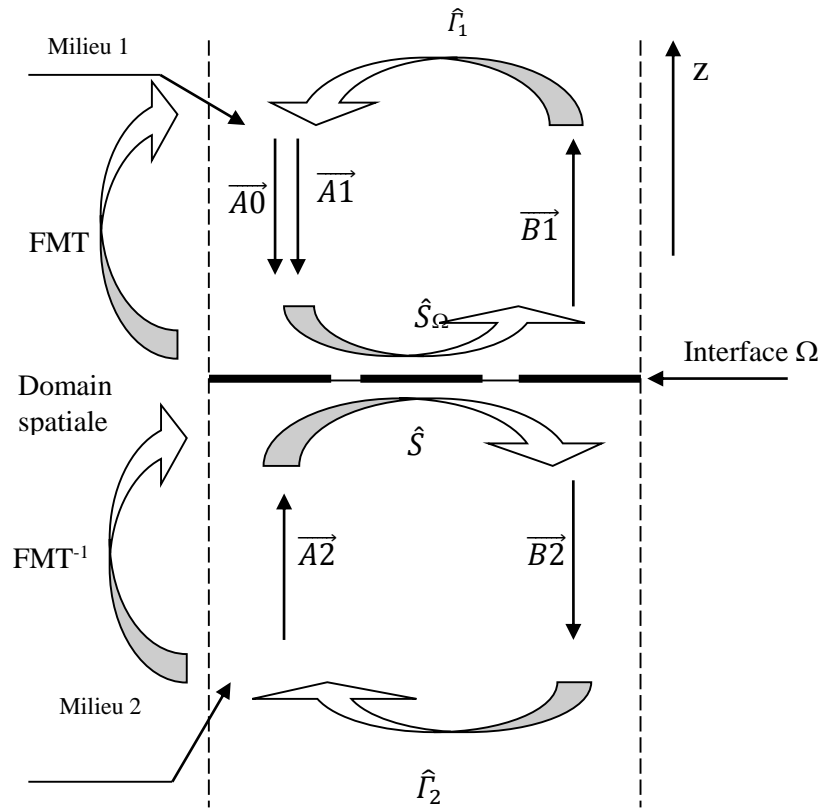


Figure II(a). 1 Le concept d'onde dans les deux milieux

La description schématique du procédé de WCIP est illustrée dans la figure II.1(b).

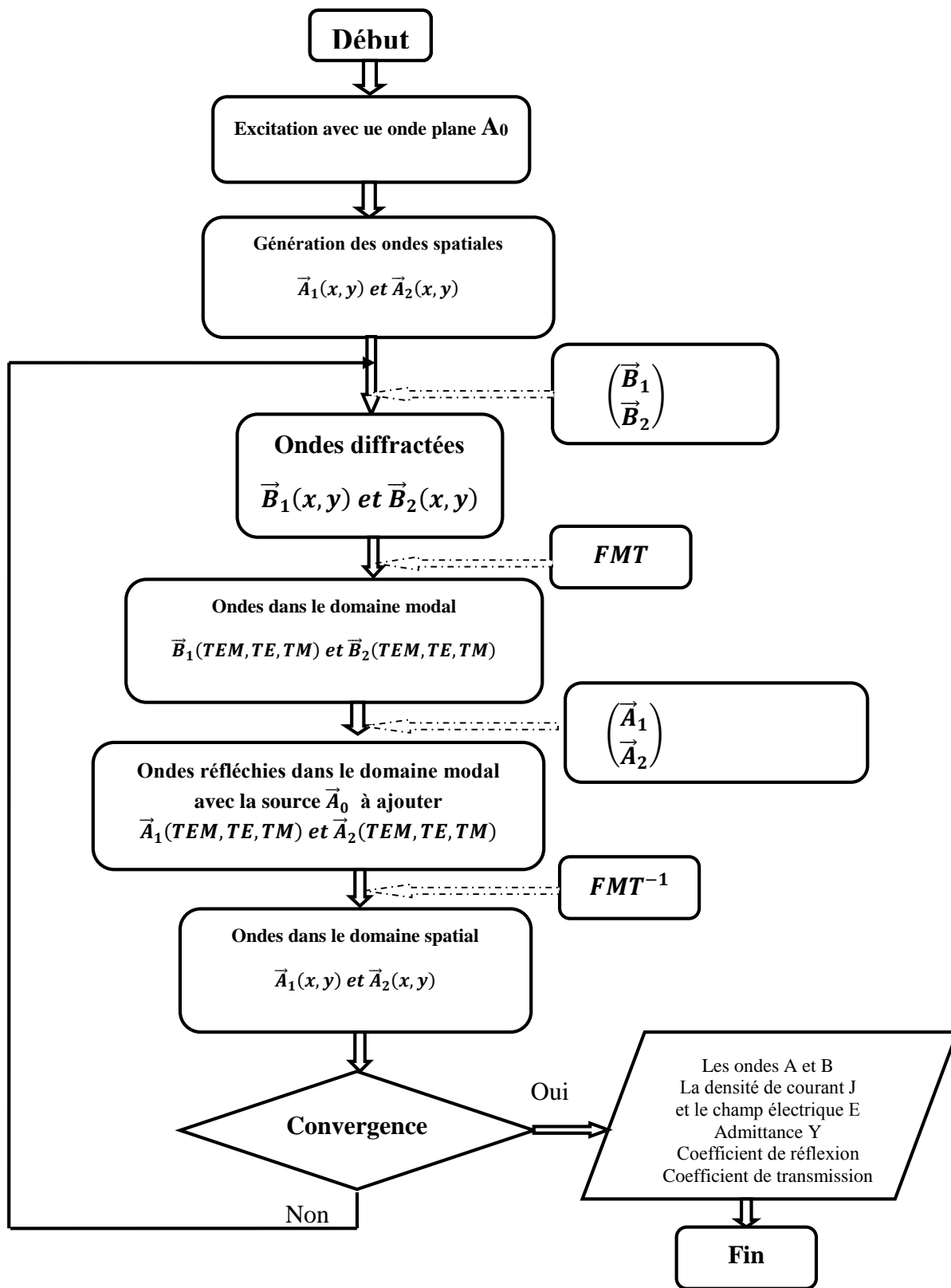


Figure II.1(b) Organigramme du processus itératif



Dans la méthode WCIP, l'analyse FSS est réduite à celle de la cellule unitaire. La Figure II.2(a) montre une FSS de forme arbitraire excitée par une onde plane incidente normale suivant la direction  $z$  négative. Une cellule élémentaire est représentée sur la figure II.2 (b).

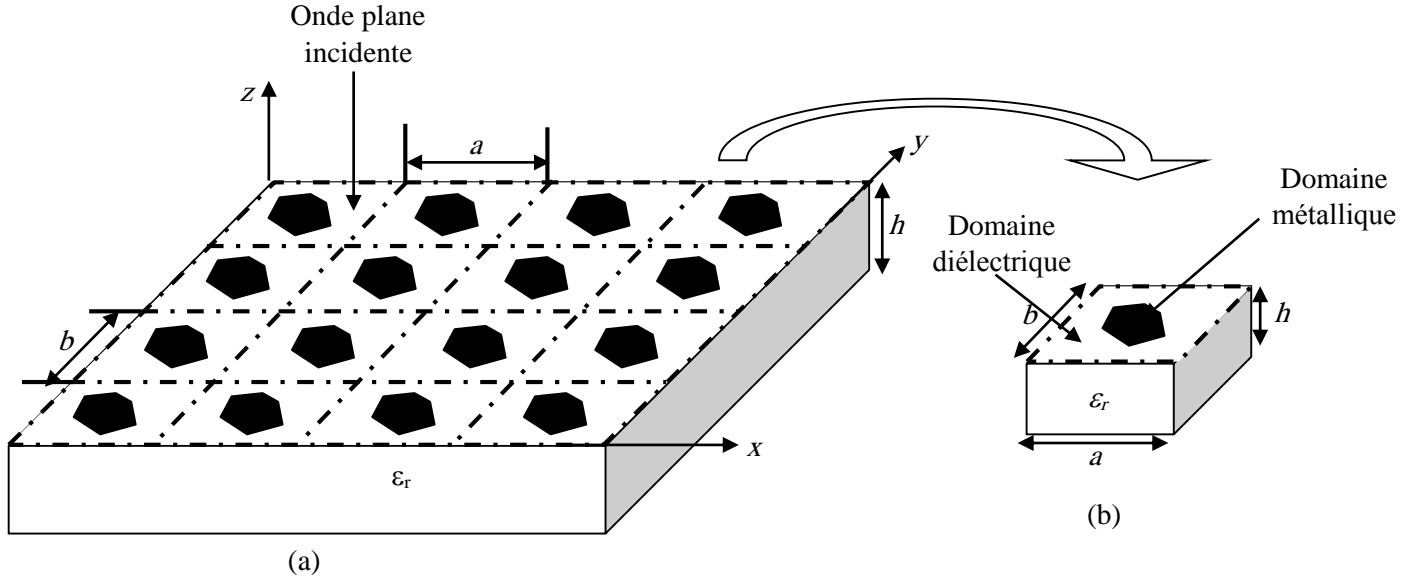


Figure II. 2 FSS arbitraire : (a) Géométrie de la FSS (b) cellule unitaire de la FSS

### 2.1. Surfaces sélectives en fréquence (FSS)

Les ondes incidentes  $\vec{A}_i$  et les ondes diffractées  $\vec{B}_i$  sont liées à la composante tangentielle du champ électrique  $\vec{E}_{Ti}$  et à la densité de courant transverse  $\vec{J}_{Ti}$  à l'interface de discontinuité  $\Omega$  [12-16]:

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{oi}}} (\vec{E}_{Ti} + Z_{oi}\vec{J}_{Ti}) \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{oi}}} (\vec{E}_{Ti} - Z_{oi}\vec{J}_{Ti}) \quad (\text{II.2})$$

$Z_{oi}$  Est l'impédance d'onde du milieu  $i$ , elle est donnée par :

$$Z_{oi} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_{ri}}} \quad (\text{II.3})$$

Où  $\mu_0$  et  $\epsilon_0$  sont la perméabilité et la permittivité de l'espace libre, respectivement, et  $\epsilon_{ri}$  est la permittivité relative du milieu  $i$ .

La composante tangentielle du champ électrique et la densité de courant électrique de surface de chaque milieu à l'interface  $\Omega$  peut être calculée comme suit :

$$\vec{E}_{Ti} = \sqrt{Z_{oi}}(\vec{A}_i + \vec{B}_i) \quad (\text{II.4})$$

$$\vec{J}_{Ti} = \frac{1}{\sqrt{Z_{oi}}}(\vec{A}_i - \vec{B}_i) \quad (\text{II.5})$$

### 2.1.1. Processus itératif

Dans le but de détailler le processus itératif, la méthode WCIP est exécutée ici à partir des conditions initiales appliquées à la première itération pour commencer la procédure itérative et en passant une seconde itération à la fin des équations itératives générales [11].

### 2.1.2. Première itération

L'onde incidente  $\vec{A}_0$  est normalement incidente sur l'interface  $\Omega$ . L'opération de diffraction intervient pour donner naissance à des ondes diffractées  $\vec{B}_1^{(1)}$  et  $\vec{B}_2^{(1)}$  données par:

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{vmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{vmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où  $\hat{S}_\Omega$  est l'opérateur de diffraction défini dans le domaine spatial.

Ensuite, les ondes diffractées  $\vec{B}_1^{(1)}$  et  $\vec{B}_2^{(1)}$  sont réfléchies par les extrémités de la boîte hypothétique constituée de parois périodiques entourant la cellule unitaire de la structure de la FSS. Les ondes réfléchies sont données par :

$$\begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{vmatrix} = \hat{\Gamma} \begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{vmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$\hat{\Gamma}$  Étant l'opérateur de réflexion et il est défini dans le domaine spectral.

### 2.1.3. Deuxième itération

A cette itération, les ondes incidentes  $\vec{A}_1^{(2)}$  et  $\vec{A}_2^{(2)}$  sur l'interface  $\Omega$  sont exprimées comme suit :

$$\begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{vmatrix} = \hat{\Gamma} \begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (\text{II.8})$$

L'onde source  $\vec{A}_0$  est ajoutée aux ondes réfléchies obtenues lors de la première itération et l'opération de diffraction intervient pour donner naissance à des ondes diffractées  $\vec{B}_1^{(2)}$  et  $\vec{B}_2^{(2)}$  données par:

$$\begin{pmatrix} \vec{B}_1^{(2)} \\ \vec{B}_2^{(2)} \end{pmatrix} = \widehat{S}_\Omega \begin{pmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

#### 2.1.4. $k^{\text{ème}}$ itération

Le processus itératif à la  $k^{\text{ième}}$  itération est réduit dans deux équations. L'équation de diffraction et l'équation de réflexion données par les équations (II.8) et (II.9) respectivement comme :

$$\begin{pmatrix} \vec{B}_1^{(k)} \\ \vec{B}_2^{(k)} \end{pmatrix} = \widehat{S}_\Omega \begin{pmatrix} \vec{A}_1^{(k)} \\ \vec{A}_2^{(k)} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{pmatrix} \vec{A}_1^{(k+1)} \\ \vec{A}_2^{(k+1)} \end{pmatrix} = \widehat{\Gamma} \begin{pmatrix} \vec{A}_1^{(k)} \\ \vec{A}_2^{(k)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

#### 2.1.5. L'opérateur de diffraction

L'opérateur de diffraction est donné dans le domaine spatial et peut être défini à partir des conditions aux limites et de la géométrie de l'interface. Les deux domaines caractérisant l'interface  $\Omega$  d'une FSS chargée sont le domaine diélectrique  $H_D$  et le domaine métallique  $H_M$ . Ils peuvent être représentés en utilisant la fonction Heaviside comme [11] :

$$H_D = \begin{cases} 1 & \text{sur le diélectrique} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$$H_M = \begin{cases} 1 & \text{sur le métal} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

L'opérateur de diffraction  $\widehat{S}_\Omega$  est la somme de deux opérateurs de diffraction locaux  $\widehat{S}_M$  et  $\widehat{S}_D$  concernant respectivement le domaine métallique et le domaine diélectrique. Comme il n'y a pas de champ électrique sur le métal, les conditions aux limites sur le domaine du métal sont données par :

$$\vec{E}_{T1} = \vec{E}_{T2} = 0 \quad (\text{II.14})$$

L'insertion de la condition aux limites du métal dans les équations (II.4) et (II.5) donne les résultats suivants :

$$\sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \quad (\text{II.15})$$

Ainsi, l'opérateur de diffraction dans le domaine métallique  $\hat{S}_M$  est donné en termes du générateur de fonction métallique  $H_M$  comme suit :

$$[\hat{S}_M] = \begin{vmatrix} -H_M & 0 \\ 0 & -H_M \end{vmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$\vec{E}_{T1}$  et  $\vec{E}_{T2}$  sont les champs électriques tangentiels aux deux côtés de l'interface  $\Omega$ ,  $\vec{J}_{T1}$  et  $\vec{J}_{T2}$  sont les densités de courant aux deux côtés de l'interface  $\Omega$  [14].

Ils vérifient :

$$\begin{cases} \vec{J}_{Ttot} = \vec{J}_{T1} + \vec{J}_{T2} = \vec{0} \\ \vec{E}_{T1} = \vec{E}_{T2} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

La substitution des équations (II.4) et (II.5) dans l'équation (II.17) conduit à :

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{1-N^2}{1+N^2} & \frac{2N}{1+N^2} \\ \frac{2N}{1+N^2} & -\frac{1-N^2}{1+N^2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{vmatrix} \quad (\text{II.18})$$

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

$$[\hat{S}_D] = \begin{vmatrix} \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D & \frac{2N}{1+N^2} H_D \\ \frac{2N}{1+N^2} H_D & -\frac{1-N^2}{1+N^2} H_D \end{vmatrix} \quad (\text{II.19})$$

L'opérateur de diffraction totale à l'interface  $\Omega$  peut-être écrit comme suit :

$$[\hat{S}_\Omega] = \begin{vmatrix} -H_M + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D & \frac{2N}{1+N^2} H_D \\ \frac{2N}{1+N^2} H_D & -H_M - \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D \end{vmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Avec} \quad N = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (\text{II.21})$$

### 2.1.6. L'opérateur de réflexion

A la discontinuité métal-diélectrique et aussi à l'interface contenant le circuit électrique, l'incidence d'une onde TEM (Transverse Electric Magnétique) engendre une infinité de modes *TE* et *TM* des

ondes diffractées dans toutes les directions. Chaque mode a un coefficient de réflexion spécifique. Le coefficient de réflexion dans le domaine modal est donné par [14]

$$\begin{cases} \Gamma_{mn}^{TE} = \frac{1 - Z_{0i} Y_{mn}^{TE}}{1 + Z_{0i} Y_{mn}^{TE}} \\ \Gamma_{mn}^{TM} = \frac{1 - Z_{0i} Y_{mn}^{TM}}{1 + Z_{0i} Y_{mn}^{TM}} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec  $Y_{mn}^{TE}$  et  $Y_{mn}^{TM}$  sont les admittances des modes  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$  du milieu  $i$  respectivement. Les admittances des modes  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$  peuvent alors être calculées par [14] :

$$\begin{cases} Y_{mn}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{ri}}{\gamma_{mn}^{(i)}} \\ Y_{mn}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}^{(i)}}{j\omega\mu_0} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Avec  $\epsilon_0$ ,  $\epsilon_{ri}$  et  $\mu_0$  étant respectivement la permittivité du vide, la permittivité relative du milieu  $i$  et la perméabilité du vide.

$\gamma_{mn}^{(i)}$  est la constante de propagation du milieu  $i$ , donnée par :

$$\gamma_{mn}^{(i)} = \sqrt{\left(\frac{2\pi m}{a}\right)^2 + \left(\frac{2\pi n}{b}\right)^2 - k_0^2 \epsilon_{ri}} \quad (\text{II.24})$$

Avec  $a$  et  $b$  sont les dimensions de la cellule unitaire de la FSS comme montré dans la figure II.2(b)

$k_0^2$  est le nombre d'onde dans le vide donné par :

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (\text{II.25})$$

L'admittance des modes à l'interface est vue depuis le milieu équivalent, ou le milieu 2 dans notre cas, comme une charge ramenée vers cette interface, comme illustré à la Figure II.3 [14].

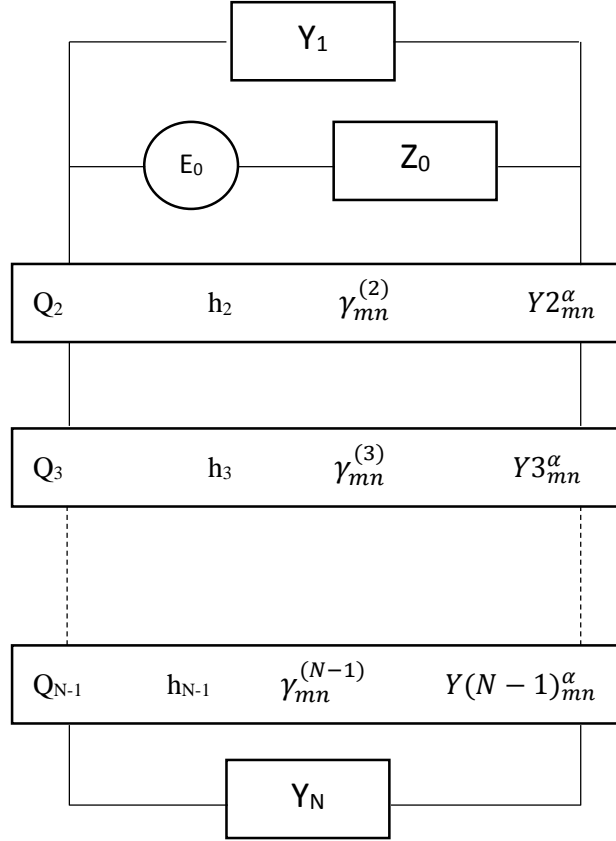


Figure II. 3 Circuit équivalent de la cellule unitaire FSS à N couches

Dans la figure II. 3,  $Q_2, Q_3, \dots, Q_{N-1}$  sont deux réseaux de ports du guide de longueur  $h_2, h_3$  et  $h_{N-1}$  et de constantes de propagation  $\gamma_{mn}^{(2)}, \gamma_{mn}^{(3)}$ , et  $\gamma_{mn}^{(N-1)}$  respectivement [14]. La couche  $N$  se termine par un court-circuit ou bien un circuit ouvert et l'admittance modale correspondante  $Y_N$  est donnée par les équations (2.26) et (II.27) respectivement :

$$Y_{imn}^{(\alpha)}(cc) = \hat{Y}_{imn}^{(\alpha)} \coth(\gamma_{mn}^i h_i) \quad (\text{II.26})$$

$$Y_{imn}^{(\alpha)}(co) = \hat{Y}_{imn}^{(\alpha)} \tanh(\gamma_{mn}^i h_i) \quad (\text{II.27})$$

Où  $h_i$  est l'épaisseur du substrat du support  $i$ .

L'admittance modale vue à l'interface entre les couches  $N-1$  et  $N-2$  est :

$$Y_{imn}^{\alpha(N-1)} = \hat{Y}_{imn}^{\alpha(N-1)} \left( \frac{Y_{imn}^{\alpha(N)} + \hat{Y}_{imn}^{\alpha(N-1)} \tanh(\gamma_{mn}^{(N-1)} h_{(N-1)})}{\hat{Y}_{imn}^{\alpha(N-1)} + Y_{imn}^{\alpha(N)} \tanh(\gamma_{mn}^{(N-1)} h_{(N-1)})} \right) \quad (\text{II.28})$$

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

$$Yi_{mn}^{\alpha(2)} = \hat{Y}i_{mn}^{\alpha(2)} \left( \frac{Yi_{mn}^{\alpha(3)} + \hat{Y}i_{mn}^{\alpha(2)} \tanh(\gamma_{mn}^{(2)} h_{(2)})}{\hat{Y}i_{mn}^{\alpha(2)} + Yi_{mn}^{\alpha(3)} \tanh(\gamma_{mn}^{(2)} h_{(2)})} \right) \quad (\text{II.29})$$

Comme le coefficient de réflexion est défini dans le domaine spectral, il est nécessaire de passer du domaine spatial au domaine spectral et de retourner au domaine spatial. Pour cette raison, une transformation modale rapide (FMT) basée sur la transformée de Fourier rapide de Fourier bidimensionnelle (FFT2) est utilisée.

### 2.1.7. La transformée modale rapide FMT (Fast Modal Transform)

La transformée de Fourier rapide à deux dimensions et son inverse FMT / FMT<sup>-1</sup> sont utilisées dans la méthode itérative pour réduire le temps de calcul. La paire FMT / FMT<sup>-1</sup> permet la transition du domaine spatial vers le domaine modal et de nouveau dans le domaine spatial. Elle est résumée par les deux équations suivantes [15] :

$$FMT \left( \begin{array}{c} |E_x(x, y)| \\ |E_y(x, y)| \end{array} \right) = \begin{array}{c} |B_{mn}^{TE}| \\ |B_{mn}^{TE}| \end{array} = \begin{array}{cc} K_{ymn} & -K_{xmn} \\ K_{xmn} & K_{ymn} \end{array} \left| FFT2 \left( \begin{array}{c} |E_x(x, y)| \\ |E_y(x, y)| \end{array} \right) \right| \quad (\text{II.30})$$

$$FMT^{-1} \begin{array}{c} |B_{mn}^{TE}| \\ |B_{mn}^{TE}| \end{array} = \left( \begin{array}{c} |E_x(x, y)| \\ |E_y(x, y)| \end{array} \right) = FFT2 \left( \begin{array}{cc} K_{ymn} & K_{xmn} \\ -K_{xmn} & K_{ymn} \end{array} \left| \begin{array}{c} |E_x(x, y)| \\ |E_y(x, y)| \end{array} \right| \right) \quad (\text{II.31})$$

En posant :

$$K_{xmn} = \frac{m}{a} K_{mn} \quad (\text{II.32})$$

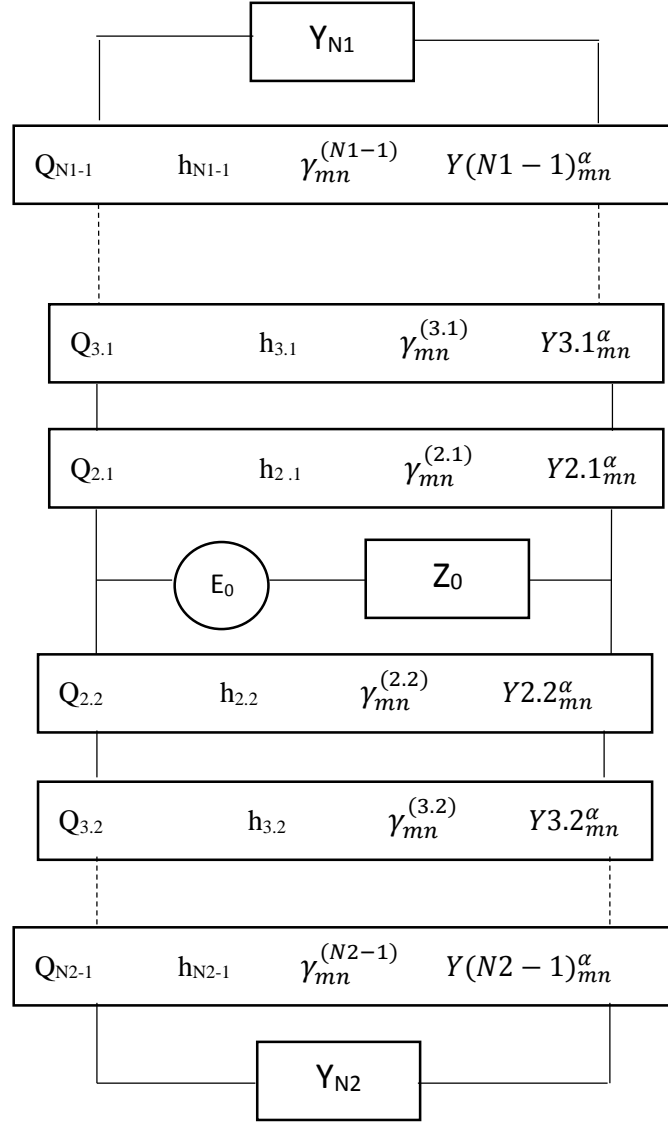
$$K_{ymn} = \frac{n}{b} K_{mn} \quad (\text{II.33})$$

Où :

$$K_{mn} = \frac{1}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}} \quad (\text{II.34})$$

## 2.2. Surfaces sélectives en fréquence à superstrat

Dans le cas d'une structure FSS à couche diélectrique superstrat, l'admittance des modes à l'interface est vue depuis le milieu équivalent, ou le milieu 1 et 2 dans notre cas, comme des charges ramenées vers cette interface. En fait, les charge  $Y_{N1}$  et  $Y_{N2}$  sont les admittances des modes des  $N$ èmes couches, comme illustré à la Figure II.4.

Figure II.4. Circuit équivalent de la cellule unitaire FSS superstrat à  $N_1$  et  $N_2$  couches

Dans la figure II.4,  $Q_{2.1}, Q_{3.1}, \dots, Q_{N1-1}$  et  $Q_{2.2}, Q_{3.2}, \dots, Q_{N2-1}$  sont deux réseaux de ports du guide de longueur  $h_{2.1}, h_{3.1}$  et  $h_{N1-1}$  et  $h_{2.2}, h_{3.2}$  et  $h_{N2}$  de constantes de propagation  $\gamma_{mn}^{(2.1)}, \gamma_{mn}^{(3.1)}$ , et  $\gamma_{mn}^{(N1-1)}$  et  $\gamma_{mn}^{(2.2)}, \gamma_{mn}^{(3.2)}$ , et  $\gamma_{mn}^{(N2-1)}$  respectivement.

L'admittance modale vue à l'interface entre les couches  $N_{1/2-1}$  et  $N_{1/2-2}$  est :

$$Y_{mn}^{i\alpha(N1-1)} = \hat{Y}_{mn}^{i\alpha(N1-1)} \left( \frac{Y_{mn}^{i\alpha(N1)} + \hat{Y}_{mn}^{i\alpha(N1-1)} \tanh(\gamma_{mn}^{(N1-1)} h_{1(N1-1)})}{\hat{Y}_{mn}^{i\alpha(N1-1)} + Y_{mn}^{i\alpha(N1)} \tanh(\gamma_{mn}^{(N1-1)} h_{1(N1-1)})} \right) \quad (\text{II.35})$$

$$Y_{mn}^{i\alpha(N2-1)} = \hat{Y}_{mn}^{i\alpha(N2-1)} \left( \frac{Y_{mn}^{i\alpha(N2)} + \hat{Y}_{mn}^{i\alpha(N2-1)} \tanh(\gamma_{mn}^{(N2-1)} h_{2(N2-1)})}{\hat{Y}_{mn}^{i\alpha(N2-1)} + Y_{mn}^{i\alpha(N2)} \tanh(\gamma_{mn}^{(N2-1)} h_{2(N2-1)})} \right) \quad (\text{II.36})$$



et l'admittance modale vue à l'interface entre les couches i-2 et i-1 peut être calculée par :

$$Y_{mn}^{\alpha (2.1)} = \hat{Y}_{mn}^{\alpha (2.1)} \left( \frac{Y_{mn}^{\alpha (3.1)} + \hat{Y}_{mn}^{\alpha (2.1)} \tanh(\gamma_{mn}^{(2.1)} h_{1(2.1)})}{\hat{Y}_{mn}^{\alpha (2.1)} + Y_{mn}^{\alpha (3.1)} \tanh(\gamma_{mn}^{(2.1)} h_{1(2.1)})} \right) \quad (\text{II.37})$$

$$Y_{mn}^{\alpha (2.2)} = \hat{Y}_{mn}^{\alpha (2.2)} \left( \frac{Y_{mn}^{\alpha (3.2)} + \hat{Y}_{mn}^{\alpha (2.2)} \tanh(\gamma_{mn}^{(2.2)} h_{2(2.2)})}{\hat{Y}_{mn}^{\alpha (2.2)} + Y_{mn}^{\alpha (3.2)} \tanh(\gamma_{mn}^{(2.2)} h_{2(2.2)})} \right) \quad (\text{II.38})$$

### 2.3. FSS à diodes

Le principal avantage des FSS actives est la possibilité de contrôler leurs caractéristiques de transmission [17]. Il a été démontré que le chargement d'une FSS avec des éléments actifs tels que des varactors ou des diodes pin permet d'obtenir une FSS à commutation active à accord électronique [17]. Trois sous-domaines caractérisent l'interface  $\Omega$  d'une FSS chargée qui sont : le domaine diélectrique donnée par l'équation (II.4), le domaine métallique donnée par l'équation (II.5) et le domaine des éléments localisés donnée par l'équation (II.39), qui peut être représenté en utilisant les fonctions unitaires Heaviside comme [18] :

$$H_Z = \begin{cases} 1 & \text{sur la surface des charges} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Dans le domaine des éléments localisés, les conditions aux limites à vérifier sont données par [18]:

$$\vec{E}_{T1} = \vec{E}_{T2} = Z_s (\vec{J}_{T1} + \vec{J}_{T2}) \quad (\text{II.40})$$

Où  $Z_s$  est l'impédance de surface liée à l'impédance d'éléments localisés  $Z_L$  via [16]:

$$Z_s = \frac{W_s}{L_s} Z_L \quad (\text{II.41})$$

L'opérateur de diffraction total à l'interface peut être écrit comme [16]:

$$[\widehat{\mathcal{S}}_{\Omega}] = \begin{pmatrix} -H_M + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D + \frac{-Z_{01}Z_{02} - Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_Z & \frac{2N}{1+N^2} H_D + \frac{2Z_s \sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_Z \\ \frac{2N}{1+N^2} H_D + \frac{2Z_s \sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_Z & -H_M - \frac{1-N^2}{1+N^2} H_D + \frac{-Z_{01}Z_{02} - Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_Z \end{pmatrix} \quad (\text{II.42})$$

### 2.4. Antennes micro ruban

Les antennes micro ruban sont analysées par la méthode WCIP, le domaine source de cette antenne est une partie de l'interface  $\Omega$ , cette source crée une onde  $B_0$  qui sera réfléchiée par les admittances de fermeture du boîtier et va créer une onde  $A_1$  qui sera considérée comme une onde incidente sur l'interface  $\Omega$ . Les ondes  $B_0$  et  $A_1$  seront donc liées entre elles par l'opérateur de réflexion :  $A_1 = \Gamma(B_0)$ .

L'onde  $A_1$  sera considérée comme une onde incidente éclairant l'interface  $\Omega$  qui la diffractera pour donner naissance à deux ondes diffractées  $B_1$  et  $B_2$  où l'onde  $B_1$  s'ajoutera à l'onde de la source de l'antenne  $B_0$  lors d'une prochaine itération. La procédure est répétée jusqu'à ce que la convergence soit atteinte.

Ces étapes sont résumées dans les deux équations suivantes :

$$\vec{B}_1 = S_\Omega \vec{A}_1 + \vec{B}_0 \tag{II.43}$$

$$\vec{B}_2 = S_\Omega \vec{A}_2 \tag{II.44}$$

**2.4.1. Formulation des conditions aux limites**

Considérons un plan d'interface  $\Omega$  comme montré dans la figure II.5. Ce plan d'interface  $\Omega$  est composé de trois sous domaines : le domaine diélectrique  $D$ , le domaine métallique  $M$  et le domaine de la source  $S$ . En appliquant les conditions aux limites de chaque domaine, l'opérateur de diffraction de toute la surface  $S_\Omega$  peut être déterminé, puisque c'est la somme des trois opérateurs,  $S_D$ ,  $S_M$ , et  $S_S$  relatifs aux trois sous domaines (diélectrique, métallique et source) respectivement.

Les fonctions indicatrices des trois domaines peuvent être déterminées en utilisant les échelons unitaires D'Heaviside  $H_D$ ,  $H_M$  et  $H_S$  [17] comme montré dans les équation (II.12), (II.13) et (II.45) respectivement :

$$H_S = \begin{cases} 1 & \text{sur le diélectrique} \\ 0 & \text{Par ailleurs} \end{cases} \tag{II.45}$$

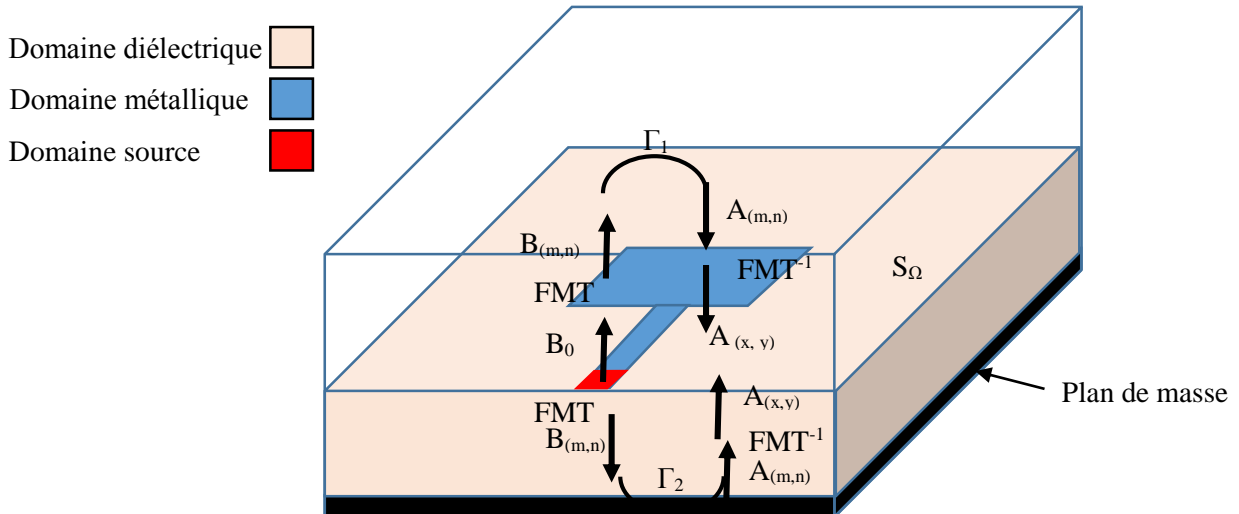


Figure II.5 Concept des ondes dans une antenne planaire

## 2.4.2. L'opérateur de diffraction du domaine de la source Ss

### 3.4.2.1 Source d'excitation supérieure

Une source planaire peut générer des ondes dans un seul milieu, c'est une source unilatérale, la face de la source qui ne produit pas des ondes sera métallisée dans ce cas. Le circuit équivalent dans le cas où la source génère des ondes dans le premier milieu est illustré dans la figure II.6 [20].

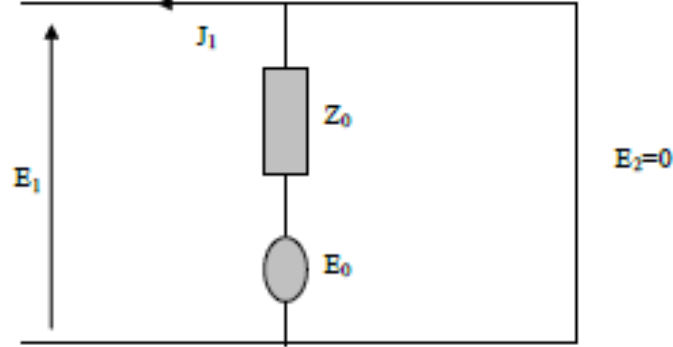


Figure II.6. Circuit équivalent de la source unilatérale dans le milieu 1

En appliquant les conditions aux limites de la source [19] :

$$\vec{E}_{T1} = \vec{E}_0 - Z_{01}(\vec{J}_{T1} + \vec{J}_{T1}) \quad \text{Pour le milieu supérieur} \quad (\text{II.46})$$

$$\vec{E}_{T2} = \vec{0} \quad \text{Pour le milieu inférieur} \quad (\text{II.47})$$

Pour le milieu supérieur l'onde incidente sur la source doit être totalement absorbée et la relation entre les ondes incidentes et réfléchies sera :

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -H_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.48})$$

L'opérateur de diffraction de toute l'interface  $S_\Omega$  est la somme des opérateurs des trois sous domaines, il est donné par :

$$[\widehat{S}_\Omega] = \begin{vmatrix} -H_M + \frac{1-N^2}{1+N^2}H_D + 0xH_S & \frac{2N}{1+N^2}H_D \\ \frac{2N}{1+N^2}H_D & -H_M - \frac{1-N^2}{1+N^2}H_D - H_S \end{vmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Dans l'antenne le plan de masse située à une distance h de l'interface est considéré comme un court-circuit, donc l'expression des admittances des modes sont données par l'équation (II.26).

### 3. Les FSS à double écran

Les FSS à double écran ont été étudiées par plusieurs chercheurs qui ont appliqué différentes méthodes d'analyse [25]. Ces méthodes peuvent être divisées en deux classes : les méthodes numériques et les méthodes approximatives, parmi lesquelles se trouve la technique Scattering Matrix (*SM*).

Dans ce travail une approche utilisant la méthode WCIP et la technique *SM* est présentée. En premier lieu la méthode WCIP est utilisée pour obtenir les caractéristiques des coefficients de réflexion et de transmission des deux FSS séparément, ensuite la technique de la matrice de diffraction (*SM*) est utilisée pour obtenir les caractéristiques de diffraction de la FSS à double écran.

Un avantage de cette technique est qu'elle permet l'analyse des FSS à double écran avec des géométries complexes et des périodicités différentes, ainsi que de faibles efforts de calcul.

Cependant, cette technique présente un inconvénient qui est l'utilisation de ce qu'on appelle une interaction monomode. Cela signifie que seul le mode fondamental est utilisé dans le calcul, ce qui permet d'obtenir des résultats moins précis comparés aux résultats obtenus en utilisant les méthodes numériques [25].

Dans la méthode *SM*, les coefficients de transmission  $T_{1,2}$  et de réflexion  $R_{1,2}$  sont obtenus séparément pour la première et la deuxième structure proposée. En utilisant un seul mode qui se propage entre les deux structures, les résultats finaux des coefficients de transmission et de réflexion pour la structure double écran sont donnés par les deux équation suivantes [25] :

$$T = \frac{T_1 T_2}{1 - R_1 R_2 e^{-2jkd_1}} \quad (\text{II.50})$$

$$R = R_1 + \frac{T_1^2 R_2}{1 - R_1 R_2 e^{-2jkd_1}} e^{-jkd_1} \quad (\text{II.51})$$

Où  $R_1$ ,  $R_2$  et  $T_1$ ,  $T_2$  sont les coefficients de réflexion et de transmission de la première et de la deuxième structure respectivement calculée par la méthode WCIP,  $d_1$  est la distance qui sépare les deux structures come montré dans la figure II.7.

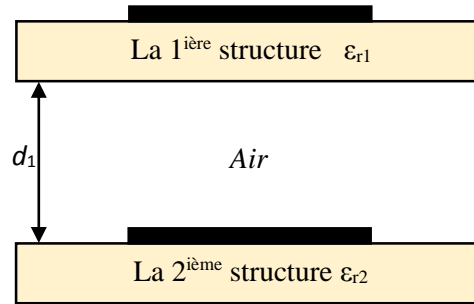


Figure II.7 FSS à double écran

#### 4. Critères de convergence de la méthode WCIP

Dans la méthode WCIP, la convergence est assurée indépendamment du motif métallique à l'interface [24]. Une fois la convergence atteinte Le processus itératif est arrêté. La convergence est observée en comparant l'admittance de l'itération actuelle avec l'admittance de l'itération précédente Une erreur relative inférieure à  $10^{-2}$  est nécessaire pour arrêter la procédure itérative et fournir des résultats précis. Lorsque la fréquence de fonctionnement est loin de la résonance, la convergence est rapidement atteinte, donc le nombre des itérations nécessaires diminue à mesure que l'on s'éloigne de la résonance. Ainsi, le besoin d'un algorithme adaptatif pour choisir le nombre des itérations nécessaires pour atteindre la convergence à chaque fréquence de fonctionnement est pertinent, mais ceci entraîne un gain de temps de calcul important.

L'admittance d'entrée  $Y_{in}$  vue par la source d'excitation est calculée à chaque itération et à chaque fréquence de fonctionnement. Les parties réelle et imaginaire de l'admittance de  $Y_{in}$  à la fréquence est inférieur à la fréquence de résonance sont représentées sur la Figure.II.8 en fonction du nombre des itérations pour une fréquence de fonctionnement donnée où trois régions différentes sont présentes : région de transition, région chaotique et région de convergence. Une fois la convergence obtenue,  $Y_{in}$  ne varie pas avec l'augmentation du nombre d'itérations comme montré dans la figure II.8

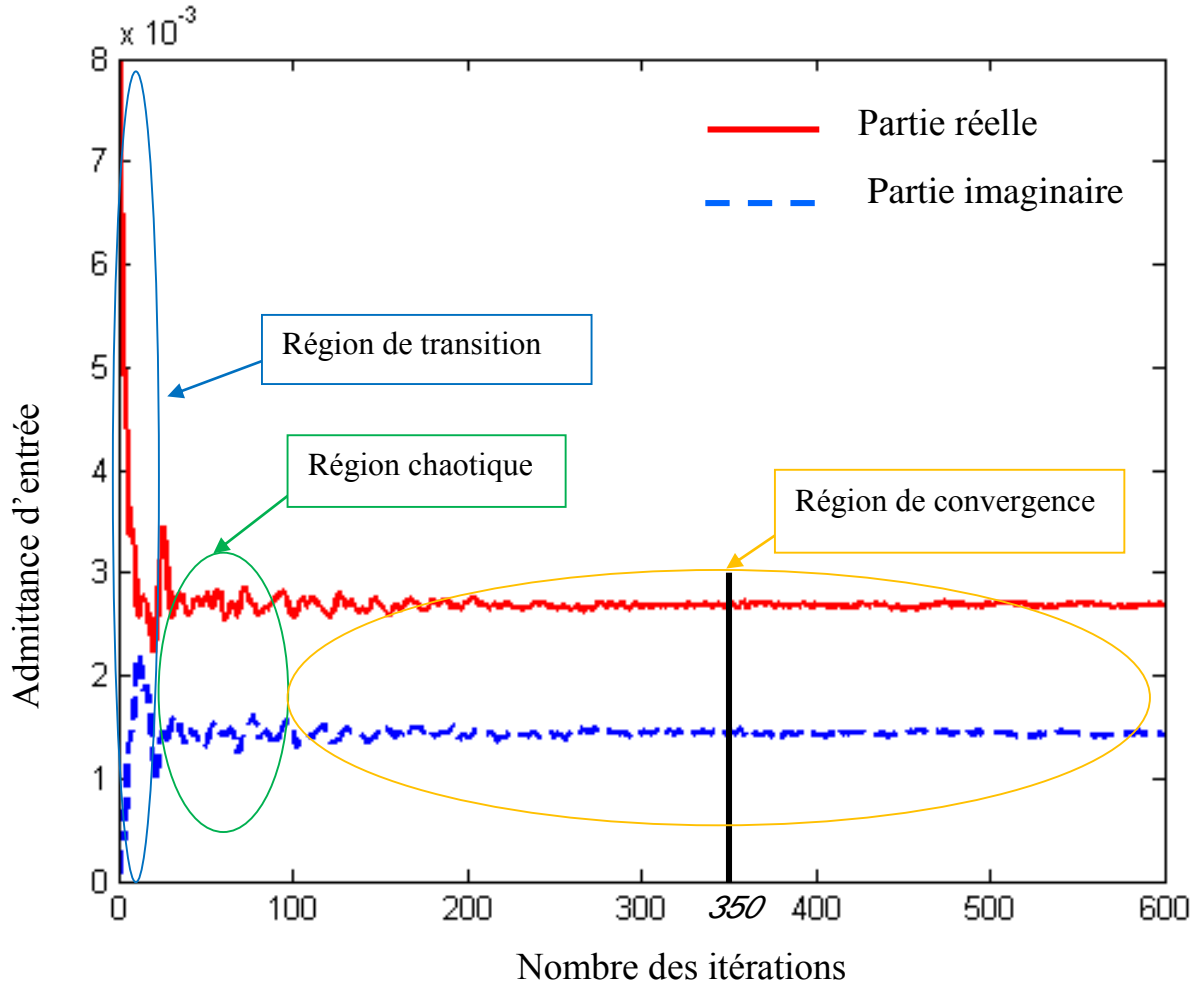


Figure II .8. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations

La procédure itérative est arrêtée après 350 itérations. L'erreur relative dans la partie réelle de l'admittance d'entrée dans la région de convergence par rapport à l'itération précédente est calculée pour la 350ème itération, la 351ème itération, la 352ème itération et la 353ème itération. Les erreurs relatives varient de  $5,97 \times 10^{-3}$  à  $8,21 \times 10^{-3}$ . L'erreur relative devrait diminuer, mais ce n'est pas le cas en raison du profil quasi oscillatoire de l'admittance de la région de convergence. Pour pallier cet inconvénient, la technique de la moyenne mobile qui est une moyenne de l'admittance d'entrée sur une plage de 50 itérations par exemple doit être adoptée. Cette technique permet de lisser la courbe en filtrant les oscillations et, par conséquent, l'erreur relative diminue d'une itération à la prochaine itération dans la région de convergence.

La technique de la moyenne mobile permet une prédiction précoce de la convergence. Il est résumé dans [11]:

$$Y_{in}^{(k)} = \frac{1}{L} \sum_{(p=k+1-L)}^k Y_{in}^{(p)} \quad (\text{II.52})$$

Où  $L$  est le nombre d'itérations utilisées pour calculer les valeurs moyennes mobiles à chaque itération effectuée.

Figures II.9 (a) et (b) représentent la variation des parties réelle et imaginaire respectivement de l'admittance d'entrée en fonction des itérations en utilisant la moyenne mobile et en prenant  $L=150$ .

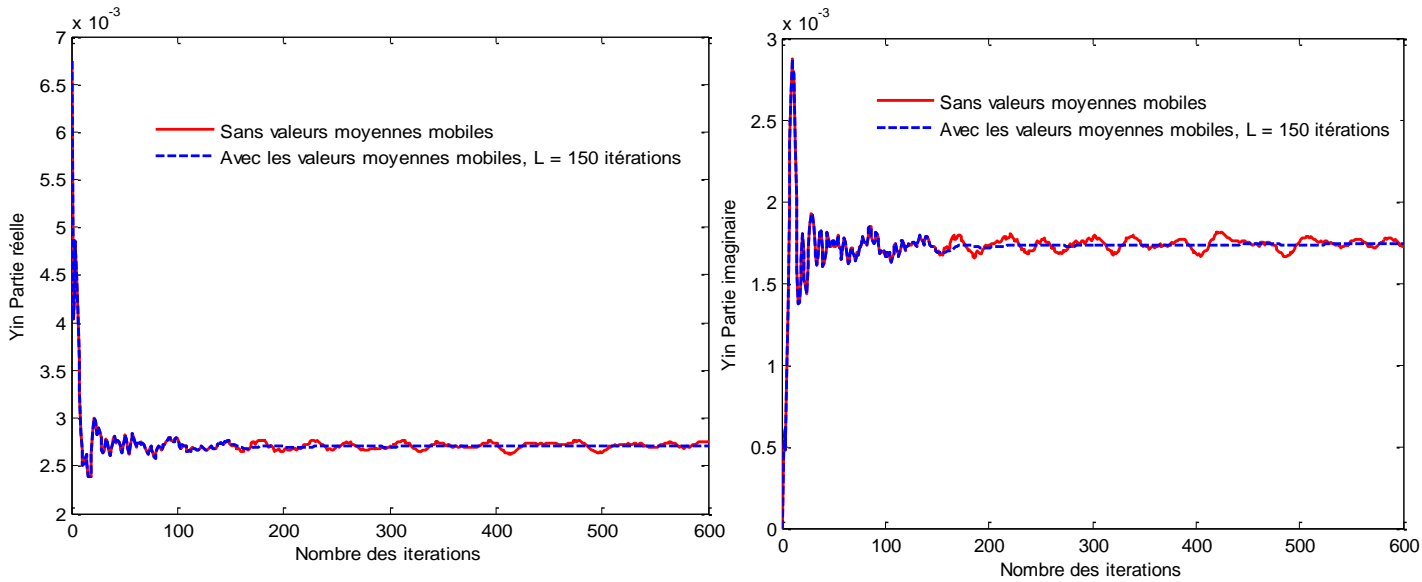


Figure II .9. Variation de l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  en fonction du nombre des itérations  
(a) Partie réelle  
(b) partie imaginaire

## 5. Exemples d'applications

Dans cette partie plusieurs exemples d'applications de la méthode itérative sont présentés.

### 5.1. Surfaces sélectives en fréquence (FSS)

L'analyse d'une structures FSS à base d'un patch rectangulaire métallique par la méthode WCIP est proposée, afin d'obtenir la fréquence de résonance, l'admittance d'entrée, le champ électrique, et la densité de courant de la structure. Les dimensions de la structure sont :  $a=b=2.2\text{cm}$ ,  $W=7\text{mm}$ ,  $L=10\text{mm}$ , l'épaisseur du substrat  $h=1.5\text{mm}$  et la constante diélectrique est  $\epsilon_r=3.9$  [21] (Figure II.10). Un maillage de 80 par 80 pixels est utilisé et le processus itératif est arrêté après 350 itérations.

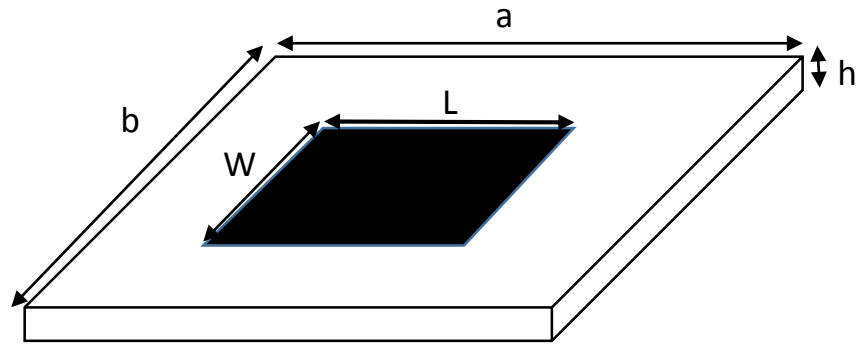
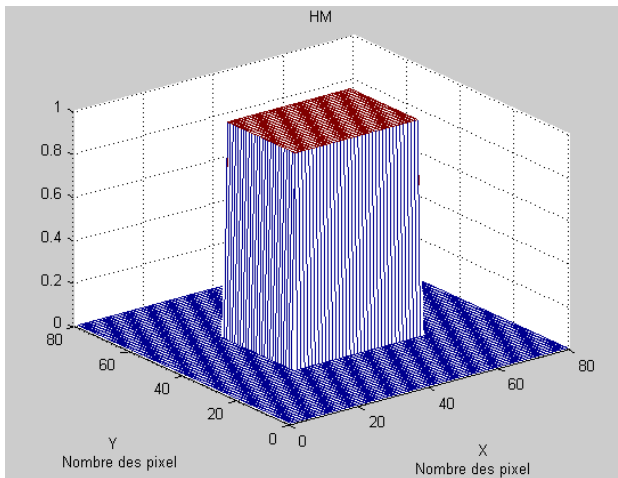
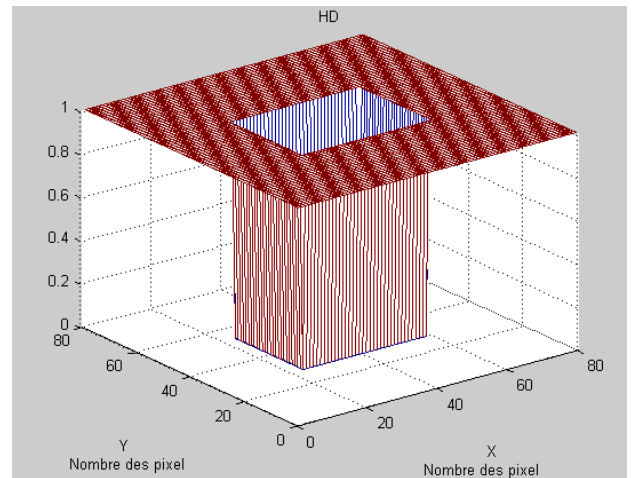


Figure II.10. Cellule unitaire d'une structure FSS à patch métallique

Les fonctions indicatrices du domaine métallique  $H_M$  et du domaine diélectrique  $H_D$  sont représentées dans les figures II.11 (a) et II.11(b) respectivement.



(a)



(b)

Figure II.11. Fonctions indicatrices des domaines :

- (a) Domaine métallique  $H_M$
- (b) Domaine diélectrique  $H_D$

### 5.1.1. Coefficient de transmission du FSS à forme patch

La figure II.12 représente le coefficient de transmission en dB obtenu par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS et les mesures. La structure est excitée par une onde plane en incidence normale dans la direction  $x$ . la fréquence de résonance donnée par la méthode WCIP est à environ 9.33GHz tandis que la fréquence donnée par le logiciel HFSS et les mesures sont 9.25GHz 9.55GHz respectivement, avec une erreur de la fréquence de résonance entre les résultats obtenus par la méthode WCIP et les mesures d'environ 2.62%.



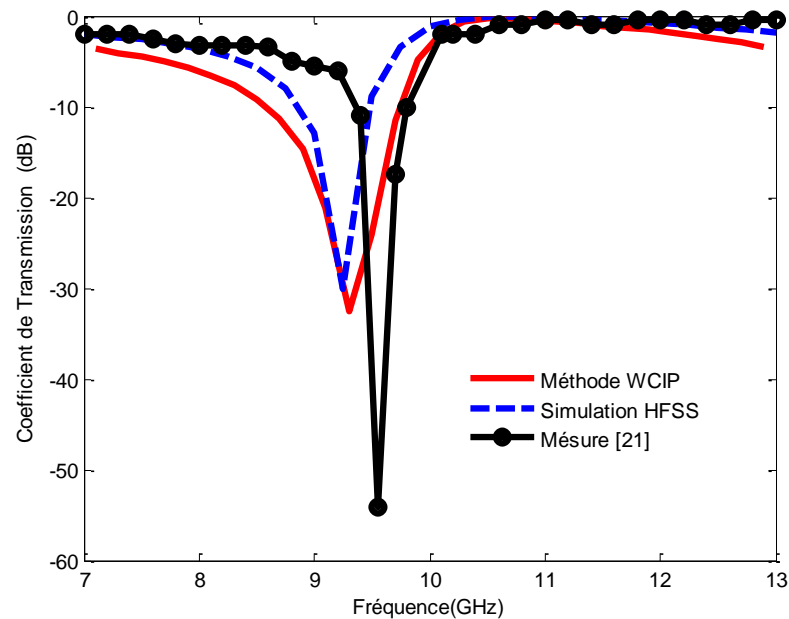


Figure II.12. Coefficient de transmission par la méthode WCIP, le logiciel HFSS et les mesures

### 5.1.2. Champ électrique et densité de courant

Les champs électriques tangentiels et la densité du courant tangentiel à la surface sur les deux côtés de l'interface sont tracés à la fréquence de résonance égale à 9.33GHz. Le champ électrique de la structure est donné par la figure II.13. Le champ est nul sur le métal ce qui confirme les conditions aux limites.

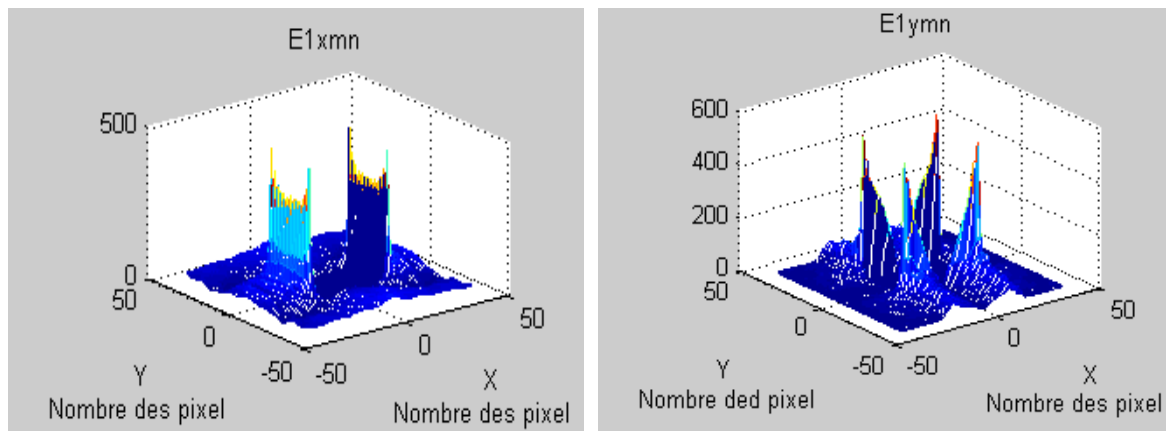


Figure II.13. Champ électrique à la fréquence de résonance.

La densité du courant électrique est donnée par la figure II.14, le courant représente une arche de sinus sur le métal ce qui vérifie les conditions aux limites à la fréquence de résonance, le courant est max, à la même valeur de fréquence le champ électrique est nul sur le métal mais aux bords du métal il devient max ce qui explique la forme en V du champ électrique.

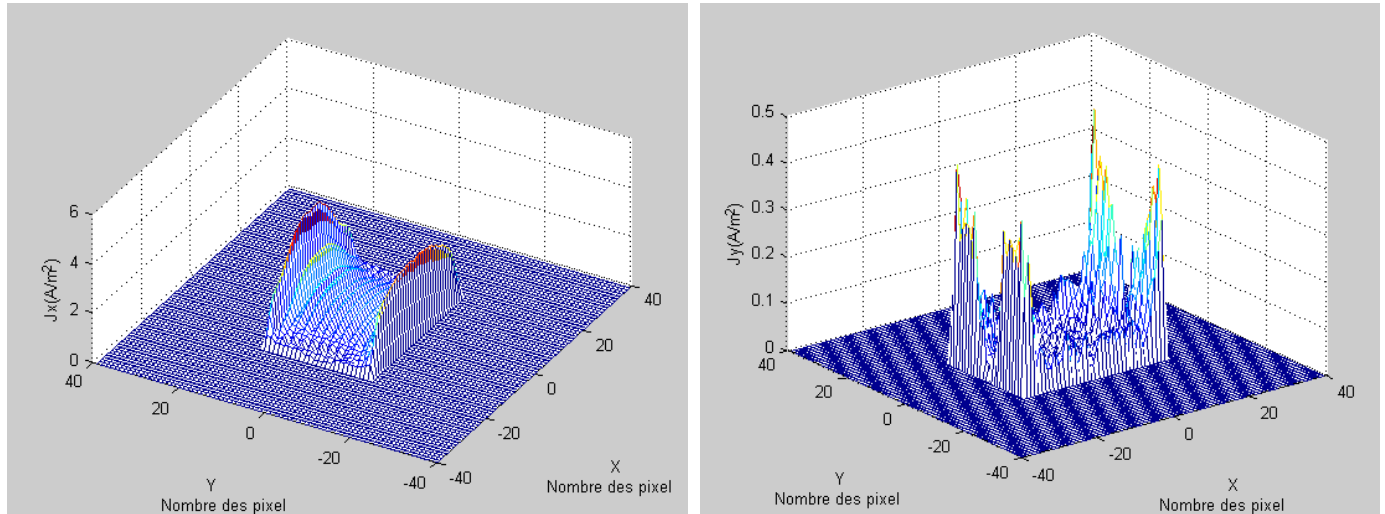


Figure II.14. Densité du courant à la fréquence de résonance.

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. Les figures II.15, II.16 et II.17 montrent l'admittance d'entrée du patch rectangulaire pour trois valeurs de la fréquence, à une valeur inférieure à la fréquence de résonance égale à 3 GHz, à la fréquence de résonance 9.33 GHz, et à une valeur supérieure à la fréquence de résonance égale à 13 GHz, respectivement.

D'après la figure (II.15), le processus itératif peut être arrêté à 350 itérations. Dans la figure (II.16), on constate que le processus itératif peut être arrêté à 350 itérations. Pour une fréquence de 9.33 GHz très proche de la fréquence de résonance, même après 600 itérations, le processus itératif de la structure ne converge pas rapidement puisque, à cette valeur de fréquence, les pertes d'énergie sont négligeables. Pour une fréquence de 13 GHz supérieure à la fréquence de résonance (Figure II.17), la structure converge dès 350 itérations, le processus itératif peut être arrêté à ce nombre d'itérations.

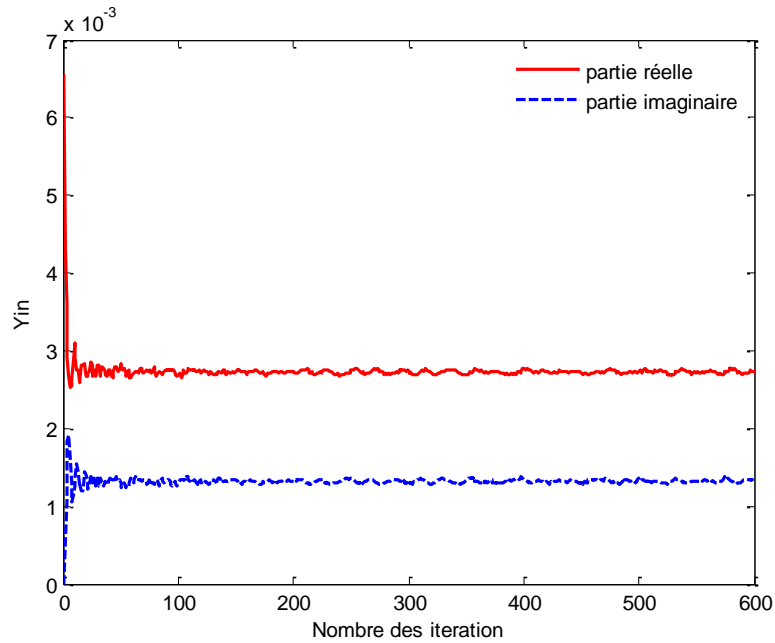


Figure II. 15. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance 3GHz.

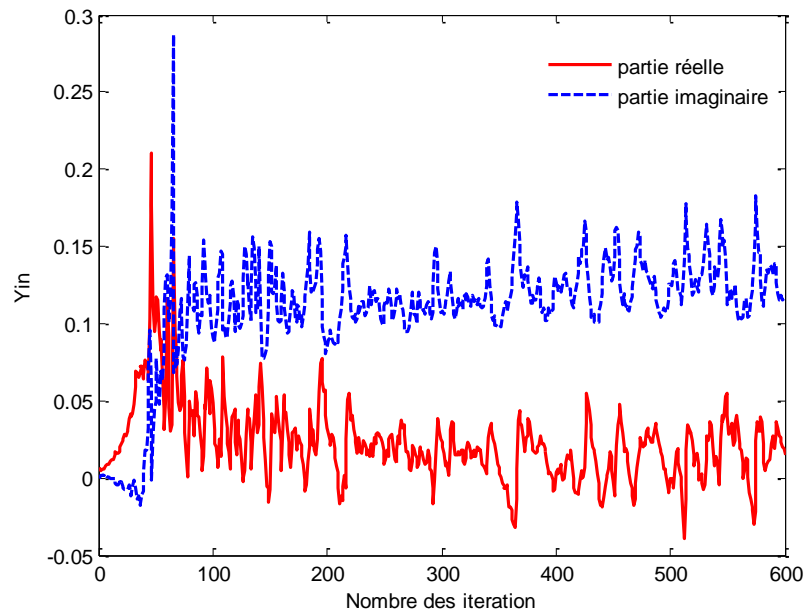


Figure II. 16. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence égale à la fréquence de résonance 9.33GHz

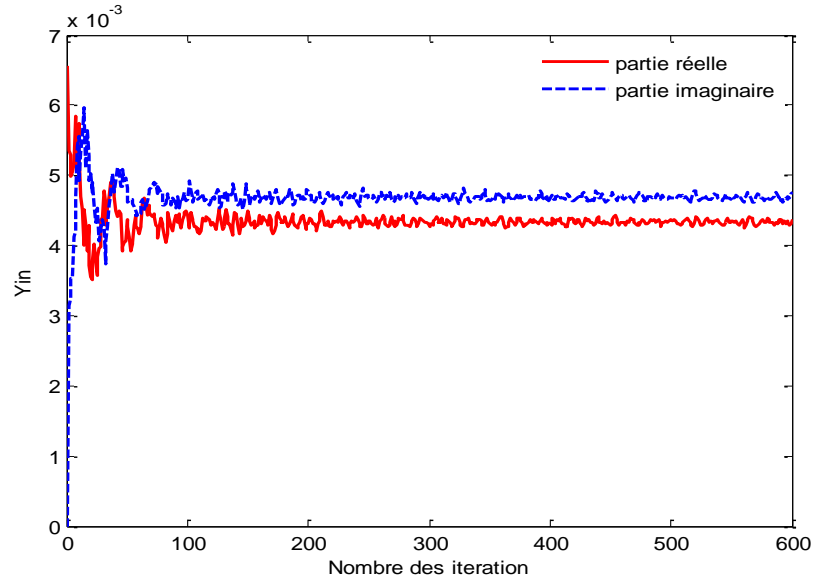


Figure II. 17. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance 13 GHz.

## 5.2. Surfaces sélectives en fréquence à diode PIN

Cet exemple, présente l'étude d'une structures FSS à base d'un ruban métallique avec une diode PIN insérée au centre du ruban par la méthode WCIP. Les dimensions de cette structure sont :  $a=b=2\text{cm}$ ,  $W=1\text{mm}$ ,  $L=10\text{mm}$ , l'épaisseur du substrat  $h=1\text{mm}$  et la constante diélectrique est  $\epsilon_r=4.4$ , les dimensions de la diode sont  $1\text{mm}\times 1\text{mm}$ . Lorsque la diode est polarisée en inverse à  $-30\text{V}$  elle est modélisée comme une résistance de  $4\text{k}\Omega$  en parallèle avec un condensateur de  $0,052\text{ pF}$ . Elle peut être modélisée comme une résistance de  $1\Omega$  lorsqu'elle est polarisée en direct [18][22]. Un maillage de 80 par 80 pixels est utilisé et les résultats sont consignés après 350 itérations.

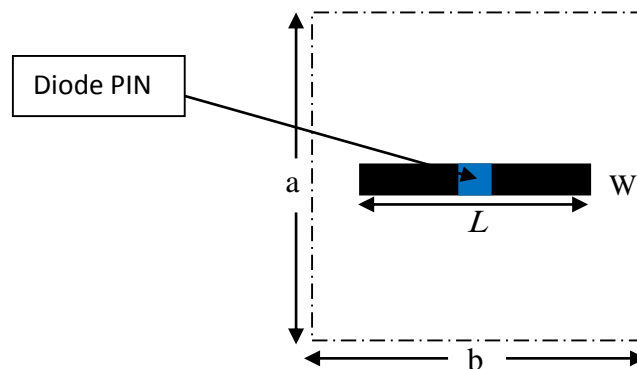


Figure II.18. Cellule unitaire d'une structure FSS à ruban métallique avec une diode PIN

Les fonctions indicatrices du domaine métallique  $H_M$ , du domaine diélectrique  $H_D$  et du domaine charge  $H_Z$  sont représentées dans les figures II.19 (a), II.19(b) et II.19(c) respectivement.

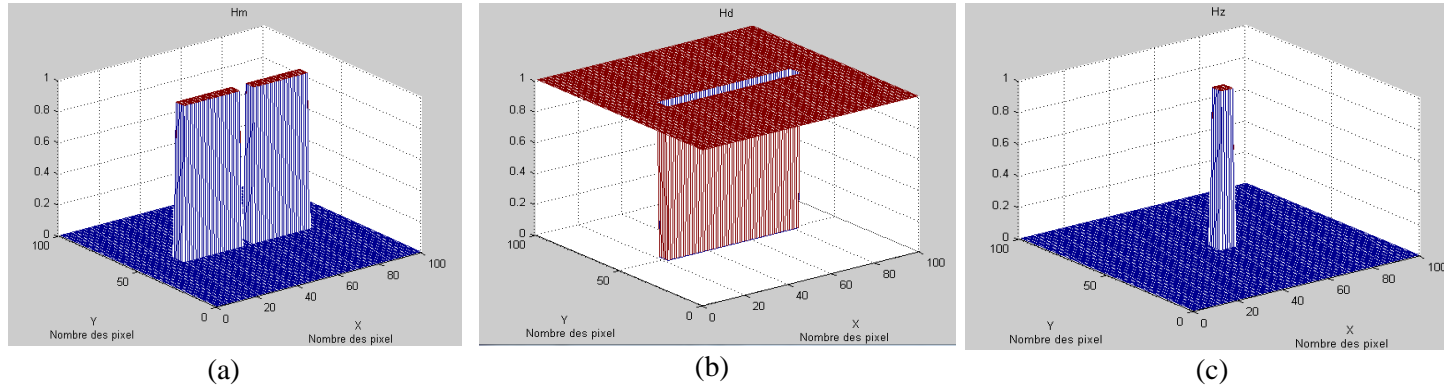


Figure II.19. Fonctions indicatrices des domaines :  
 (a) Domaine métallique  $H_M$   
 (b) Domaine diélectrique  $H_D$   
 (c) Domaine charge  $H_Z$

### 5.2.1. Coefficients de transmission

Les figure II.20 et II.21 représentent les coefficients de transmission obtenus par la méthode WCIP, pour les deux cas *OFF* et *ON* de la diode respectivement.

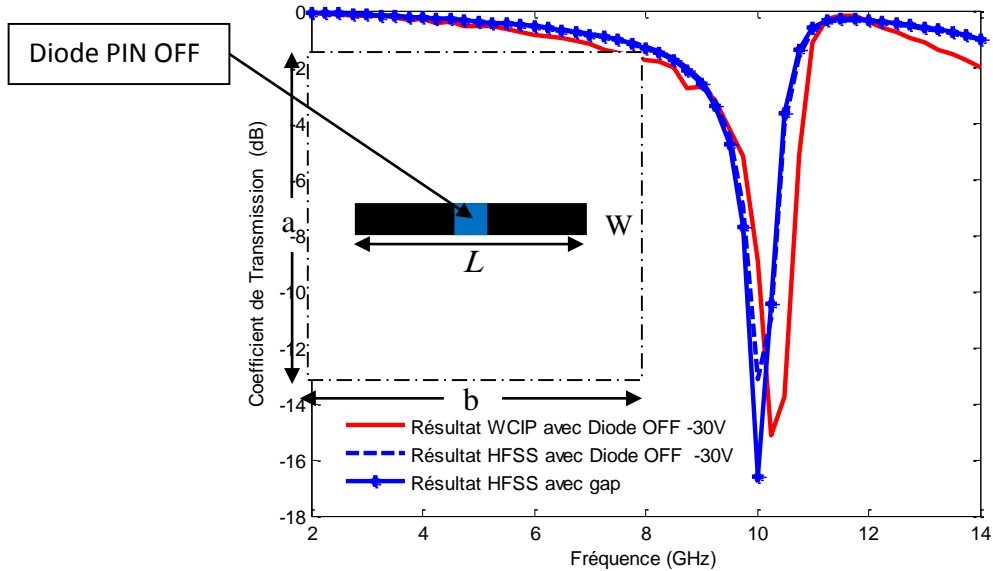


Figure. II.20. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'un ruban métallique FSS avec une diode polarisée en inverse (OFF) au centre du ruban

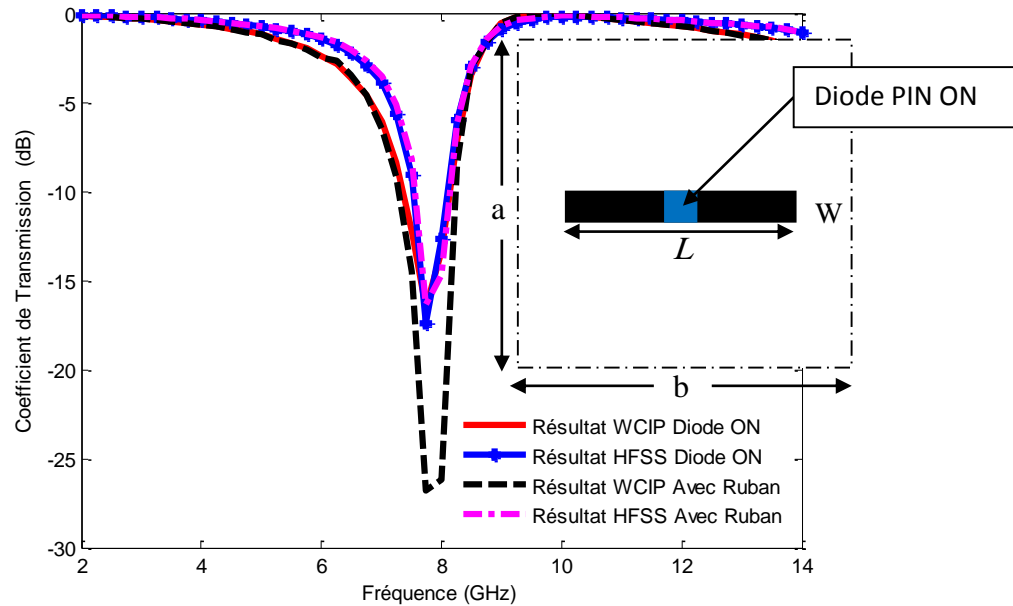


Figure. II.21. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence d'un ruban métallique FSS avec une diode polarisée en direct (ON) au centre du ruban.

### 5.3. Surface sélective en fréquence chargée à base d'un anneau métallique par une capacité

La figure II.22 montre la géométrie d'une FSS à base d'un anneau circulaire diélectrique chargée par une capacité. La méthode WCIP est utilisée afin d'obtenir la fréquence de résonance, les fonctions indicatrices des trois domaines  $H_M$ ,  $H_D$  et  $H_Z$  et le coefficient de réflexion à plusieurs valeurs de la capacité variant de 0.05pF, 0.15pF et 0.3pF respectivement. Les dimensions de cette structure sont :  $a=b=2\text{cm}$ . Les dimensions de l'anneau sont limitées par un cercle intérieur de rayon  $r_1 = 3,5\text{mm}$  et un cercle extérieur de rayon  $r_2 = 4,03\text{mm}$ . L'anneau est imprimé sur un diélectrique de permittivité relative de  $\epsilon_r = 2,4$  et une épaisseur de  $h = 0,102\text{mm}$  [18]. Un maillage de 80 par 80 pixels est utilisé et les résultats sont obtenus après 350 itérations.

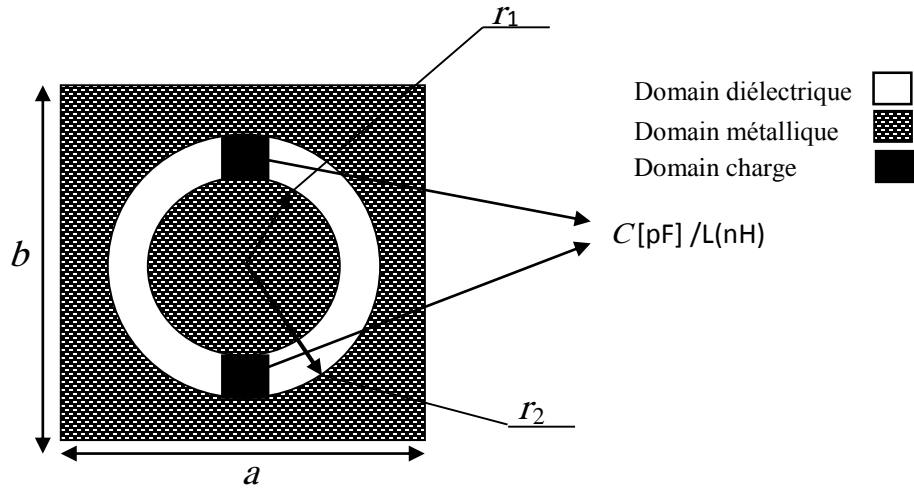


Figure.II.22. FSS à base d'un anneau circulaire chargée par une capacité

Les fonctions indicatrices des domaines métallique  $H_M$ , diélectrique  $H_D$  et de charge  $H_Z$  sont représentées dans les figures II.23 (a), II.23(b) et II.23(c) respectivement.

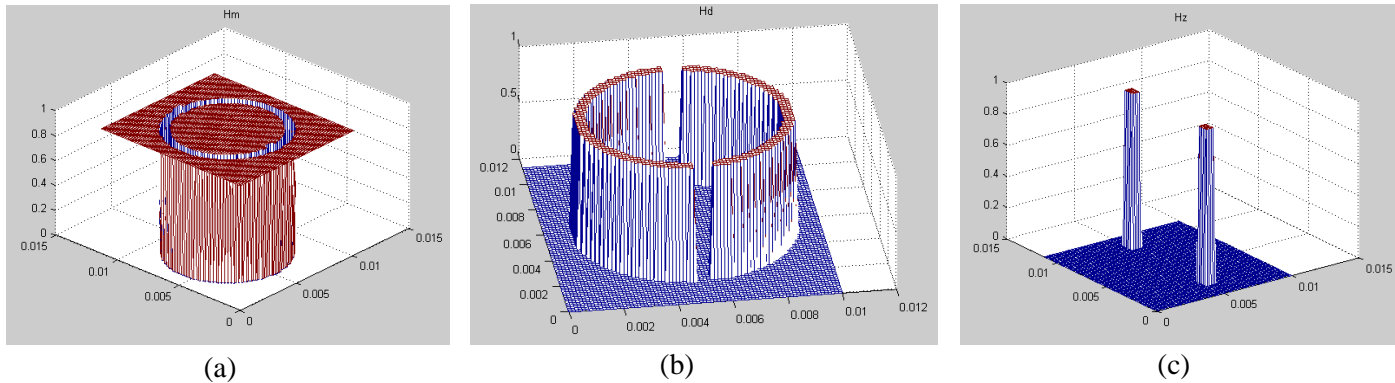


Figure II.23. Fonctions indicatrices des domaines :  
 (a) Domaine métallique  $H_M$  (b) Domaine diélectrique  $H_D$  (c) Domaine charge  $H_Z$

### 5.3.1. Coefficients de réflexion

La figure II.24 représentent les coefficients de réflexion d'une FSS à anneau diélectrique non chargé est résonne à une fréquence de longueur d'onde  $\lambda$  approximativement égale à la circonférence de la fente en anneau, la fréquence est environ de 13GHz est déterminé par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS et les résultats de la mesure [18], et une autre FSS est chargé par une capacité allant de 0.05pF.

Les figures II.24, II.25 et II.26 représentent les coefficients de réflexion obtenus par la méthode WCIP comparés avec les résultats obtenus par le logiciel HFSS et les résultats des mesures [18] pour

différentes valeurs de la capacité allant de 0.05pF, 0.15pF et 0.3pF respectivement avec les fréquences de résonance sont 10.5GHz donné par la méthode WCIP, 10.7GHz par HFSS et 11GHz donné par les mesures avec la valeur du capacité  $C=0.05\text{pF}$  avec une erreur égale à 4.54%.

Les fréquences de résonance sont 7.5GHz donné par la méthode WCIP, 8.1GHz par HFSS et 8.1GHz donné par les mesures avec la valeur du capacité  $C=0.15\text{pF}$  avec une erreur égale à 7.40%. Les fréquences de résonance sont 6GHz donné par la méthode WCIP, 6.2GHz par HFSS et 6.2GHz donné par les mesures avec la valeur du capacité  $C=0.15\text{pF}$  avec une erreur égale à 3.23%, d'après les figures, lorsque la valeur de la capacité augmente la fréquence de résonance diminue.

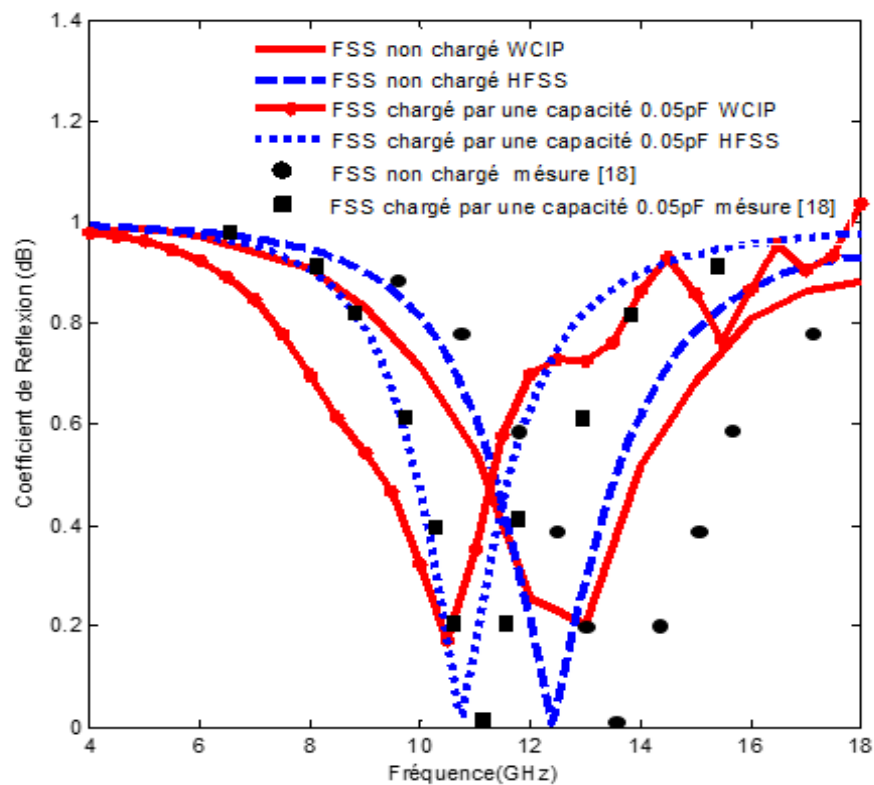
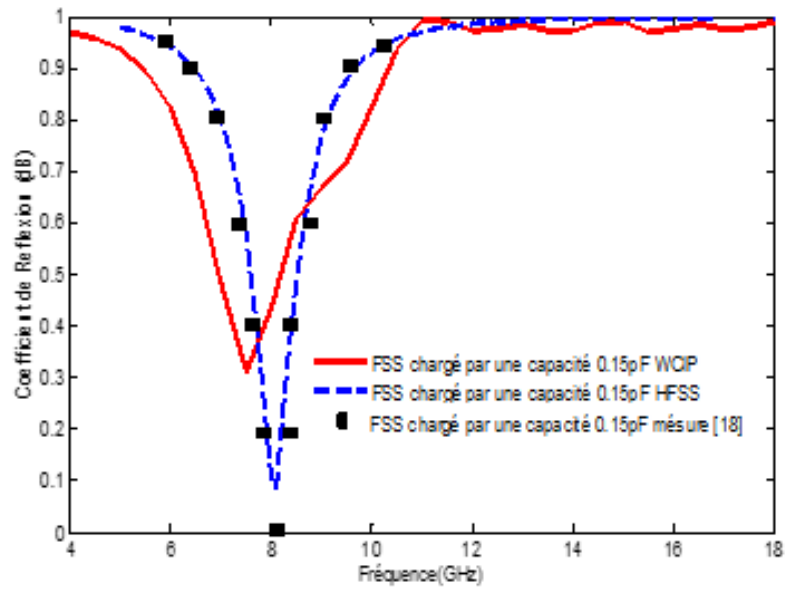
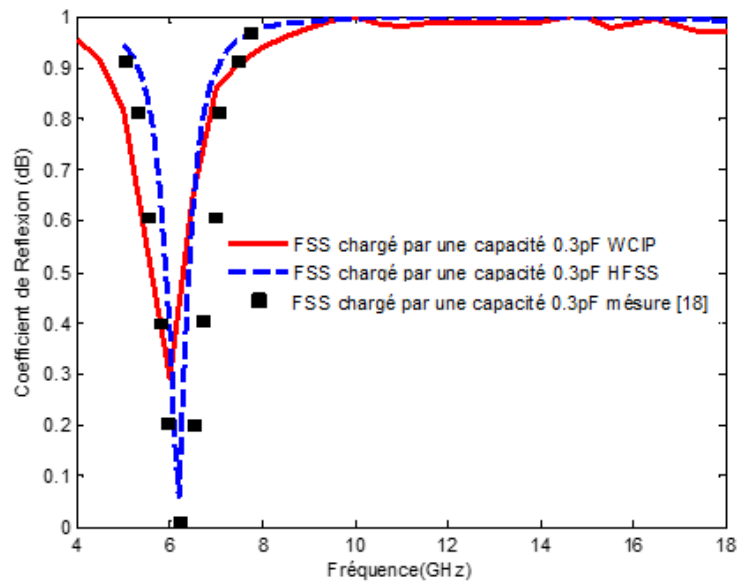


Figure. II.24. Coefficient de réflexion d'une FSS chargée par une capacité  $C=0.05\text{pF}$



Figure. II.25. Coefficient de réflexion d'une FSS chargée par une capacité  $C=0.15\text{pF}$ Figure. II.26. Coefficient de réflexion d'une FSS chargée par une capacité  $C=0.30\text{pF}$

#### 5.4. Surfaces sélectives en fréquence à base d'un anneau diélectrique chargée par une inductance

La figure II.27 montre la géométrie d'une FSS à base d'un anneau circulaire diélectrique avec une inductance insérer en haut et en bas de l'anneau diélectrique. La fréquence de résonance, les fonctions indicatrices des trois domaines  $H_M$ ,  $H_D$  et  $H_Z$  et le coefficient de réflexion pour plusieurs valeurs de l'inductance variant entre 2nH, 3nH et 5nH sont calculés par la méthode WCIP. Les dimensions de cette structure sont :  $a=b=2\text{cm}$ . Les dimensions de l'anneau sont limitées par un cercle intérieur de rayon  $r_1 = 3,5 \text{ mm}$  et un cercle extérieur de rayon  $r_2 = 4,03\text{mm}$ . Le substrat sur lequel les anneaux sont imprimés a une permittivité relative de  $\epsilon_r = 2,4$  et une épaisseur de  $h = 0,102\text{mm}$  [18]. Un maillage de 80 par 80 pixels est utilisé et les résultats sont arrêtés après 350 itérations.

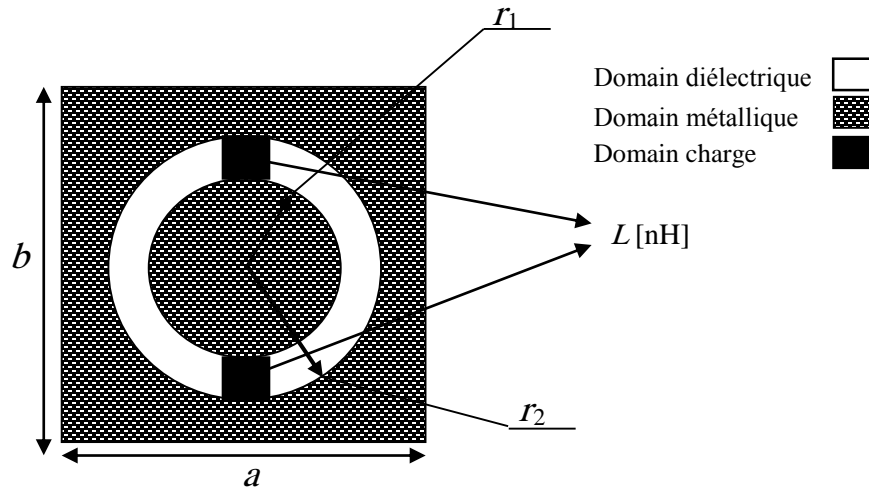


Figure.II.27. FSS Anneaux circulaire chargé par une inductance

##### 5.4.1. Coefficients de réflexion

La figure II.28 représentent les coefficients de réflexion d'une FSS à anneau diélectrique non chargé est résonne à une fréquence de longueur d'onde  $\lambda$  approximativement égale à la circonférence de la fente en anneau, la fréquence est environ de 13GHz est déterminé par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS et les résultats de la mesure [18], et une autre FSS est chargé par une inductance allant de 2nH.

Les figure II.28, II.29 et II.30 représentent les coefficients de réflexion obtenus par la méthode WCIP et validés par logiciel HFSS et les résultats des mesures pour différentes valeurs de l'inductance allant de 2nH à 3nH jusqu'à 5nH. D'après les résultats de la figure il est clair que lorsque la valeur de l'inductance augmente la fréquence de résonance diminue.

Les fréquences de résonance sont 15.5GHz donné par la méthode WCIP, 16.5GHz par HFSS et 17GHz donné par les mesures avec la valeur de l'inductance  $L=2nH$  avec une erreur égale à 8.82%.

Les fréquences de résonance sont 15GHz donné par la méthode WCIP, 15.6GHz par HFSS et 16GHz donné par les mesures avec la valeur de l'inductance  $L=3nHpF$  avec une erreur égale à 6.25%. Les fréquences de résonance sont 14GHz donné par la méthode WCIP, 14.8GHz par HFSS et 15.2GHz donné par les mesures avec la valeur de l'inductance  $L=5nH$  avec une erreur égale à 7.89%.

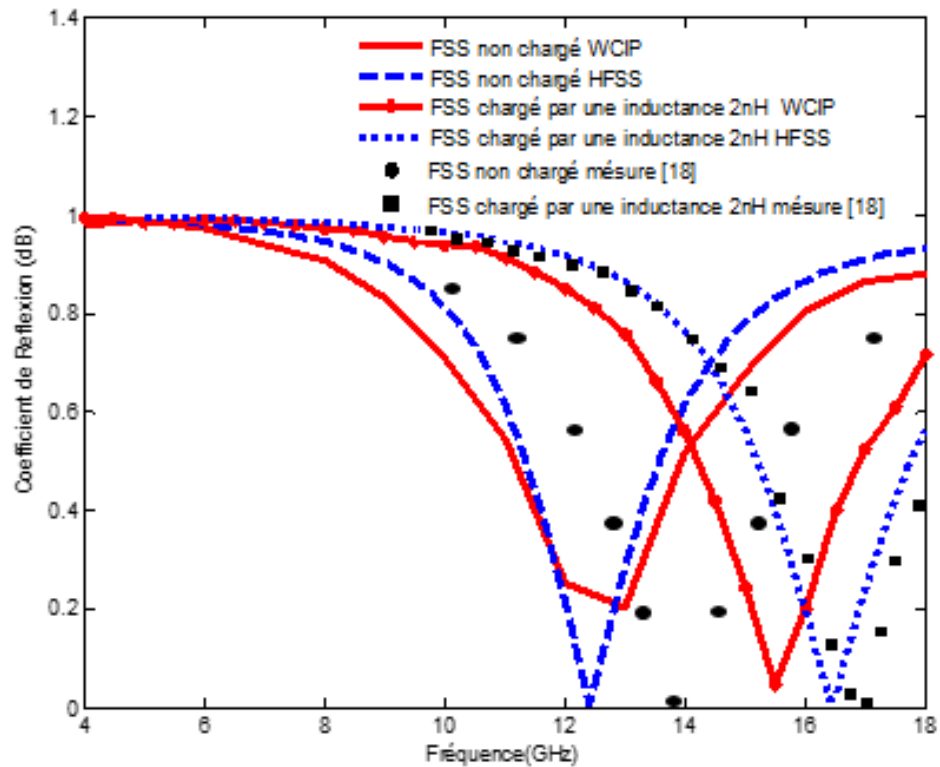


Figure II.28 Coefficient de réflexion d'une FSS à anneau circulaire diélectrique Chargé par une inductance  $L=2nH$

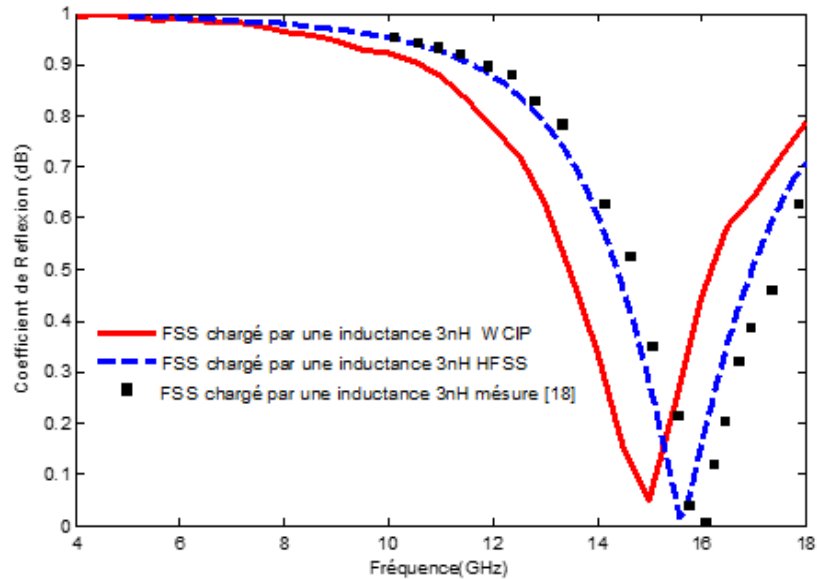


Figure II.29 Coefficient de réflexion d'une FSS à anneau circulaire diélectrique  
Chargé par une inductance  $L=3\text{nH}$

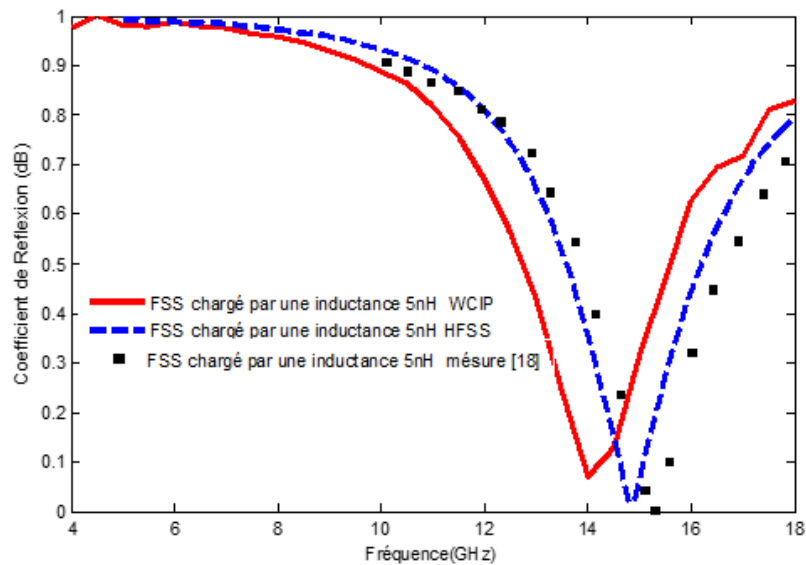


Figure II.30 Coefficient de réflexion d'une FSS à anneau circulaire diélectrique  
Chargé par une inductance  $L=5\text{nH}$

### 5.5. Antennes micro ruban

l'analyse d'une antenne à base d'un patch métallique avec encoches (figure II.31) par la méthode WCIP est présentée. Les dimensions de cette structure sont :  $a=b=2.2\text{cm}$ ,  $W_p=10.4\text{mm}$ ,  $L_p=7.4\text{mm}$ ,  $W_f=1.9\text{mm}$ ,  $L_f=7.7\text{mm}$ ,  $L_g=2.4\text{mm}$ ,  $W_g=4.11\text{mm}$ , l'épaisseur du substrat  $h=1.59\text{mm}$  et la constante

diélectrique est le Arlon 25FR 3.43 [23]. Un maillage de 32 par 32 pixels est utilisé et les résultats sont arrêtés après 350 itérations.

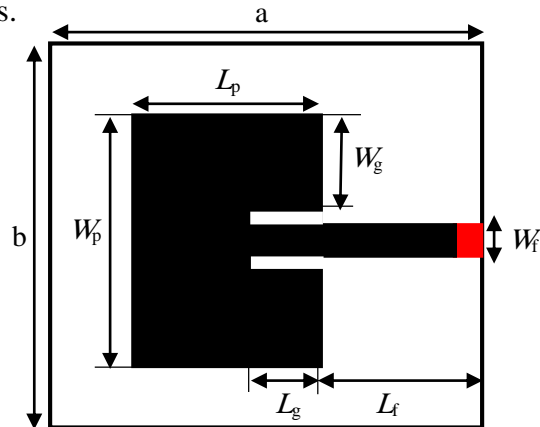


Figure II.31. Antenne micro ruban à patch rectangulaire avec encoche

### 5.5.1. Coefficients de réflexion de l'antenne

La figure II.32 représente le coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par la méthode WCIP et comparé avec les résultats du HFSS et les simulations de la littérature [23]. L'antenne est excitée par une onde plane en incidence normale dans la direction  $x$ .

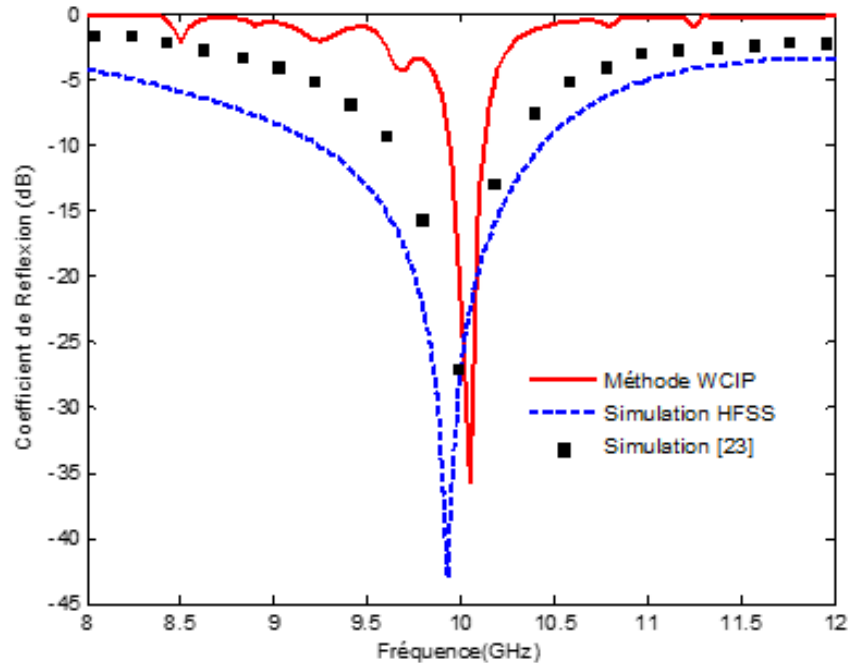


Figure II.32. Coefficient de réflexion d'une antenne à encoche.

Les fonctions indicatrices des domaines métallique  $H_M$ , diélectrique  $H_D$  et de la source  $H_S$  sont représentées dans les figures II.33 (a), II.33(b) et II.33(c) respectivement.

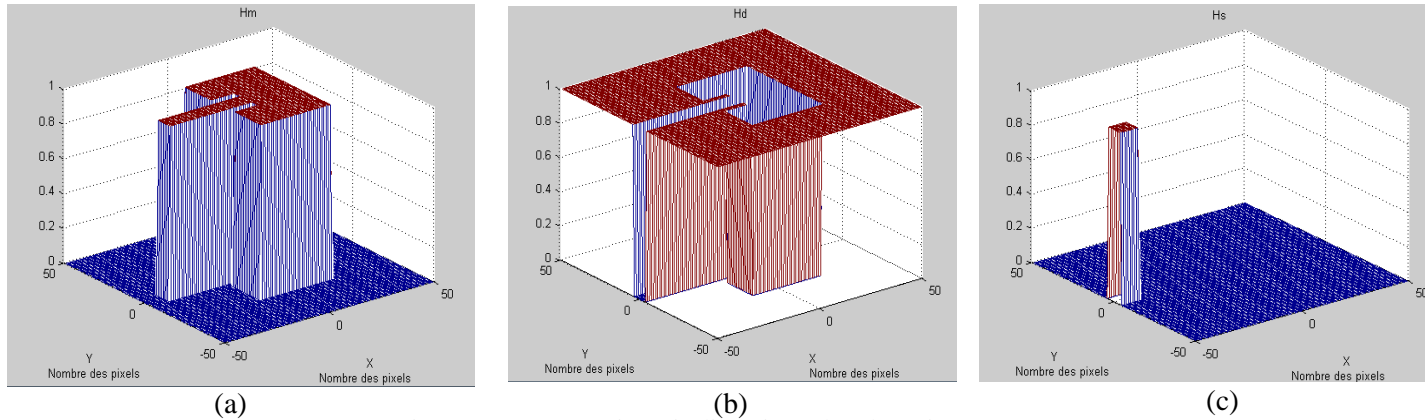


Figure II.33. Fonctions indicatrices des domaines :

- (a) Domaine métallique  $H_M$
- (b) Domaine diélectrique  $H_D$
- (c) Domaine charge  $H_S$

Pour pouvoir vérifier la convergence, l'admittance d'entrée  $Y_{in}$  vue par la source est calculée en fonction du nombre des itérations. Les figures II.34, II.35 et II.36 montrent l'impédance d'entrée de l'antenne pour trois valeurs de la fréquence : à une valeur inférieure à la fréquence de résonance égale à 6 GHz, à la fréquence de résonance 10.1 GHz, et à une valeur supérieure à la fréquence de résonance égale à 14 GHz, respectivement.

D'après la figure (II.35), le processus itératif peut être arrêté à 350 itérations. Pour une fréquence de 10.1 GHz très proche de la fréquence de résonance, même après 600 itérations, le processus itératif de la structure ne converge pas rapidement puisque, à cette valeur de fréquence, les pertes d'énergie sont négligeables. Pour une fréquence de 14 GHz (supérieure à la fréquence de résonance), figure (II.36), la structure converge dès 350 itérations, le processus itératif peut être arrêté à ce nombre d'itérations.

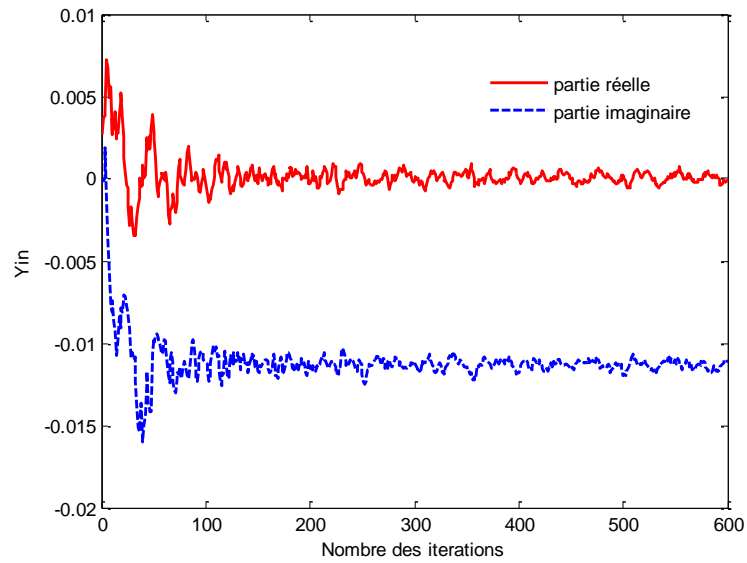


Figure II. 34. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance 6GHz.

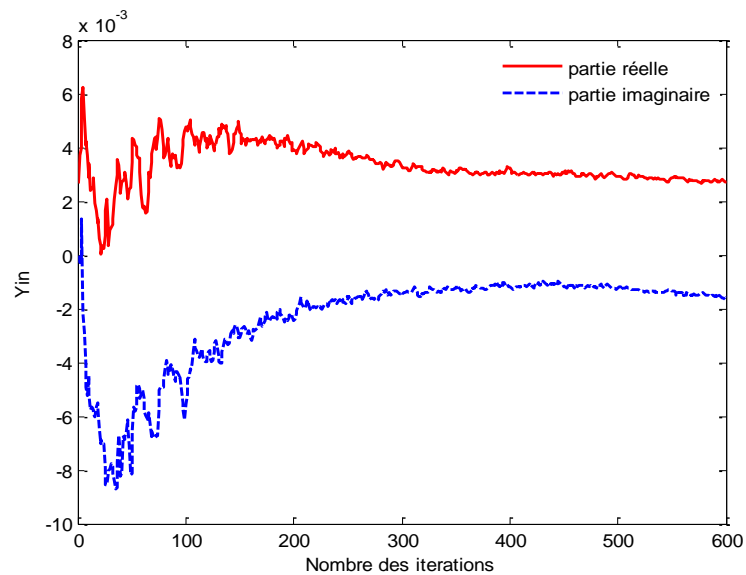


Figure II. 35. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence égale à la fréquence de résonance 10.1GHz.

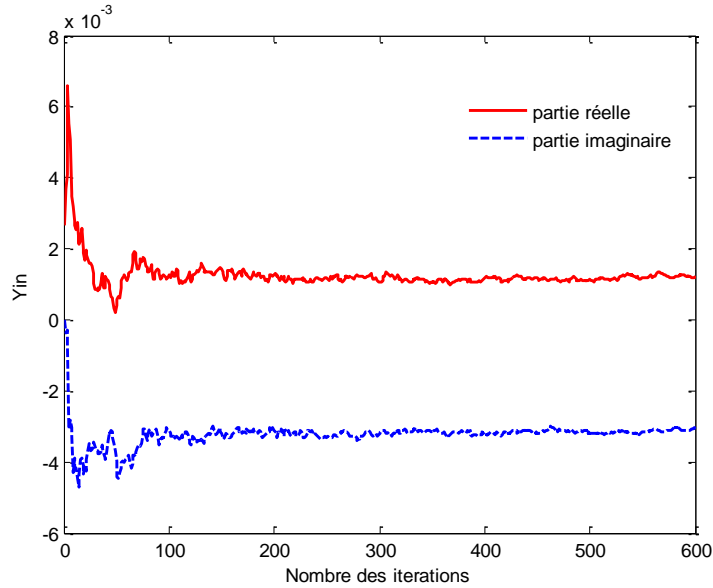


Figure II. 36. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance 14 GHz

## 5.6. Validation de la technique WCIP-SM

Dans cet exemple, l'étude de deux structures FSS à base d'un anneau rectangulaire métallique par la méthode WCIP-SM est présentée, Les dimensions de deux structures sont  $a=b=2.2\text{cm}$ ,  $W_1=9.8\text{mm}$ ,  $L_1=9.8\text{mm}$ ,  $W_2=8.2\text{mm}$ ,  $L_2=8.2\text{mm}$ ,  $W=2\text{mm}$ , l'épaisseur des substrats  $h=0.95\text{mm}$  et la constante diélectrique est la fibre de glasses [25]. Les deux structures sont mises en cascade comme illustré par la figure II.37. Un maillage de 200 par 200 pixels est utilisé et les résultats sont arrêtés après 350 itérations.



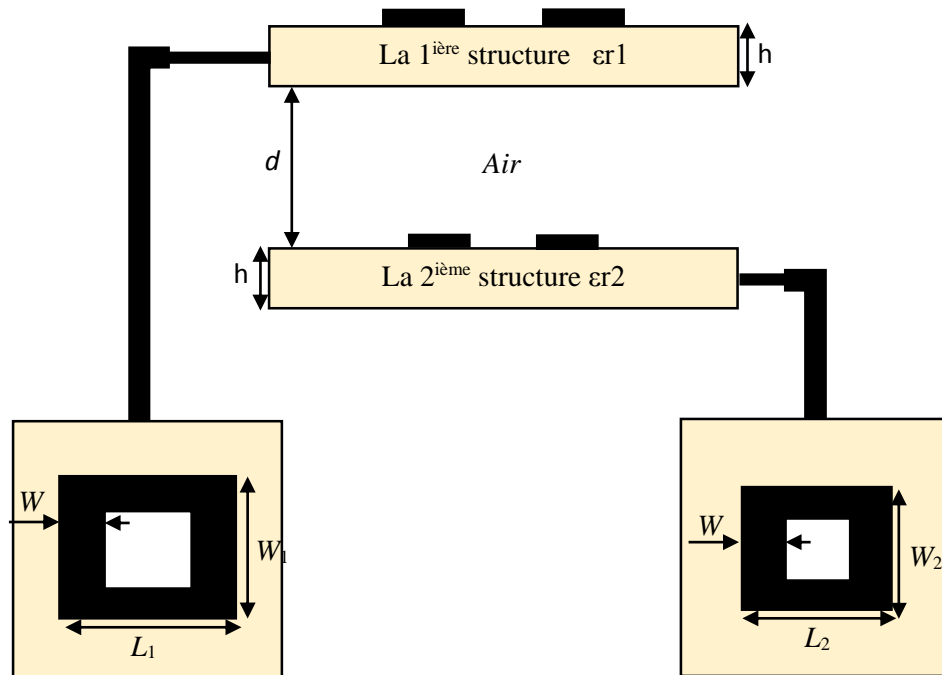


Figure II.37. Cellule unitaire de la structure FSS à deux niveaux de métallisations

La figure II. 38 montre le coefficient de transmission de la structure FSS à deux niveaux de métallisations séparés par une distance  $d= 3.3\text{mm}$ , obtenus par la technique WCIP-SM, le logiciel HFSS et l'approche du circuit équivalent décrit dans [26].

Les résultats obtenus par la technique WCIP-SM montrent deux fréquences de résonance à environ 9,3GHz et 10,3GHz. Ces résultats sont comparés avec les résultats simulés par le logiciel HFSS qui montrent deux résonances à 9,3GHz et 10GHz. Les erreurs relatives entre les résultats de la technique WCIP-SM et les simulations du HFSS sont égales à : 0%, 3% respectivement.

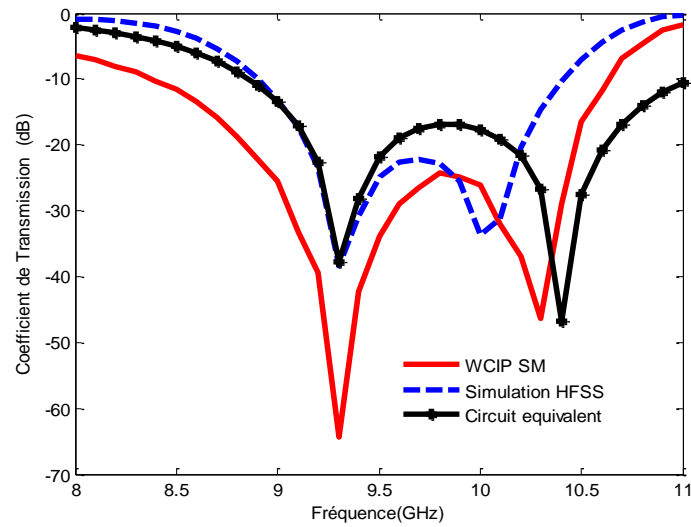


Figure II.38 Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation séparés par une distance  $d= 3,3$  mm

La figure II.39 montre une comparaison entre les résultats obtenus par la technique WCIP-SM, les résultats simulés par le logiciel HFSS et les résultats obtenus par l'approche du circuit équivalent décrit dans [26] pour une distance séparant les deux structures FSS  $d= 5.3$ mm. Pour cet espacement, les deux bandes de résonance se reproduisent. Les résultats obtenus par la technique WCIP-SM montrent deux fréquences de résonance à environ 9,4GHz et 10,4GHz. Les résultats du HFSS présentent des fréquences de résonance à 9,30 GHz et 10,48 GHz. Les résultats de la technique WCIP-SM et de l'approche du circuit équivalent montrent des courbes de formes similaires.

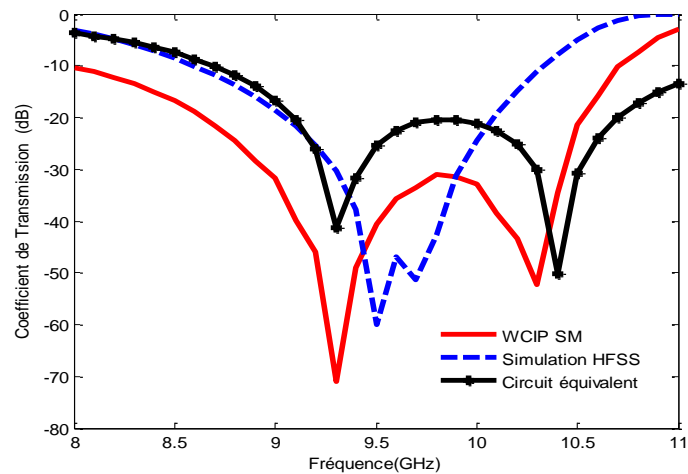


Figure II.39 Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation séparés par une distance  $d= 5,3$ mm.

## 5.7. Exemple d'une antenne mise en cascade avec une FSS

La FSS modifie plusieurs performances de l'antenne comme la sélectivité de la bande passante, l'amélioration dans le diagramme du rayonnement ou bien l'amélioration au niveau du gain de l'antenne, en fonction de la structure et de la méthode d'intégration utilisées.

### 5.7.1. Antenne micro ruban

les dimension de l'antenne sont :  $a=b=40$  mm,  $L_1=20$ mm,  $W_1=30$ mm,  $L_2=15$ mm,  $W_s=1$ mm, avec l'épaisseur du substrat  $h=1$ mm et la constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$  comme illustré dans la figure II.40.

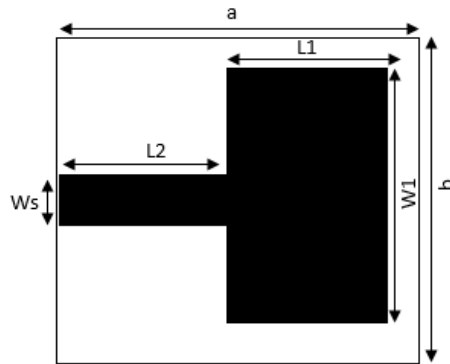


Figure II.40 Antenne micro ruban

La figure II.41 représente le coefficient de réflexion en dB de l'antenne obtenu par le logiciel HFSS. La fréquence de résonance est à environ 3.34GHz avec un gain de 1.5671 dB dans les deux directions  $\phi$  à  $0^\circ$  et  $90^\circ$  comme montré dans la figure II.42, et avec un diagramme de rayonnement de 18.69dB dans les deux directions  $\phi$  à  $0^\circ$  et  $90^\circ$  comme montré dans la figure II.43.

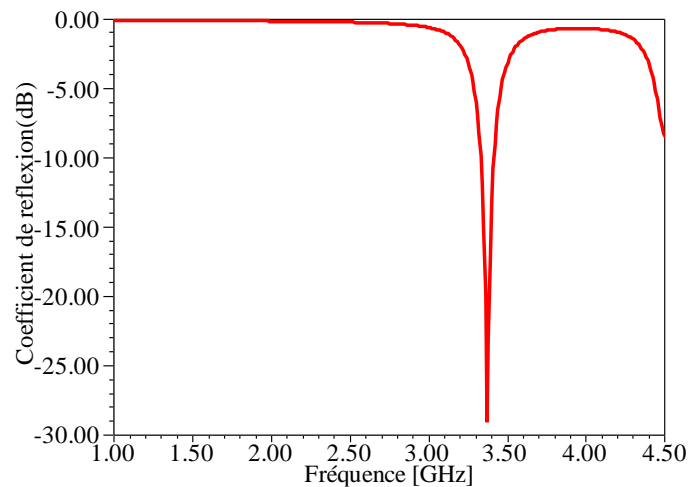


Figure. II.41. Coefficient de réflexion d'une antenne micro ruban

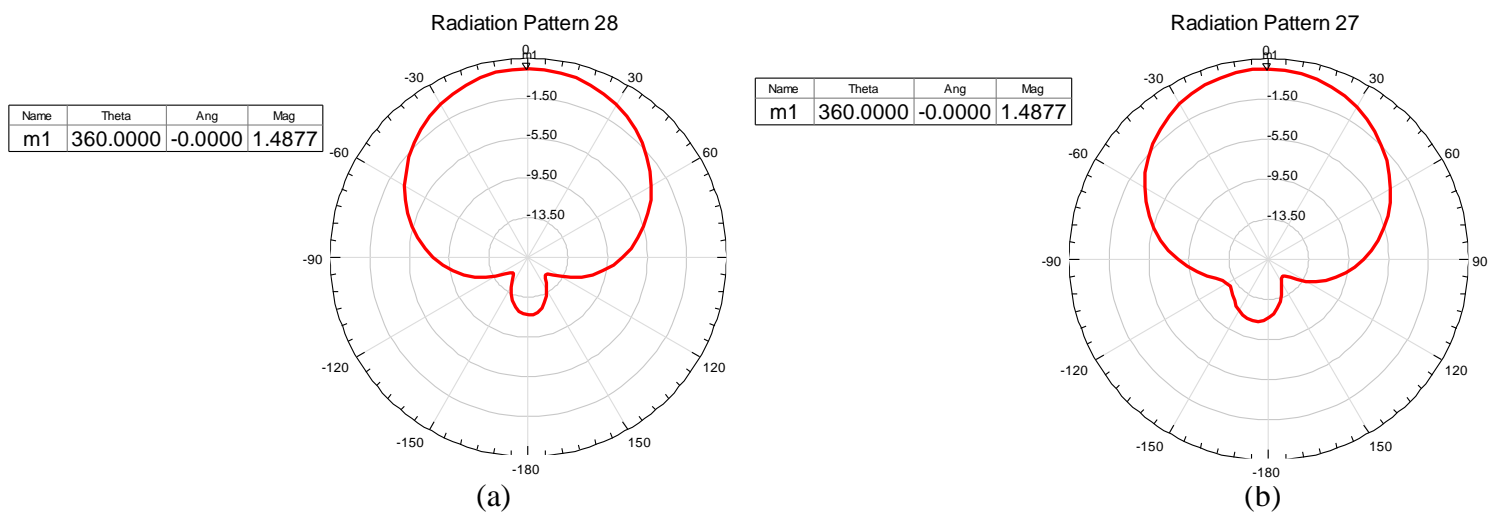


Figure II.42 Gain de l'antenne sans FSS

- (a) L'angle  $\varphi = 0^\circ$
- (b) L'angle  $\varphi = 90^\circ$

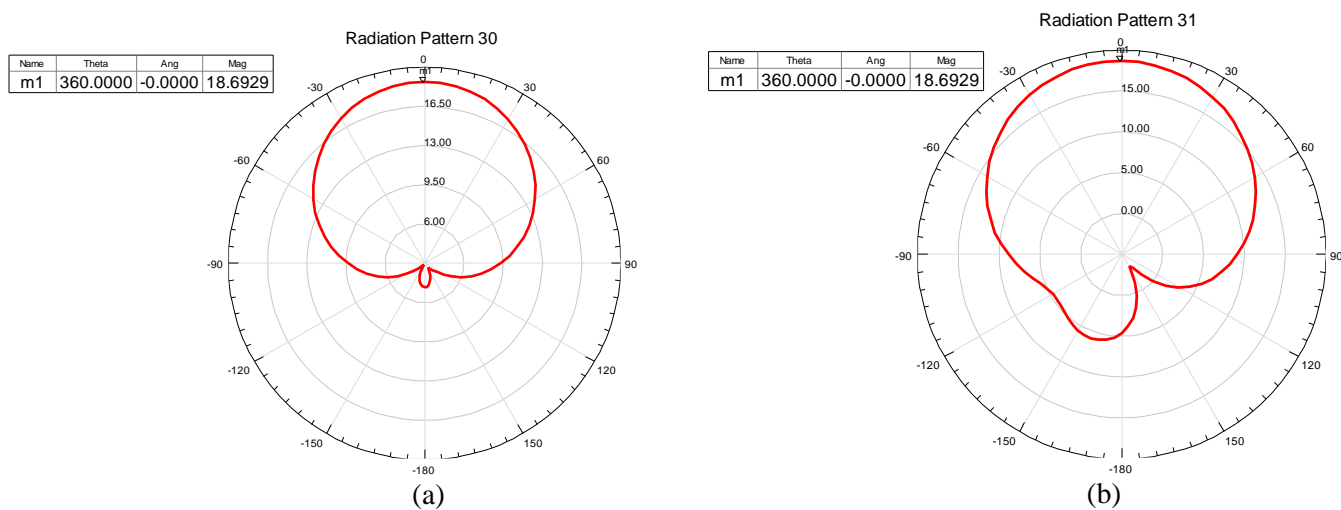


Figure II.43 diagramme de rayonnement de l'antenne sans FSS

- (a) L'angle  $\varphi = 0^\circ$
- (b) L'angle  $\varphi = 90^\circ$

**5.7.2. Structure FSS à base d'un ruban métallique**

Les dimensions de la cellule unitaire de la FSS proposée sont :  $a=b=20\text{mm}$ ,  $L=18.5\text{mm}$ ,  $W=1\text{mm}$ ,  $h=1\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=12.9$  comme représenté dans la figure II.44.

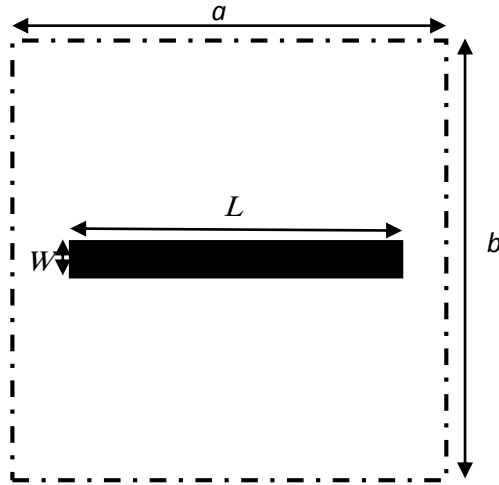


Figure II.44 Cellule unitaire d'une FSS à base d'un ruban métallique

La figure II.45 représente le coefficient de transmission en dB obtenu par le logiciel HFSS. La fréquence de résonance est à environ 3.34GHz. Figure II.46 illustre le digramme de rayonnement de la structure FSS à la fréquence de résonance.

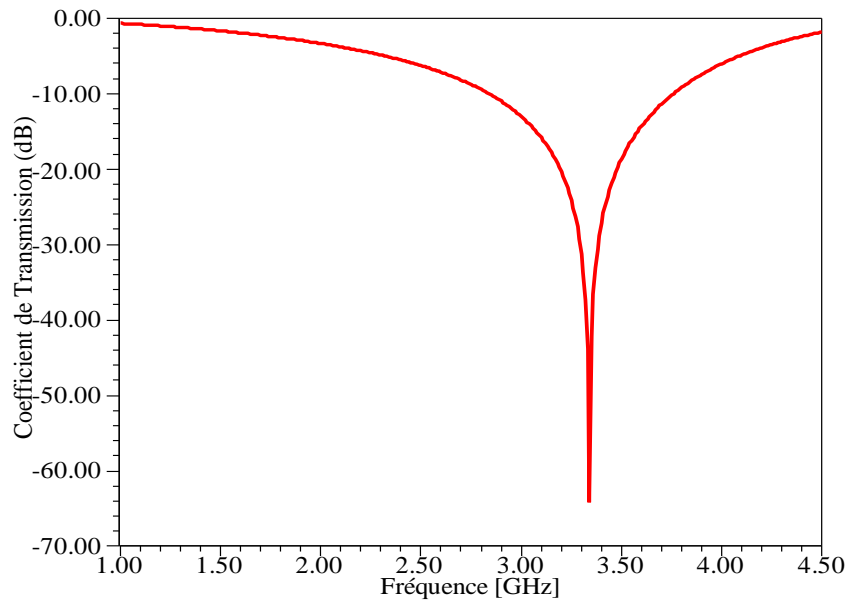


Figure. II.45. Coefficient de transmission d'une FSS à base d'un ruban métallique

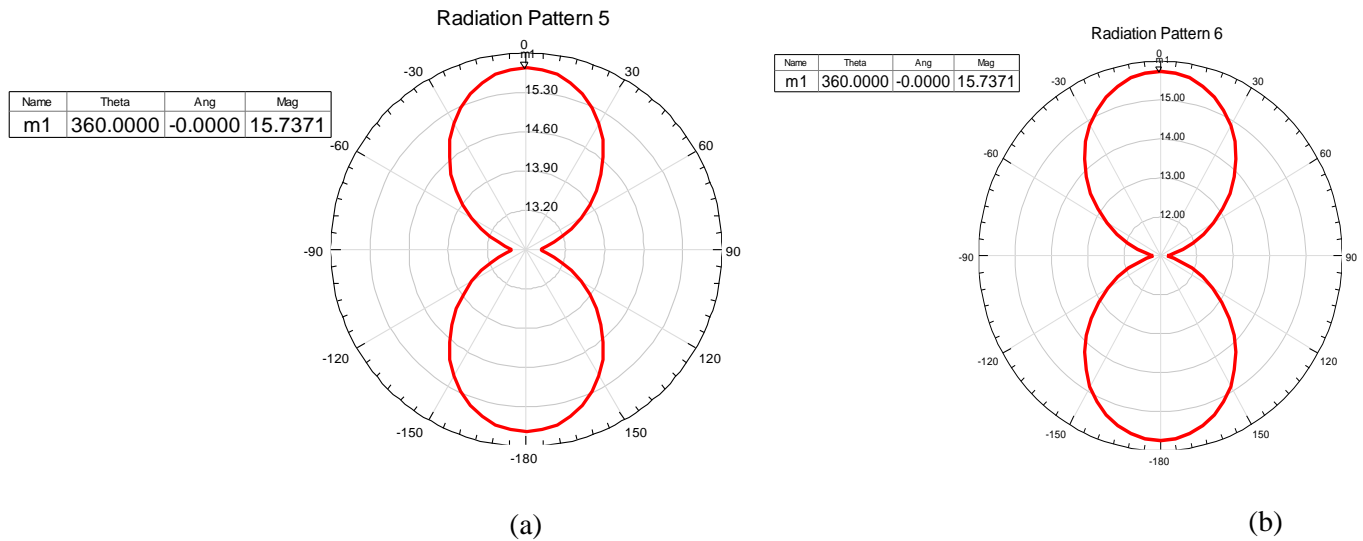


Figure II.46 Diagramme de rayonnement de la structure FSS  
 (a) L'angle  $\varphi = 0^\circ$   
 (b) L'angle  $\varphi = 90^\circ$

**5.7.3. Antenne micro ruban mise en cascade avec une FSS**

Pour améliorer le gain et le diagramme de rayonnement de l'antenne micro ruban proposée dans la figure II.40, une FSS de 4x4 cellules unitaires à base de ruban métallique et possédant la même fréquence de résonance que l'antenne est mise en cascade au-dessous de l'antenne avec une distance égale 20mm pour récupérer l'énergie perdue comme illustré sur la figure II.47.

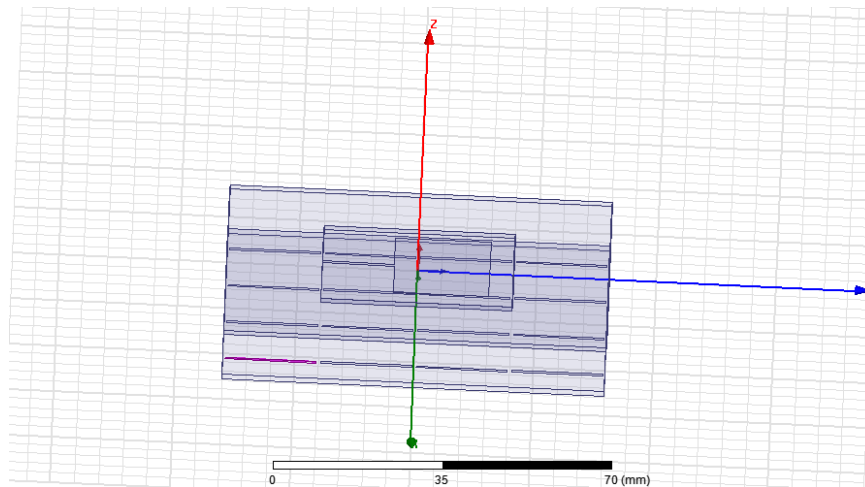


Figure II.47. FSS à 4x4 cellule unitaire à base de rubans métalliques mise au-dessous d'une antenne avec une distance de 20mm

La figure II.48 représente le coefficient de réflexion de la structure antenne- FSS

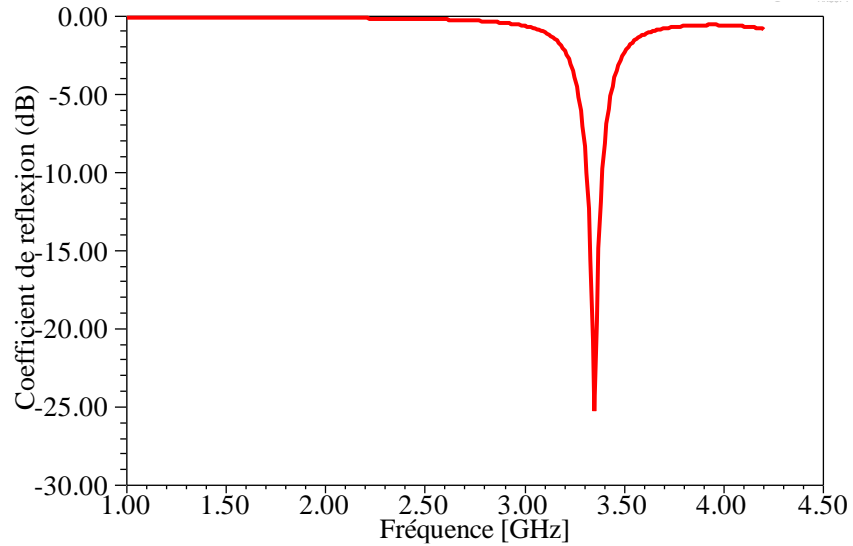


Figure II.48 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure antenne FSS simulé par le HFSS

D'après la figure II.49, l'ajout de la FSS a permis une amélioration du gain de l'antenne de 178.76% pour devenir 4.7559dB pour  $\varphi=0^\circ$  et aussi pour  $\varphi=90^\circ$ .

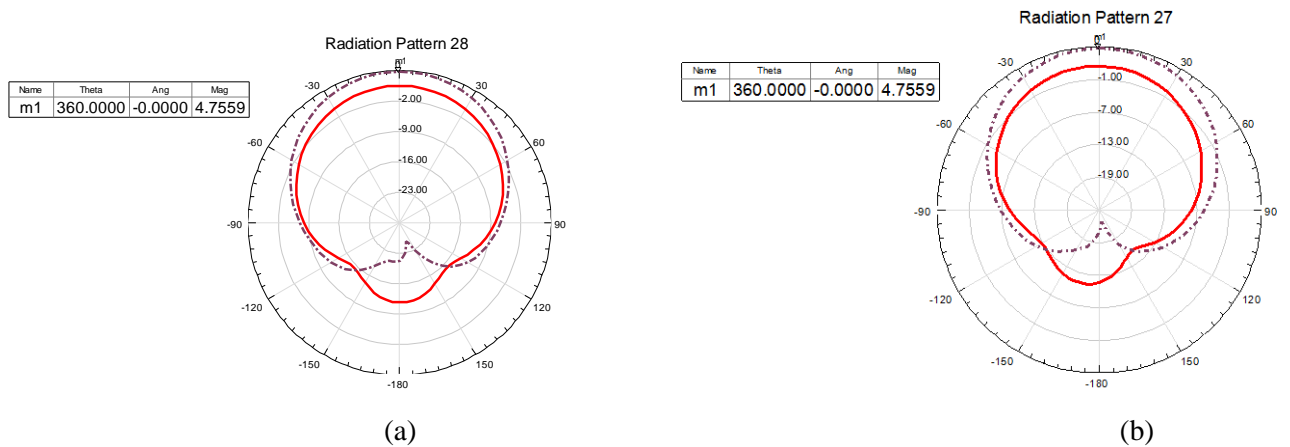


Figure II.49 Gain de l'antenne avec FSS  
 (a) L'angle  $\varphi=0^\circ$   
 (b) L'angle  $\varphi=90^\circ$

Une amélioration sur le diagramme de rayonnement de 20.27% est aussi observée comme montré par la figure II.50.

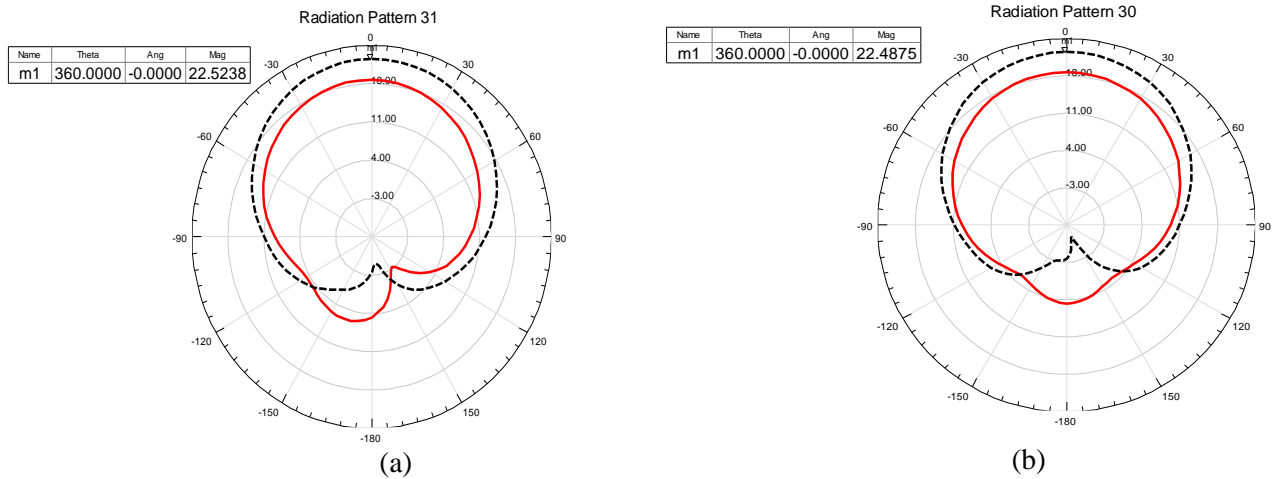


Figure II.50 Diagramme de rayonnement de l'antenne avec FSS

- (a) L'angle  $\varphi=0^\circ$   
 (b) L'angle  $\varphi=90^\circ$

## 6. Conclusion

La première partie de ce chapitre a été réservée à la présentation et au développement de la méthode itérative WCIP.

Ensuite la méthode a été validée en simulant plusieurs géométries de structures planaires. La première structure est une FSS à patch de forme rectangulaire et à simple couche diélectrique excitée par une onde plane en incidence normale. Les résultats de la méthode WCIP et du logiciel HFSS ont montré un bon accord. Une structure FSS à base d'un ruban métallique avec une diode PIN insérée au centre du ruban a été étudiée par la méthode WCIP. L'étude d'une structure FSS à base d'un anneau métallique chargée par une capacité pour couvrir une gamme de fréquence inférieure de l'anneau diélectrique sans capacité, et une structure à base d'un anneau diélectrique chargée par une inductance pour couvrir une gamme de fréquence supérieure du cas de l'anneau diélectrique sans inductance a été présentée.

L'analyse d'une antenne à base d'un patch métallique avec encoches par la méthode WCIP est validée par les résultats du logiciel HFSS et les résultats de la littérature.

Ensuite une simple technique combinant la méthode WCIP et la technique SM a été présentée pour l'analyse des structures planaires à plusieurs niveaux de métallisation. Tout d'abord une structure à deux niveaux de métallisation à base d'anneaux métalliques rectangulaires a été analysée par la



technique WCIP-SM. Les résultats obtenus ont été comparés avec ceux obtenus par le HFSS et ont montré un bon accord.

Dans la dernière partie et pour améliorer le gain et le diagramme de rayonnement d'une antenne patch de forme rectangulaire, une structure FSS à 4x4 cellules unitaires a été mise en cascade au-dessous de l'antenne.

## Références

- [1] Souad BERHAB, *Modélisation Rigoureuse par une Méthode Itérative des Structures Imprimées de Type DGS pour les Applications sans Fil*, Thèse de Doctorat en Télécommunication, Université Tlemcen, 08 Juillet 2017.
- [2] Bhartia.P, K.V.S. Rao and R.S.Tomar, *Millimeter Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas*, Artech House, Norwood, MA, 1991.
- [3] Fouad Chebbara Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique, Thèse de Doctorat en science en électronique, Université de Batna, 2011.
- [4] Matthew N. O. Sadiku, *Numerical techniques in electromagnetics*, Second Edition, CRC Press, Boca Raton, London, New York, Washington, D.C, 2001.
- [5] Caroline GIRARD, *Hybridation de Methodes Numeriques pour L'etude de la Susceptibilite Electromagnetique de Circuits Planaires*, Thèse de Doctorat en Micro-ondes, Électromagnétisme et Optoélectronique, Université de Toulouse, 18 décembre 2014.
- [6] H.Aubert, H.Baudrand, M.Azizi, "A new iterative method for scattering problems," *Microwave Conference, 25th European*, vol. 1, pp. 255-258, Sept 1995.
- [7] Ahmed Ismail ALHZZOURY Ahmed, *Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication*, thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 25 Juin 2013.
- [8] V.P.Silva Neto et al, *Wave Concept Iterative Procedure Analysis of Patch Antennas on Nanostructured Ceramic Substrates*, *Advanced Electromagnetics*, Vol 2, N° 03, pp.41-44, Decembre 2013.
- [9] A.Djouimaa et al., "Tunable FSS simulation using WCIP method for multiband and dual polarized application", *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 60, No. 3, pp. 106–112, 2017.

- [10] El Amjed Hajlaoui, Hichem Trabelsi, Hassen Zairi, Ali Gharsallah, and Henri Baudrand, Analysis of Multilayer Substrates by Multilayer Contribution of Wave Concept Iterative Process, Microwave And Optical Technology Letters 2007, vol 49, N°6, 1439-1445.
- [11] M. Titaouine, et al., Analysis of Shorted Ring Slots Frequency Selective Surfaces Using WCIP Method, JMOEA Journal, Vol. 07, No. 2, pp. 65-82, December 2008.
- [12] Latifa, M., Latrach, L., Gharsallah, A, Analysis of an Almost Periodic Reconfigurable Circuits Using Iterative Method, International Journal of Applied Engineering Research v, Vol 11, N 4, pp 2508-2512.
- [13] Zugari, A., Raveu, N., Girard, C., Baudrand, H., Khalladi, M, A fast hybrid WCIP and FDTLM approach to study inhomogeneous circuits. Progress In Electromagnetics, Vol 51, pp 55-62, 2014.
- [14] Mohammed Titaouine, Alfrêdo Gomes Neto, Henry Baudrand, and Farid Djahli Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic/Anisotropic Layers Using WCIP Method, ETRI Journal, Vol 29, No 1, 36-44, February 2007.
- [15] Adoui, I., Titaouine, M., Choutri, H., Djouimaa, A., De Sousa, T.R., Neto, A.G., Baudrand, H. Characterization Of Novel Open Notched Quasi-Square Metallic Ring FSS Using WCIP Method For Multiband Applications. Microwave and Optical Technology Letters. Vol 58, No 9 pp 2071-2075, 2016, doi: 10.1002/mop.
- [16] Mohammed Titaouine, Nathalie Raveu, Alfrêdo Gomes Neto, and Henry Baudrand, Electromagnetic Modeling of Quasi-Square Open Metallic Ring Frequency Selective Surface Using Wave Concept Iterative Procedure, ETRI Journal, Vol 21, N° 1, 77-79, February 2009.
- [17] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez and N. A. Martynyuk, Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators, Electronics Letters, vol. 41, No. 1, pp. 2-4, January 2005.
- [18] Mohammed Titaouine, Alfrêdo Gomes Neto, Henry Baudrand, Farid Djahli, WCIP Method Applied to Active Frequency Selective Surface, Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 6, No.1, pp 1-16, June 2007.
- [19] Awatef Djouimaa, *Contribution à l'étude des structures planaires à plusieurs niveaux de métallisation et à substrats multicouches homogènes et inhomogènes par une formulation en ondes transverses*, Thèse de Doctorat en communication, Université Batna 2, 25 Mai 2017.
- [20] Zied HAROUNI, *Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation Circulaire à 2.45 GHz*, Thèse de Doctorat en Electronique, Université Paris-Est et de la Faculté des Sciences de Tunis, 18 Novembre 2011.

- [21] L. M. Araujo, R. H. C. Manicoba, A. L. P. S. Campos, and A. G. d'Assuncao, A Simple Dual-Band Frequency Selective Surface, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, No.4, pp 942-944, April 2009.
- [22] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez and N. A. Martynyuk, "Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators", *Electronics Letters*, vol. 41, No. 1, pp. 2-4, January 2005.
- [23] ShivNarayan et al, 'Design of low observable antenna using active hybrid-element FSS structure for stealth applications' *International Journal of Electronics and Communications AEU*, Vol 80, pp 137-143, October 2017.
- [24] H. Baudrand, M. Titaouine and N. Raveu, *The Wave Concept in Electromagnetism and Circuits: Theory and Applications*, ISTE Ltd and John Wiley & Sons Inc., August 2016.
- [25] Mohammed Titaouine, Nathalie Raveu, Alfrêdo Gomes Neto, and Henry Baudrand, Dual-Band and Enhanced Band FSS Characterization using Wcip Method, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 52, N° 4, 836-839, April 2010.
- [26] Mahmoud Fallah, Alireza Ghayekhloo, Ali Abdolali, 'Design of Frequency Selective Band Stop Shield Using Analytical Method', *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, Vol. 14, No.2, pp 217-228, December 2015.

# **Chapitre III**

## **Etude et synthèse de nouvelles FSS multi bandes et à double polarisation**

## Chapitre III

### Etude et synthèse de nouvelles FSS multi bandes et à double polarisation

#### 1. Introduction

Au fil des décennies, la demande accrue des services des systèmes de télécommunication, a favorisé le développement de nouvelles surfaces sélectives en fréquence ayant des applications multi bandes et des tailles plus petites [1], [2], [3], [4].

De nombreux travaux antérieurs ont présenté des FSS pour des applications multi bandes et à double polarisation où des anneaux rectangulaires concentriques, des anneaux ouverts quasi rectangulaires, des FSS en forme de  $U$ , et des FSS a plusieurs niveaux de métallisation ont été utilisés [5], [6], [7] [8] [9], [10], [11]. Ces structures FSS souffrent de ne pas être sous le contrôle total des utilisateurs puisque le changement d'une ou de plusieurs dimensions des éléments métalliques FSS conduit à une réponse fréquentielle non connue à moins qu'une étude paramétrique profonde ne soit effectuée. De plus, avec ces FSS, il n'est pas possible de construire la réponse en fréquence souhaitée dans tous les cas. Ainsi, un circuit équivalent capable de modéliser ces FSS pour tous les cas est difficile à déterminer.

Dans ce chapitre, une structure FSS fonctionnant comme un filtre multi bande et à double polarisation est proposée. Cette structure est composée d'éléments métalliques non couplés de telle sorte qu'une fréquence de résonance est ajoutée (ou supprimée) à la réponse fréquentielle de la FSS en ajoutant seulement (ou supprimant) l'élément responsable de cette fréquence. Cette indépendance des éléments métalliques dans le domaine spatial conduit à l'indépendance des comportements des éléments métalliques dans le domaine fréquentiel. De nombreuses simulations ont été réalisées par le logiciel COMSOL Multiphysics, le logiciel HFSS et la méthode WCIP pour aboutir à l'arrangement final de la FSS avec des éléments métalliques non couplés permettant de construire la réponse en fréquence de la structure à partir de deux polarisations différentes. La connaissance des sources de résonances et

les réponses en fréquence non couplées des différents éléments du FSS sont deux caractéristiques qui permettent à la structure FSS présentée d'être facilement ajustable avec une amélioration de la largeur de la bande et un réglage des fréquences de résonance.

Pour obtenir une structure plus flexible une FSS à commande électronique est proposée, un commutateur à diode *PIN* est inséré au centre du ruban pour augmenter la fréquence de résonance correspondante de sorte qu'elle soit considérée comme éliminée.

Ensuite une approche de synthèse basée sur une FSS avec des rubans métalliques parallèles et un anneau est présentée. Premièrement, la fonction déterminant les longueurs des rubans métalliques et la longueur de l'anneau produisant une fréquence de résonance souhaitée est tracée par l'utilisation de la méthode WCIP et de la méthode des moindres carrés. La FSS présentée est caractérisée par des sources de résonances bien connues. Ainsi, le circuit équivalent de la structure obtenue est constitué de branches parallèles de circuits *LC* série modélisant des rubans métalliques individuels. Pour valider l'efficacité de la fonctionnalité de l'approche de synthèse présentée ; elle est appliquée pour anticiper les dimensions des motifs métalliques de la FSS fabriquée en considérant les réponses en fréquence mesurées comme les valeurs souhaitées. Ensuite, les réponses en fréquence simulées par la FSS synthétisées sont obtenues par la méthode WCIP et comparées aux réponses en fréquence mesurées. Un bon accord est enregistré. Enfin, l'approche de synthèse présentée s'étend à la détermination de la structure équivalente d'une FSS à motif complexe, la structure équivalente est à base de rubans parallèles non couplés et un anneau métalliques.

Les trois structures FSS proposées dans ce travail sont fabriquées et caractérisées. Les résultats obtenus par la méthode WICIP sont comparés aux résultats simulés par le progiciel COMSOL Multiphysics 4.3v et logiciel HFSS et les mesures expérimentales.

## **2. Chaîne de mesure de la structure FSS**

Pour valider l'analyse, les prototypes de FSS ont été construits et des caractérisations expérimentales ont été réalisées. Donc les résultats simulés par la méthode WCIP sont comparés aux résultats des mesures et les résultats simulés par le progiciel COMSOL Multiphysics 4.3v et logiciel HFSS.

Les résultats mesurés ont été obtenus à l'aide d'un analyseur de réseau à deux ports AGILENT N5230A et de deux antennes à cornet du type WR-137 avec un gain nominal de 20 dB utilisé dans la

bande de fréquences de 4,5 à 9,0 GHz, avec une bande nominale comprise entre 5,85 et 8,2 GHz. Pour couvrir la bande de fréquences de fonctionnement restante utilisée, un deuxième type d'antennes à cornet de type WR-90 avec un gain nominal de 15 dB est utilisé dans la bande de fréquences de fonctionnement 7 et 14 GHz, avec une bande nominale entre 8,2 et 12,4 GHz. La bande de 7-9 GHz représente la bande de fonctionnement commune et fournit les résultats mesurés les plus précis comme montré dans la Figure III.1



Figure III.1. La chaîne de mesure

Les mesures sont effectuées sur des FSS de taille globale de 20 cm  $\times$  20 cm composées de 10 $\times$ 10 cellules unitaires et positionnées entre les deux antennes. Ainsi, la mesure dans les deux directions de polarisations ( $x$  et  $y$ ) devient possible [14].

### 3. FSS à un seul anneau et plusieurs rubans non couplés

Dans cette partie, les rubans métalliques parallèles avec un anneau rectangulaire dans l'arrangement présenté dans la figure III.2 est analysée, les rubans métalliques ont la caractéristique d'être indépendants dans les deux domaines spectral et spatial. Pour aboutir cette nouvelle disposition des rubans, de nombreux tests de simulation ont été effectués pour une FSS à deux ruban parallèles d'une largeur de 1 mm gravés sur un substrat en fibre de verre ayant une constante diélectrique de 4,4 et une épaisseur de 1mm. La variation de la distance séparant les deux rubans de 0,25mm à 5mm a permis de conclure que pour une distance d'au moins 3 mm, les rubans sont découplés.

La structure proposée est un ensemble de rubans métalliques parallèles non couplés avec un anneau métallique rectangulaire, comme représenté sur la figure III.2 (a). La FSS fabriquée de 20 cm  $\times$  20 cm est imprimée sur un substrat en fibre de verre (FR-4) avec une constante diélectrique de  $\epsilon_r = 4,4$  et une

épaisseur de  $h = 1,5$  mm. Les dimensions FSS représentées sur la figure III.2 (b) représentant la cellule unitaire de la structure :  $L_1 = 10,45$  mm,  $L_2 = 7,27$  mm,  $L_3 = 11,36$  mm,  $L_4 = 9,45$  mm,  $L_5 = 7,27$  mm,  $W_1 = W_2 = W_4 = W_5 = 1$  mm,  $W = 1$  mm et  $W_3 = 11,81$  mm.

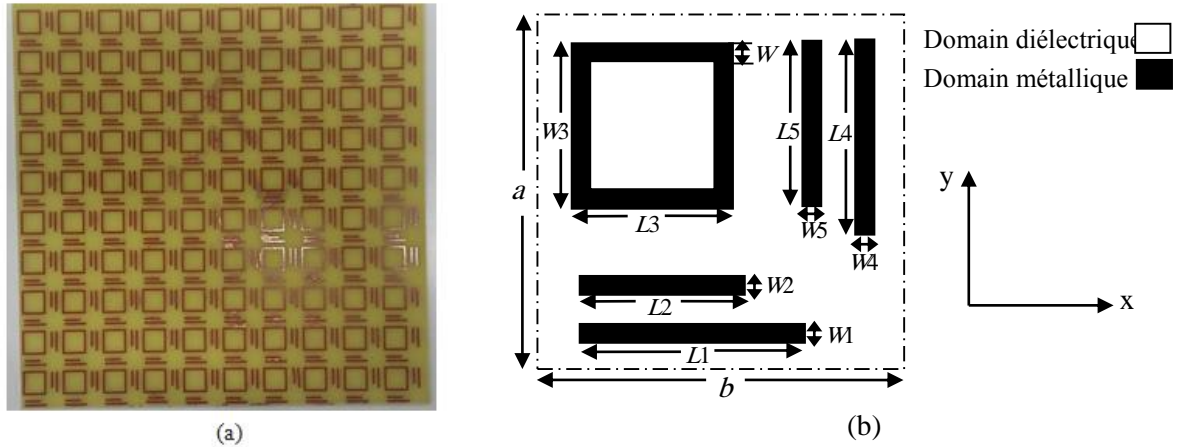


Figure III.2. FSS avec des rubans métalliques parallèles et un anneau métallique rectangulaire:  
 (a) FSS réalisé avec une matrice de  $10 \times 10$  cellules unitaires et (b) géométrie de la cellule unitaire FSS.

Les paramètres de diffraction de la structure de la Figure III.2 sont obtenus par la méthode WCIP. Une grille de  $100 \times 100$  pixels est utilisée pour décrire l'interface FSS et le processus itératif est arrêté après 350 itérations, les résultats obtenus sont comparés aux résultats de simulation obtenus par le COMSOL et les résultats de mesure. Comme le montre la Figure III.3 (a), les fréquences de résonance sont d'environ 6 GHz, 8,25 GHz et 10,5 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 6 GHz, 8,75 GHz et 10,5 GHz lorsque la source est polarisée en  $y$  comme indiqué dans le Figure III.3 (b)



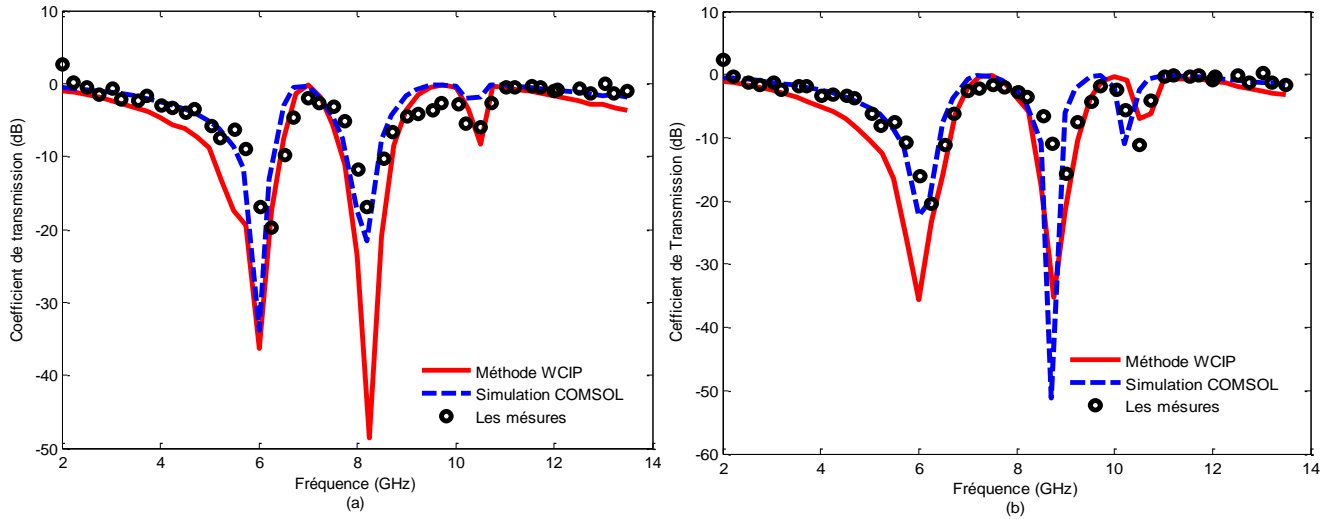


Figure III.3. Coefficient de transmission simulé et mesuré par rapport à la fréquence de fonctionnement pour: (a) La source polarisée  $x$  (b) La source polarisée  $y$

#### 4. Vérification du non couplage entre les éléments de la structure FSS proposée

Dans la partie suivante la caractéristique de la structure FSS présentée comme étant composée d'éléments FSS non couplés est vérifiée indépendamment pour chaque ruban métallique. Une étude paramétrique a permis de montrer que la variation d'une longueur d'un ruban gardant les dimensions des autres éléments FSS fixes modifie uniquement la longueur de la bande de résonance correspondante sans affecter les résonances des autres rubans.

##### 4.1. Etude paramétrique

Les fréquences de résonance présentées dans les Figure III.3 (a) et Figure III.3 (b) peuvent être facilement ajustées en ne modifiant que la longueur du ruban métallique correspondant  $L_{\text{ruban}}$  ou la longueur de l'anneau  $L_{\text{anneau}}$ . La structure FSS proposée peut être utilisée dans les applications multi bandes pour offrir une flexibilité dans le choix des valeurs exactes des fréquences de résonance caractérisant la structure en ne déterminant que les longueurs des rubans métalliques nécessaires.

##### 4.1.1. Variation de la longueur du ruban $L_1$

Les résultats concernant les coefficients de transmission pour différentes valeurs de la longueur du ruban  $L_1$  et obtenues par la méthode WCIP et le logiciel COMSOL sont donnés dans la Figure III.4.

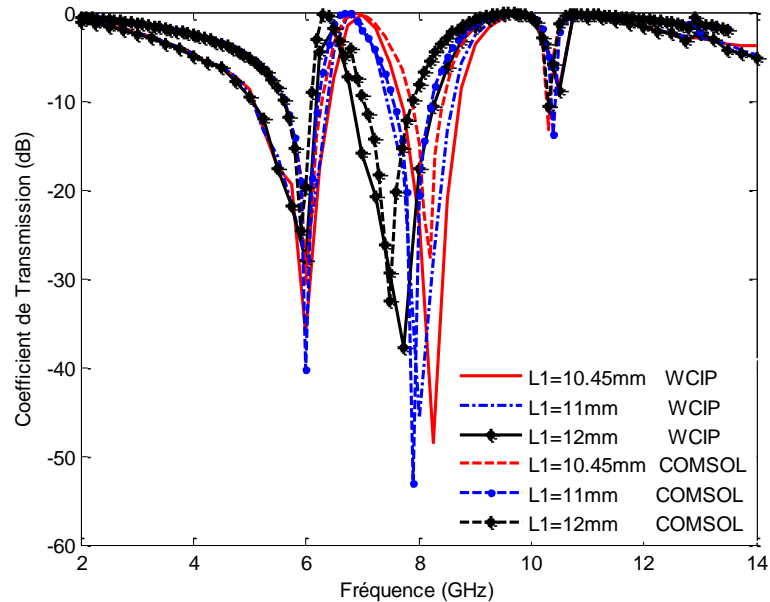


Figure III.4. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de  $L_1$  pour une source polarisée dans la direction  $x$ .

D'après la Figure III.4, les résultats obtenus par la méthode WCIP montrent que lorsque la longueur du ruban  $L_1$  augmente la fréquence de résonance centrale diminue de 8,25 GHz jusqu'à 7,75 GHz pour des valeurs de  $L_1$  variant de 10,45 mm jusqu'à 12 mm respectivement pour une polarisation dans la direction  $x$ . L'erreur relative des fréquences de résonance entre les résultats de la méthode WCIP et le logiciel COMSOL Multiphysics est de 0,61%, 1,26% et 3,33% lorsque  $L_1$  augmente de 10,45 mm à 11 mm jusqu'à 12 mm respectivement. Il est noté que les fréquences de résonance de la structure enregistrées à 6 GHz et 10,5 GHz ne sont pas modifiées, cela est dû au non couplage des rubans et de l'anneau.

#### 4.1.2. Variation de la longueur du ruban $L_2$

Les coefficients de transmission de la structure proposée en fonction de la fréquence de fonctionnement, correspondant à différentes valeurs de  $L_2$ , sont représentés sur la figure III. 5. Lorsque la longueur du ruban  $L_2$  augmente, la plus haute fréquence de résonance diminue, donnant une valeur de 10,5 GHz pour  $L_2$  égale à 7,27 mm et 9,5 GHz pour une valeur de  $L_2$  égale à 7,5 mm dans la polarisation  $x$ .

Dans la polarisation  $y$ , l'effet de la variation des longueurs  $L_1$  et  $L_2$  sur les fréquences de résonance n'est pas observé.

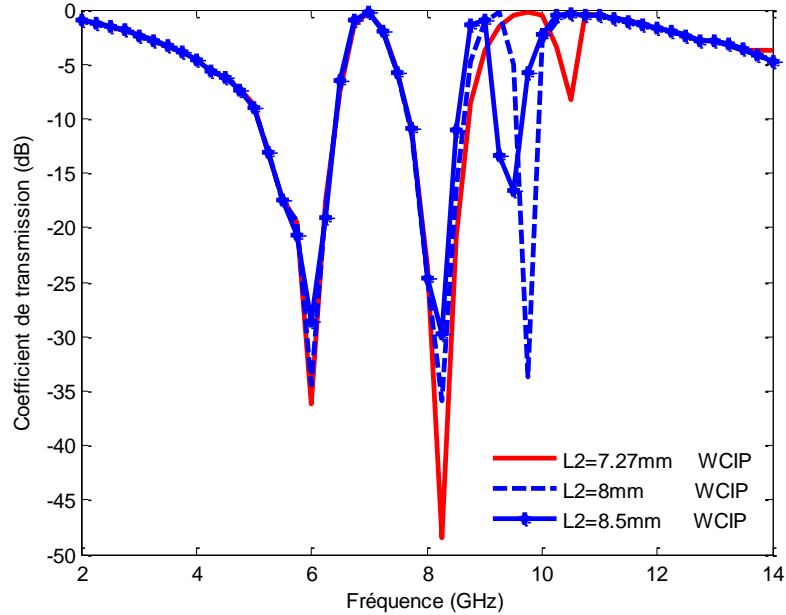


Figure III.5. Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $L_2$  pour une source polarisée en  $x$

#### 4.1.3 Variation de la longueur du ruban $L_4$

Comme le montre la Figure III.6, la fréquence de résonance centrale de la structure diminue lorsque le ruban de longueur  $L_4$  augmente, prenant des valeurs de 8,75 GHz pour  $L_4 = 9,45$  mm, et 8,5 GHz pour  $L_4 = 10,25$  mm et 8 GHz pour  $L_4 = 11$  mm, pour une polarisation dans la direction  $y$

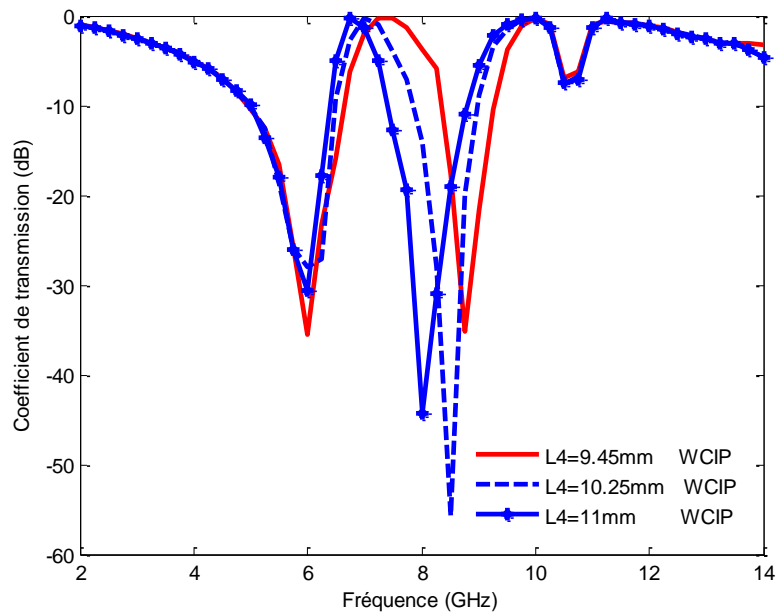


Figure. III.6. Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $L_4$  pour une source polarisée y

#### 4.1.4. Variation de la longueur du ruban $L_5$

Les coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement, correspondant à différentes valeurs de  $L_5$  lorsque la structure est polarisée en y sont représentés sur la Figure III. 7. Lorsque la longueur  $L_5$  passe de 7,27 mm à 8 mm jusqu'à 8,5 mm, la fréquence de résonance diminue, de 10,5 GHz à 10 GHz jusqu'à 9,75 GHz.

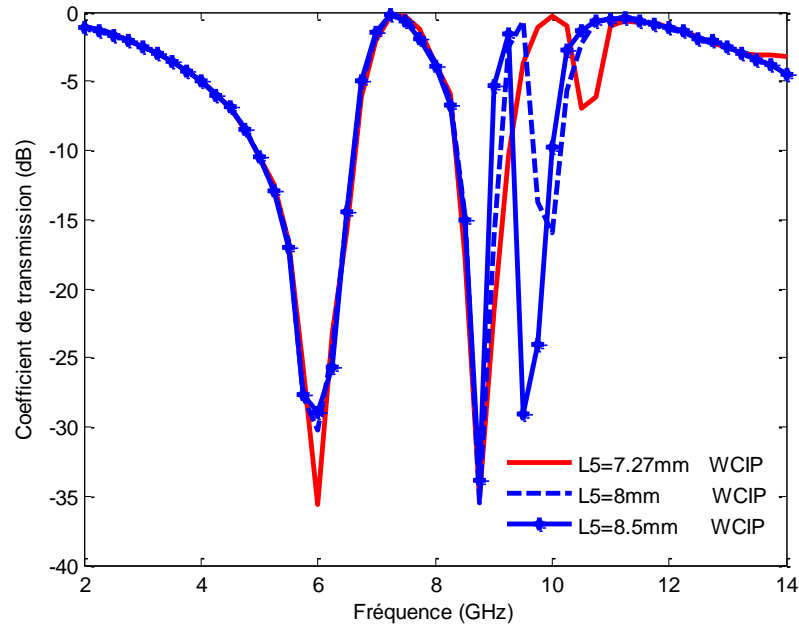


Figure III.7. Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $L_5$  pour une source polarisée  $y$ .

Dans le cas d'une source d'excitation polarisée en  $x$ , l'effet de la variation de  $L_4$  et  $L_5$  n'est pas enregistré.

D'après les résultats de l'étude paramétrique présentée, on peut conclure que la structure FSS présentée est basée sur des rubans métalliques parallèles non couplés. Il en résulte que les fréquences de résonance proposées peuvent être ajustées indépendamment en ne faisant varier que les longueurs des rubans correspondants.

## 5. FSS à motifs métalliques découplés

Une autre façon de confirmer qu'un ruban est découplé avec les autres éléments de la structure consiste à l'éliminer physiquement sans affecter la réponse en fréquence des éléments FSS restants. Les simulations faites ont vérifié le découplage des différents motifs métalliques dans le domaine spectral comme ils le sont dans le domaine spatial. Pour confirmer le non couplage du ruban  $L_5$  et sa responsabilité de la plus haute fréquence de résonance 10,5GHz de la structure dans la polarisation  $y$ , le ruban est définitivement éliminé et la structure a été fabriquée et caractérisée comme le montre les figures III.8a et III.9. En prenant les autres dimensions égales à :  $L_1 = 10.58\text{mm}$ ,  $L_2 = 7.50\text{mm}$ ,  $L_3 =$

11,32 mm,  $L_4 = 9,70$  mm,  $W_3 = 11,82$  mm  $W = 1$  mm. La structure a été fabriquée et mesurée comme indiqué sur la Figure III .8.

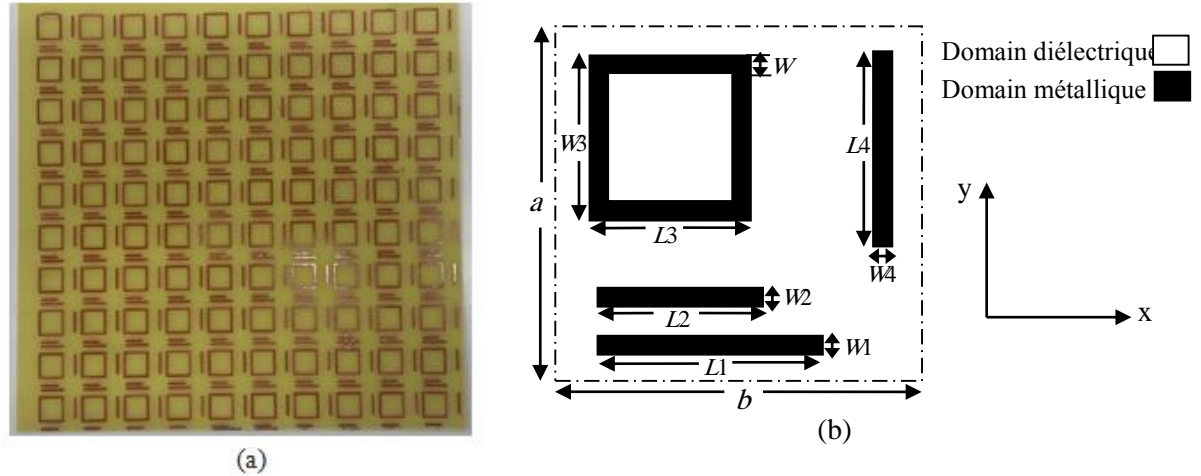


Figure III .8. FSS avec des rubans métalliques parallèles et anneau métallique rectangulaire:  
 (a) FSS réalisé avec une matrice de  $10 \times 10$  cellules unitaires et (b) géométrie de la cellule unitaire FSS sans  $L_5$ .

La Figure III .9 présente le coefficient de transmission de la structure de la Figure III .8. Il est clair que la fréquence de résonance correspondant à 10,5 GHz est éliminée lorsque la structure est polarisée selon y tandis que les autres fréquences de résonance sont maintenues fixes dans les deux polarisations x et y.

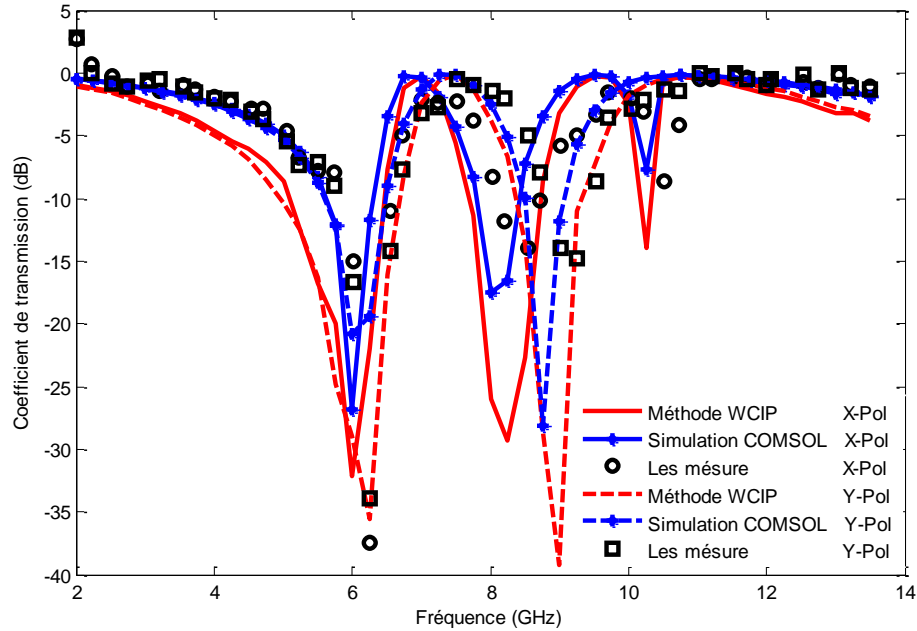


Figure. III .9. Résultats simulés et mesurés de la puissance transmise des rubans métalliques parallèles avec anneau métallique rectangulaire en fonction de la fréquence selon les deux polarisations  $x$  et  $y$ .

Pour profiter des deux cas présentés auparavant (présence de la plus haute fréquence de résonance et son élimination), une FSS commutable est nécessaire.

## 6. FSS commutable

L'idée est que l'élimination du ruban est réalisée en poussant sa résonance correspondante hors de la fenêtre de fréquence de fonctionnement allant de 2 GHz à 14 GHz. Même si elle n'est pas physiquement supprimée, son comportement est éliminé. Ainsi la structure FSS commutable consiste à l'ajout ou l'élimination d'un ruban métallique via l'insertion d'un commutateur idéal d'états ON-OFF au centre d'un ruban pour amener plus haut sa fréquence de résonance correspondante jusqu'à une valeur équivalente à  $2f_r$ . L'interrupteur idéal est remplacé par un espace de dimensions 1 mm x 1 mm comme indiqué sur la Figure III .10, où l'interrupteur est inséré au centre du ruban  $L_2$ . La structure est fabriquée et caractérisée.

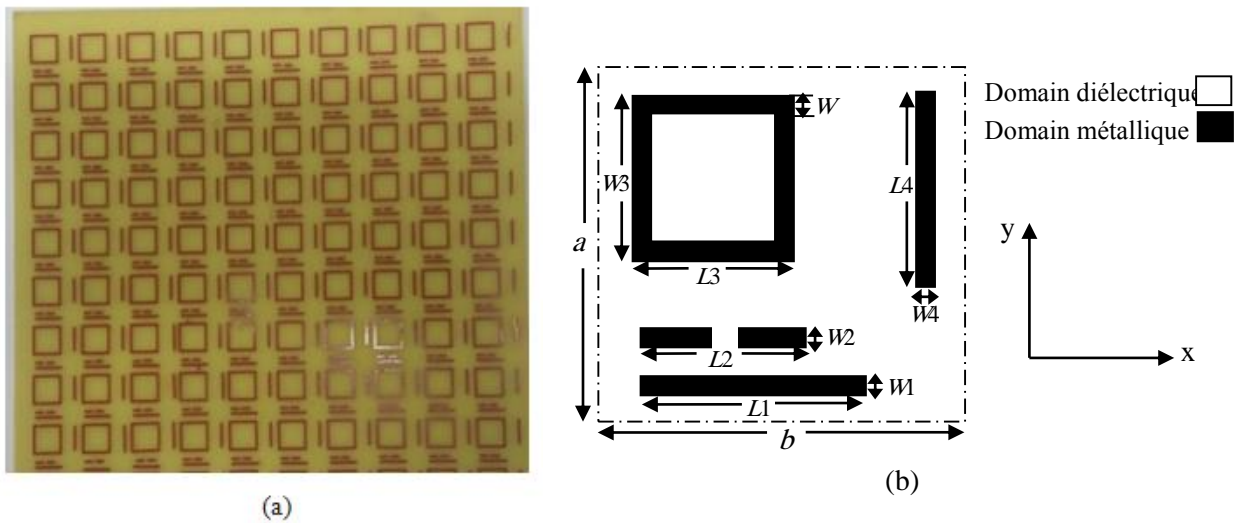


Figure III .10. FSS à anneau rectangulaire avec des rubans métalliques parallèles :  
 (a) FSS réalisée avec une matrice de 10 x 10 cellules unitaires  
 (b) Géométrie de la cellule unitaire FSS avec un gap au centre du ruban de longueur  $L_2$ .

La puissance de transmission de la structure de la Figure III .10 est représentée sur la Figure III .11. Deux résonances à environ 6,25 GHz et 8,25 GHz selon la polarisation  $x$  sont observées avec une nette élimination de la troisième fréquence de résonance correspondant à 10,5GHz et deux résonances à environ 6 GHz, et 9 GHz lorsque la source est polarisée en  $y$ .



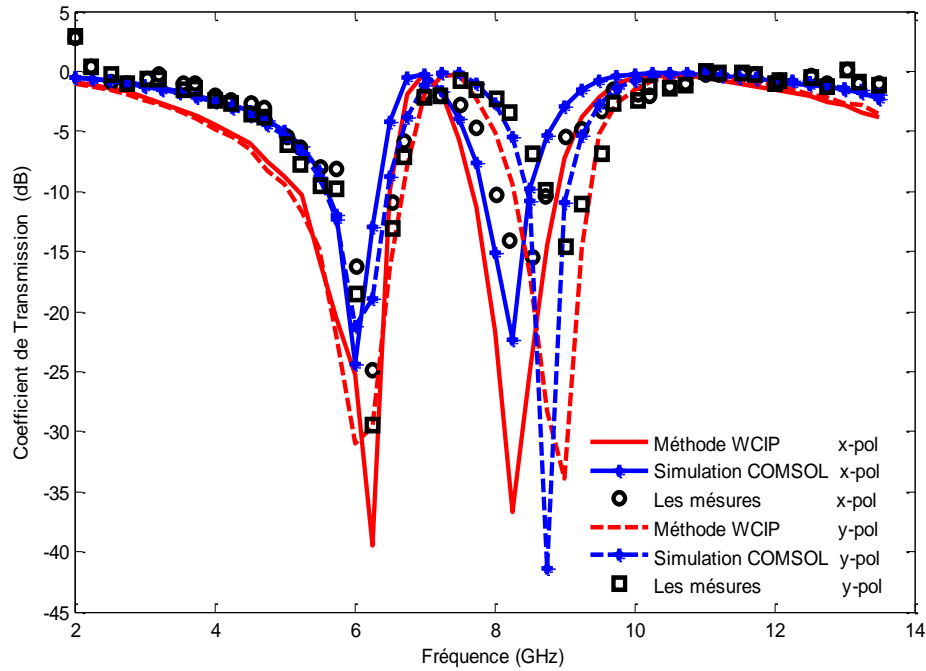


Figure III.11. Coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence pour les polarisations  $x$  et  $y$ .

Dans ce travail le commutateur proposé est une diode PIN. Lorsque les diodes PIN sont utilisées comme commutateurs RF / micro-ondes, elles sont modélisées comme une simple résistance dans le cas de polarisation directe et comme une résistance parallèle à un condensateur dans le cas d'une diode en polarisation inverse [16]. Pour tenir compte de l'insertion des diodes PIN dans la méthode WCIP, un opérateur de diffraction est d'abord déterminé. L'impédance équivalente dans le domaine occupé par les diodes est équivalente à une impédance de surface [15]. Ainsi, les structures FSS à diodes sont constituées de trois domaines avec l'ajout du domaine des diodes : le domaine diélectrique, le domaine métallique et le domaine des éléments localisés.

Comme il a été démontré au chapitre précédant Figure II.16 et Figure II.17, un interrupteur ON / OFF idéal et un commutateur à diode PIN. Ainsi les résultats obtenus lorsqu'un espace est inséré peuvent être utilisés pour confirmer la présence d'une diode PIN à l'état OFF puisque les rubans métalliques dans la structure FSS présentée ne sont pas couplés.

Les diodes varactor peuvent être utilisées comme charges capacitives pour créer une structure FSS réglable électroniquement. Pour obtenir une structure active, des diodes PIN sont insérées au centre

du ruban de longueur  $L_2$  en tant que charges [16] [17]. Modélisées comme un circuit RC parallèle, les diodes à broche insérées HPND 4038 polarisées à -30 V ont une capacité équivalente C de 0,052 pF et une résistance R de 4 kΩ [16] en tant que diode OFF. Et une résistance égale à 1Ω sous forme de diode ON.

Figure III .12 montre l'emplacement de la diode PIN au centre du ruban de longueur  $L_2$ .

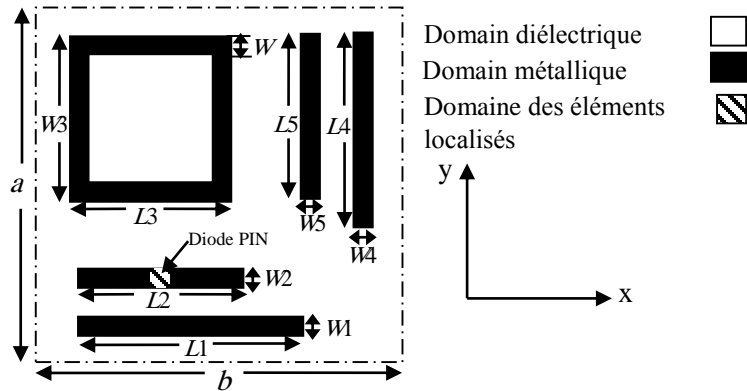


Figure III .12 FSS à anneau rectangulaire et des rubans métalliques parallèles: avec une charge constituée d'une diode PIN au centre du ruban de longueur  $L_2$

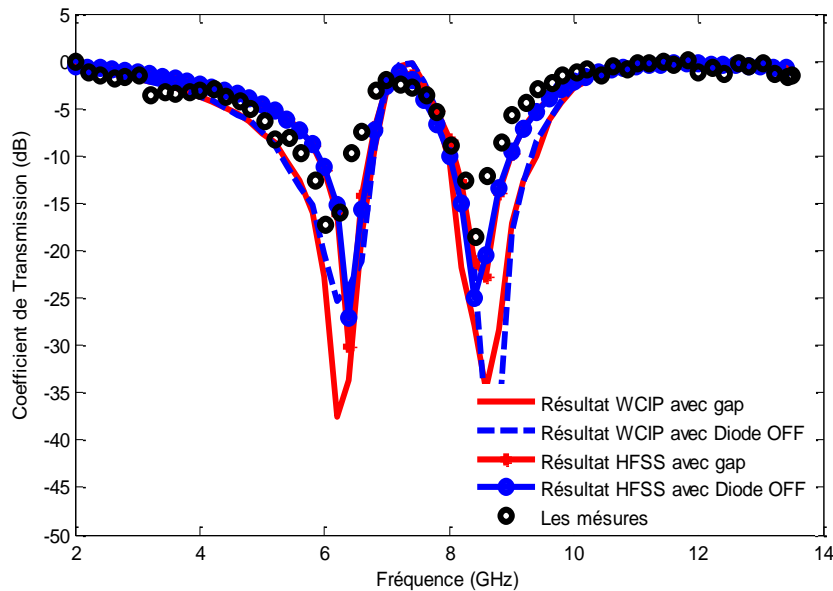


Figure III .13. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec gap ou diode OFF au centre du ruban de longueur  $L_2$

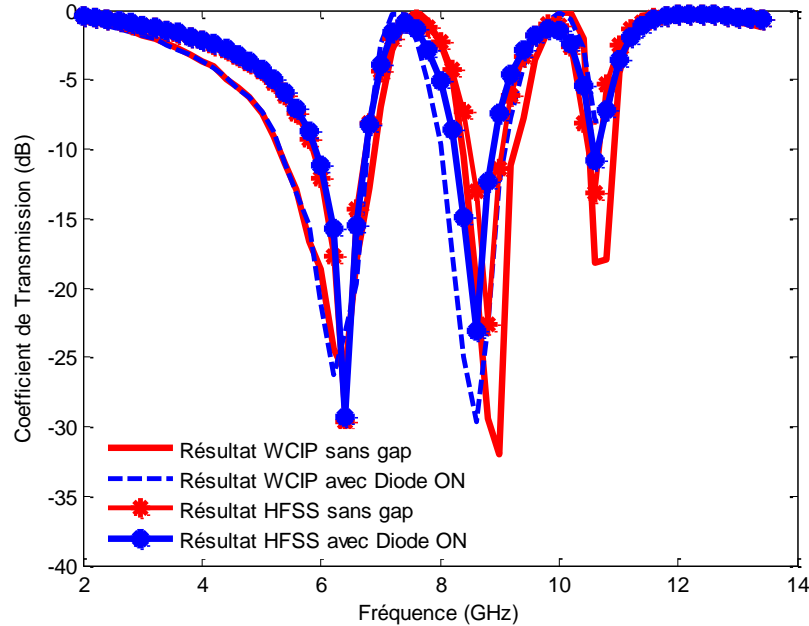


Figure. III .14. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec une diode ON insérée au centre du ruban de longueur  $L_2$

## 7. Amélioration et ajustement de la bande passante

Le principal avantage de la structure présentée est qu'elle est basée sur des rubans métalliques parallèles non couplés, donc l'amélioration de la largeur des bandes peut être facilement obtenue en ajustant indépendamment la longueur de chaque ruban pour obtenir la fréquence de résonance souhaitée. De plus, les dimensions de l'anneau métallique rectangulaire peuvent également être utilisées pour fusionner les fréquences de résonance correspondantes afin d'améliorer la bande passante de la FSS. La structure FSS de la Figure III.2(b) est prise comme structure de référence pour concevoir une FSS à bande améliorée.

D'après les résultats présentés, à -3 dB de la puissance de transmission, des largeurs de bande de 3,35 GHz, 1,76 GHz et 0,46 GHz, centrées sur les fréquences de résonance correspondantes sont enregistrées lorsque la source est polarisée en  $x$ . Dans le cas de la source en polarisation  $y$ , les largeurs de bande rejetées sont de 3,70 GHz, 1,65 GHz et 0,57 GHz. À -10 dB de la puissance de transmission, deux bandes de rejet existent dans les deux polarisations de source avec des largeurs de bande de 1,37 GHz, 1,021 GHz pour la source polarisée en  $x$  et 1,71 GHz et 0,92 GHz lorsque la source est polarisée selon  $y$ .

La Figure III .15 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs du ruban métallique de longueur  $L_2$ , cette variation entraîne une diminution de la fréquence de résonance supérieure de la structure. Pour  $L_2$  égale à 10,45 mm, la fréquence de résonance correspondante intervient pour améliorer la bande passante située à 8,25 GHz pour la FSS polarisée en  $x$ . Ainsi, la bande passante présentée initialement à cette fréquence est élargie pour avoir des valeurs d'environ 2,44 GHz à -3 dB et 1,42 GHz à -10 dB pour donner une amélioration de bande de 38,64% à -3 dB et de 39,08% à -10 dB.

Un autre moyen d'améliorer la bande à 8,25 GHz dans la polarisation  $x$  est la diminution de la dimension de l'anneau métallique  $L_3$  en gardant la valeur de  $L_2$  fixe et égale à 10.45mm, ce qui entraîne un déplacement de la fréquence de résonance correspondante, comme indiqué sur la Figure III .16. Lorsque  $L_3$  prend la valeur de 5 mm, sa largeur de bande correspondante se superpose à la largeur de la bande de rejet initiale située à 8,25 GHz améliorant de nouveau la largeur de la bande de rejet pour avoir une valeur de 4,10 GHz à -3 dB et de 1,65 GHz à -10 dB. Ainsi une amélioration de la bande passante de 123,86% à -3 dB et 61,60% à -10 dB par rapport à la largeur de bande initiale correspondante à la fréquence 8,25 GHz est obtenue.

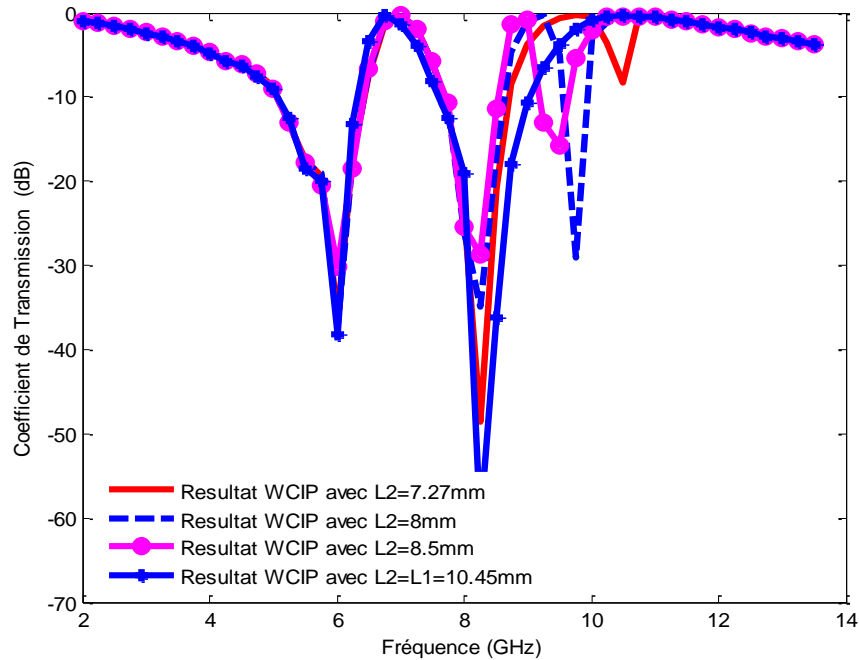


Figure III .15. Coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de  $L_2$  pour la polarisation  $x$

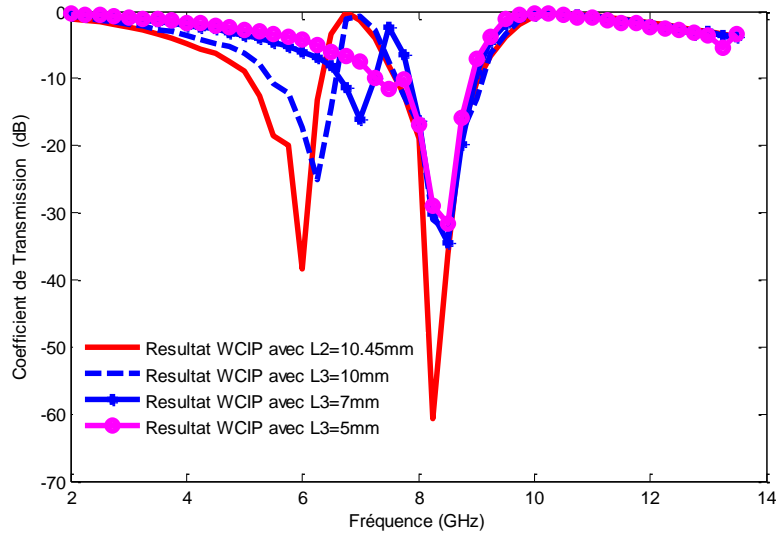


Figure III .16. Coefficient de transmission pour différentes valeurs décroissantes de  $L_3$  et  $L_2$  fixe pour la polarisation  $x$

Pour améliorer la bande passante de la FSS lorsqu'elle est excitée avec une source polarisée en  $y$ , la longueur du ruban  $L_5$  est augmentée de 7.27 mm à 9,45 mm pour prendre la même valeur que  $L_4$ , comme le montre la figure III .17. Des bandes passantes de 2,40 GHz à -3 dB et 1,3 GHz à -10 dB sont observées. Ainsi, la bande passante rejetée se produisant à une fréquence de résonance de 8,25 GHz dans la polarisation  $y$  est améliorée de 45,45% à -3 dB et 41,3% à -10 dB.

La largeur de bande améliorée obtenue dans le cas de la polarisation  $y$  peut être encore améliorée en diminuant la largeur de l'anneau  $W_3$ , en maintenant la longueur du ruban  $L_5$  fixe et égale à 9.45mm comme indiqué sur la figure III. 18. Lorsque  $W_3$  diminue de 11mm à 4 mm, la bande de rejet résultante située à 8,25 GHz est améliorée à 3,67 GHz à -3 dB sans être modifiée pour une référence de -10 dB. Par conséquent, une amélioration globale de la largeur de bande de rejet de 122,42% à -3 dB à 8,25 GHz est obtenue par rapport à la FSS initiale de la Figure III .2.

Dans la FSS proposée, les fréquences de résonance correspondantes aux largeurs de bande améliorées peuvent être facilement ajustées à la fréquence souhaitée en faisant varier de manière indépendante et simultanée les longueurs des rubans correspondants et les dimensions de l'anneau aux valeurs appropriées.

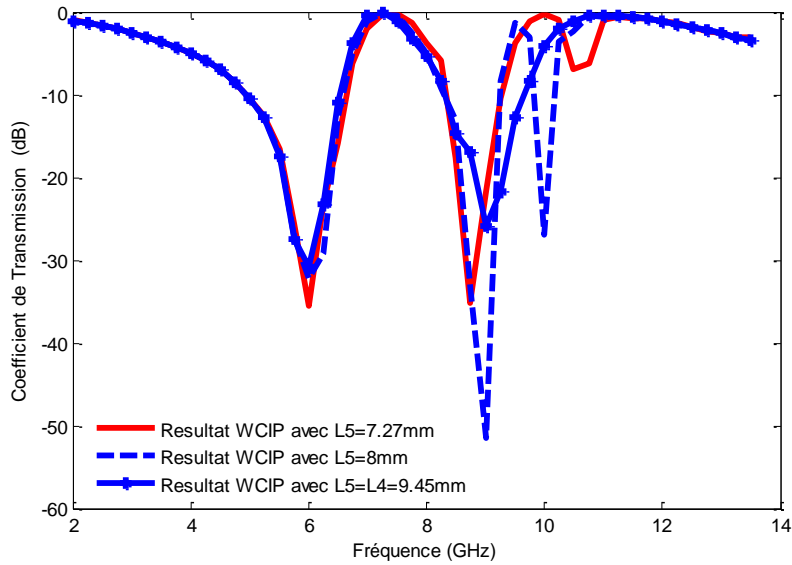


Figure III .17. Coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de  $L_5$  pour la polarisation y

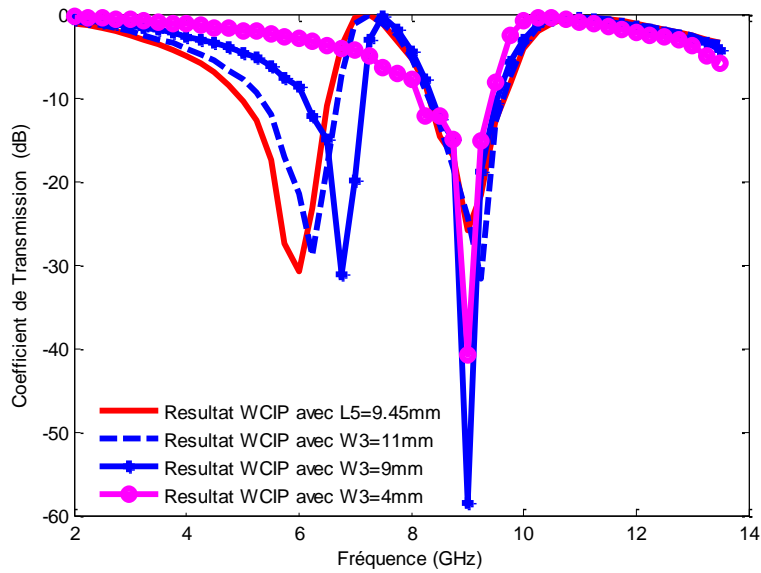


Figure III. 18. Coefficient de transmission pour différentes valeurs décroissantes de  $W_3$  et  $L_5$  fixe pour la polarisation y

### 8. Proposition et validation de l'approche de synthèse

La synthèse présentée est basée sur une FSS à base de rubans métalliques parallèles non couplées avec anneau. L'indépendance des fréquences de résonance qui en résulte permet l'addition ou la suppression d'une fréquence de résonance en insérant ou en éliminant respectivement le ruban

correspondant à cette fréquence. De plus, un simple circuit FSS équivalent peut être obtenu. Des circuits  $LC$  en série parallèles où chaque circuit  $LC$  série correspond à un ruban métallique ou à un circuit équivalent en anneau peuvent être proposés.

### 8.1. Présentation de l'approche de synthèse

Les structures FSS issues de l'approche de synthèse proposée reposent sur des rubans métalliques parallèles non couplés et un motif en anneau. Cette propriété est assurée par l'arrangement représenté sur la Figure III. 21, dans lequel les distances de séparation sont testées pour différentes longueurs de rubans et permettent de constater que les fréquences de résonance correspondent indépendamment aux rubans et à l'anneau. Ainsi, ces motifs sont simples à modéliser sous la forme d'un circuit  $LC$  série monté en parallèle et l'ajustement de chaque fréquence de résonance est assuré par une simple variation de la longueur du ruban métallique ou de la circonférence de l'anneau métallique correspondant à cette fréquence de résonance.

Tout d'abord, la fonction  $L_{\text{ruban/anneau}} = F(\text{fr})$  qui définit la variation de la fréquence de résonance souhaitée en fonction de la longueur du ruban ou de la circonférence de l'anneau métalliques est déterminée en activant des simulations basées sur la méthode WCIP pour différentes longueurs du ruban et de la circonférence de l'anneau. Ensuite, la méthode des moindres carrés est utilisée pour obtenir des courbes continues.

Les deux cellules élémentaires de base sont une cellule unitaire FSS à ruban métallique et une cellule unitaire FSS à anneau métallique rectangulaire comme illustrées aux Figures. III .19 (a) et III .19 (b) respectivement. Les motifs sont imprimées sur un substrat de fibre de verre FR-4 de constante diélectrique  $\epsilon_r = 4,4$  et d'épaisseur  $h = 1\text{ mm}$ . Les dimensions de la cellule élémentaire de base sont les suivantes :  $a \times b = 20\text{ mm} \times 20\text{ mm}$ ,  $W_{\text{ruban}} = 1\text{ mm}$ ,  $S = 1\text{ mm}$ ,  $W_{\text{anneau}} = 12\text{ mm}$ . Les dimensions  $L_{\text{ruban}}$  et  $L_{\text{anneau}}$  varient de 5,25 mm jusqu'à 15,75 mm avec un pas de 0,25 mm. Les courbes obtenues qui représentent la fonction  $F$  décrivant la variation de la longueur des ruban  $L_{\text{ruban}}$  et de la circonférence de l'anneau  $L_{\text{anneau}}$  en fonction de la fréquence de résonance souhaitée sont illustrées par la Figure III .20.

La résonance apparaît lorsque la longueur d'onde est égale à deux fois la longueur du ruban dans le cas de la FSS de la Figure. III .19 (a) et se produit lorsque la longueur d'onde est égale à la circonférence de l'anneau dans le cas de la FSS de la Figure III .19 (b).

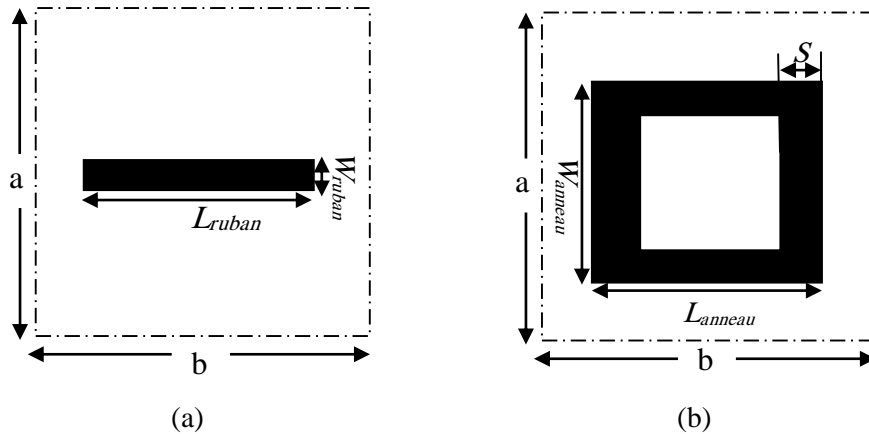


Figure III.19 Approche de synthèse à base de la cellule unitaire du FSS

(a) Cellule unitaire à rubans métalliques et  
 (b) Cellule unitaire à anneau métallique rectangulaire

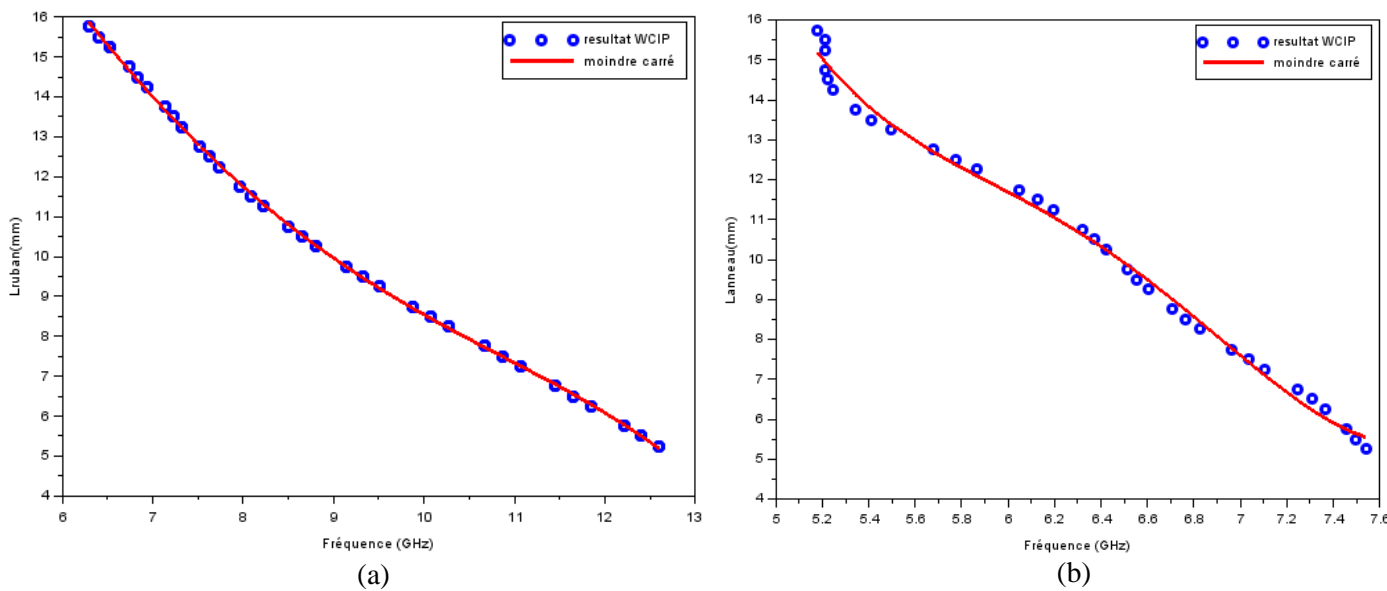


Figure III.20.  $L_{ruban}$  et  $L_{anneau}$  en fonction de la fréquence de résonance souhaitée  
 (a)  $L_{ruban} = F(fr)$  et (b)  $L_{anneau} = G(fr)$

En utilisant les courbes de la Figure III .20, les longueurs des rubans et de l'anneau peuvent être déterminées pour toute valeur de fréquence de résonance désirée variant de 6,5 GHz à environ 12,75 GHz dans le cas de la FSS à ruban métallique et de 5,2 GHz à environ 7,6 GHz dans le cas de la FSS à anneau métallique.

## 8.2. Validation de l'approche de synthèse



Pour valider la synthèse présentée, les réponses en fréquence des deux structures FSS fabriquées de la figure III.21 sont considérées comme les réponses en fréquence souhaitées. Les valeurs des fréquences de résonance sont extraites à partir de la figure III.20 et les différentes longueurs des rubans métalliques parallèles et de l'anneau composant la FSS sont déterminées à l'aide de la Figure. III .20 (a) et III .20 (b) respectivement.

### 8.2.1. FSS à base de rubans métalliques parallèles avec anneau rectangulaire

La structure proposée est constituée de rubans métalliques parallèles avec un anneau rectangulaire, comme illustré à la Figure III.21 (a). Cette structure FSS de dimensions  $a = 20$  mm et  $b = 20$  mm est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique  $\epsilon_r = 4,4$  et d'épaisseur  $h = 1$  mm. Les autres dimensions de la cellule unitaire de la FSS illustrée à la Fig. III.21 (b) sont les suivantes :  $L_1 = 10,77$  mm,  $L_2 = 7,60$  mm,  $L_3 = 11,91$  mm,  $L_4 = 9,77$  mm,  $W_1 = W_2 = W_4 = 1$  mm,  $W = 1$  mm et  $W_3 = 11,70$  mm, avec  $g_1 = 2$  mm,  $g_3 = 1$  mm,  $g_4 = 17,6$  mm  $S_1 = 1$  mm,  $S_2 = 3$  mm,  $S_3 = 6,6$  mm,  $S_4 = 8$  mm.

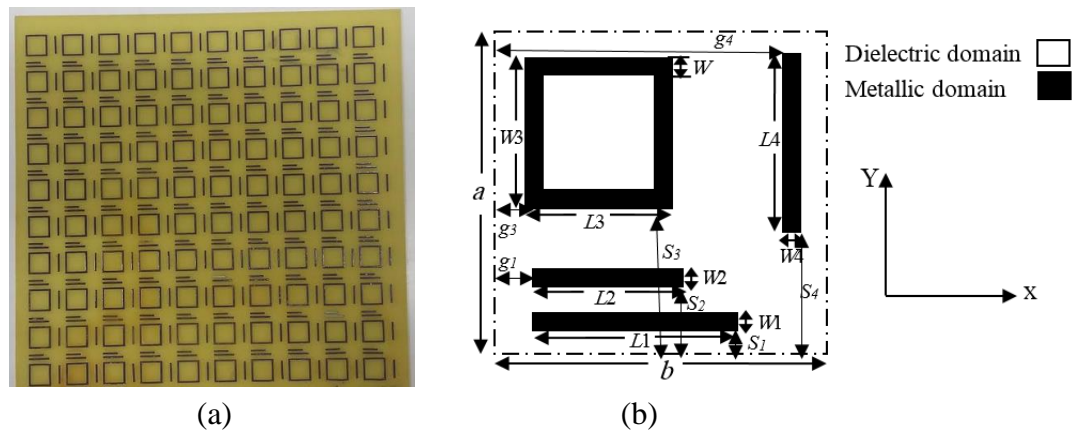


Figure III .21 FSS à base de rubans métalliques parallèles et anneau rectangulaire:

(a) FFS fabriquées avec un réseau de  $10 \times 10$  cellules (b) géométrie de la cellule unitaire FSS

Comme le montre la Figure III.22 (a), trois fréquences de résonance sont observées à 6,2 GHz, 8,6 GHz et 10,6 GHz lorsque la source d'onde incidente est polarisée en  $x$  avec des largeurs de bande à -3 dB égales à 3,34 GHz, 1,76 GHz et 0,78 GHz, respectivement et 1,42 GHz, 1,05 GHz et 0,5 GHz, respectivement à -10 dB. Pour une source d'onde plane incidente polarisée en  $y$ , les fréquences de résonance observées illustrées à la Figure III.22 (b) sont 6,2 GHz, 9,2 GHz avec des largeurs de bande

à -3 dB égales à 3,62 GHz et 1,90 GHz respectivement, et de 1,58 GHz et 1,03 GHz respectivement à base de -10 dB.

Les résultats simulés par la méthode WCIP sont comparés aux résultats simulés par le logiciel commercial HFSS et aux mesures. Un bon accord a été enregistré.

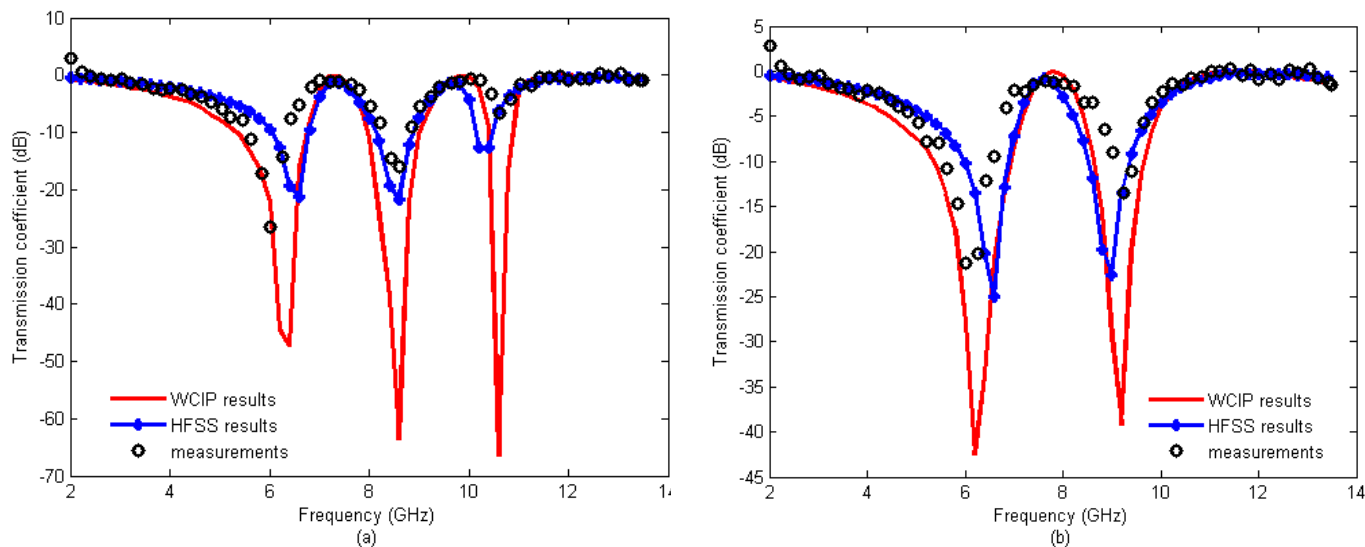


Figure III .22 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour:(a) La source de polarisation en  $x$  (b) La source de polarisation en  $y$

Les fréquences de résonance données par les mesures à la Figure III .22 et correspondant à la structure FSS à base de rubans métalliques parallèles avec un anneau représenté sur la Figure III .21 sont remplacés sur les Figures III .20 comme étant les fréquences de résonance souhaitées, ainsi les longueurs synthétisées des rubans et de l'anneau sont déterminées. Les fréquences de résonance souhaitées sont 6.025 GHz, 8,555 GHz et 10,8 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 6.14GHz, 9,245 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $y$ .

Les longueurs de la structure obtenues à base de rubans parallèles et anneau rectangulaire sont  $L_{s1} = 10.70\text{mm}$ ,  $L_{s2} = 7.65\text{mm}$ ,  $L_{s3} = 11.60\text{mm}$  pour les rubans métalliques et  $W_{s3} = 12\text{mm}$ ,  $L_{s4} = 9,65\text{ mm}$  pour les dimensions de l'anneau. La méthode WCIP est ensuite appliquée pour calculer les fréquences de résonance de la structure synthétisée. Enfin les fréquences résultantes sont de 6,2 GHz, 8,6 GHz, 10,6 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 6,2 GHz, 9,2 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $y$ . L'erreur relative entre les mesures de la Figure. III .22 et les résultats obtenus par la

méthode WCIP pour la structure FSS synthétisé en termes de fréquences de résonance allant de la plus faible à la plus haute valeur sont de 2,9%, 0,52% et 1,30%, respectivement, lorsque la source est polarisée en  $x$  et 0,98% et 0,49% respectivement dans le cas où la source est polarisée en  $y$ .

Les coefficients de transmission de la structure FSS synthétisée obtenue par les logiciels WCIP et HFSS et comparés avec les mesures sont présentés à la Figure III .23.

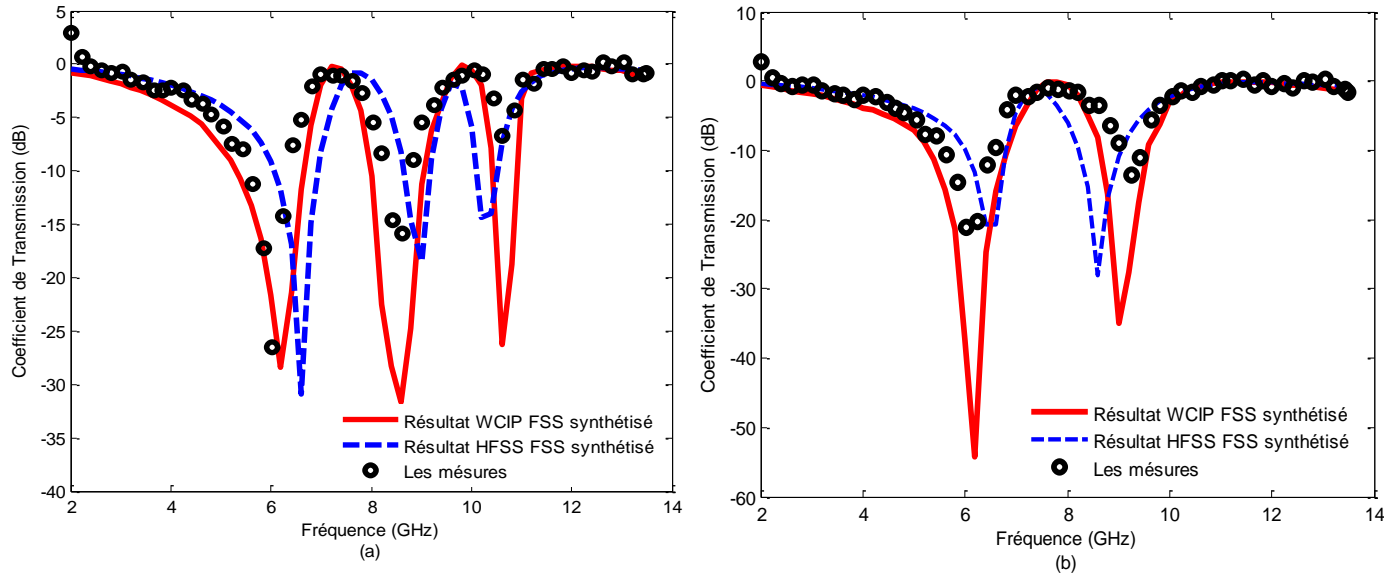


Figure III.23. Coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence de fonctionnement pour : (a) la source en polarisation  $x$  (b) la source en polarisation  $y$

### 8.2.2. FSS à rubans métalliques parallèles et un anneau rectangulaire avec un gap dans un ruban

Pour plus de flexibilité dans la FSS à base de rubans métalliques parallèles et un anneau, un gap est inséré au centre d'un ruban, comme indiqué sur la Figure III .24, pour pouvoir pousser la fréquence de résonance correspondante au ruban à des valeurs supérieures de telle sorte qu'elle sera considérée comme éliminée sans altérer les autres fréquences de résonance de la FSS. Le gap centré sert à modéliser un commutateur ON / OFF idéal, représenté par l'état OFF dans le cas du gap. La FSS fabriquée est représentée à la Figure III .24 (a), les dimensions de la cellule unitaire de la Figure III .24 (b) sont les suivantes :  $L_1 = 10,75$  mm,  $L_2 = 7,52$  mm, les dimensions du gap sont de  $1$  mm  $\times$   $1$  mm,  $L_3 = 11,78$  mm,  $L_4 = 10$  mm,  $W_1 = W_2 = W_4 = W_5 = 1$  mm,  $W = 1$  mm et  $W_3 = 11,75$  mm. Le gap est inséré au centre du ruban de longueur  $L_2$ . Les fréquences de résonance mesurées sont de 6,025 GHz et 8,44 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 6,255 GHz, 9,015 GHz et 10,63 GHz

lorsque l'onde incidente est polarisée en  $y$ . L'insertion du gap a éliminé la résonance de la bande métallique  $L_2$ .

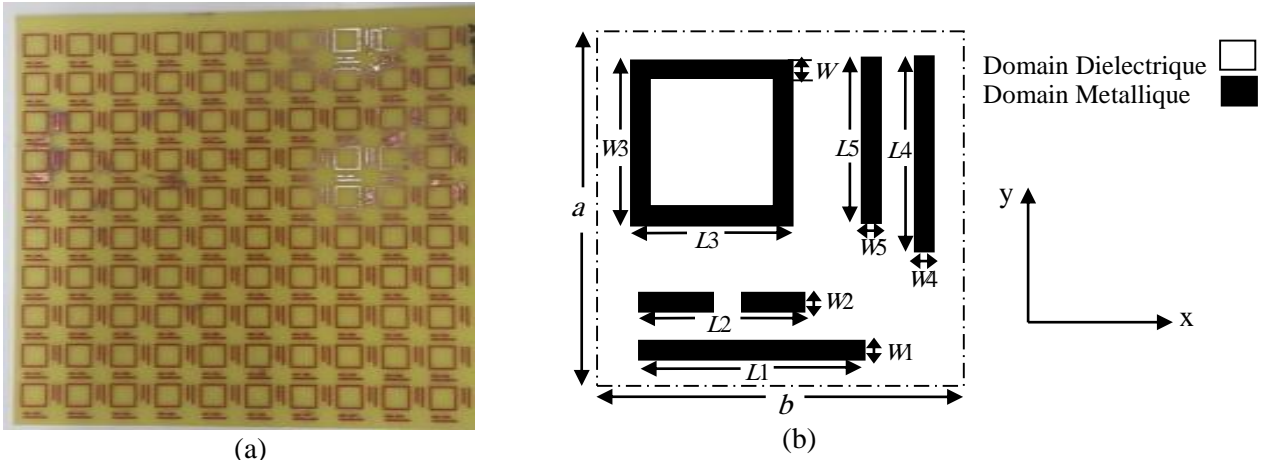


Figure III .24. FSS à anneau rectangulaire et ruban métalliques parallèles avec gap:  
 (a) FSS réalisée avec un réseau de  $10 \times 10$  cellules élémentaires  
 (b) géométrie de la cellule unitaire de la FSS.

Pour valider l'approche de synthèse présentée, les fréquences de résonance mesurées sont considérées comme les fréquences de résonance désirées à insérer dans les courbes de la Figure III .20, ensuite les longueurs nécessaires des rubans et de l'anneau sont déterminées.

Les fréquences de résonance données par les mesures et correspondant à la structure de la Figure. III .24 sont remplacés sur les Figure III. 20(a) et III. 20(b) donnant les longueurs synthétisées du ruban et de l'anneau. La FSS synthétisée est illustrée à la Figure. III. 25 avec les dimensions des cellules unitaires  $a = 20$  mm et  $b = 20$  mm, une constante diélectrique  $\epsilon_r = 4,4$  et une épaisseur  $h = 1$  mm, la largeur des rubans et de l'anneau est  $W = 1$  mm. Les dimensions restantes de la FSS synthétisées sont  $L_{s1} = 10,90$  mm,  $L_{s3} = 11,60$  mm,  $W_{s3} = 12$  mm,  $L_{s4} = 9,93$  mm et  $L_{s5} = 7,77$ mm.

La synthèse de la FSS de la Figure III .25 est alors caractérisée par la méthode WCIP et le logiciel HFSS. Les fréquences de résonance obtenues sont 6,25 GHz et 8,4 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 6,4 GHz, 8,8 GHz et 10.6GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $y$ .

L'erreur relative entre les fréquences de résonance mesurées, étant insérées dans l'approche de synthèse comme les résultats souhaités, et les fréquences de résonance de la FSS synthétisée allant de la fréquence de résonance la plus basse à la fréquence de résonance la plus élevée est de 3,73%, 0,47%, respectivement, pour une source de la polarisation en  $x$  et 2,32%, 2,39% et 0,28%, respectivement à la polarisation  $y$ .

Les coefficients de transmission de la structure FSS synthétisée obtenue par la méthode WCIP et le logiciel HFSS et ceux obtenus par les mesures sont présentés à la Figure III.26.

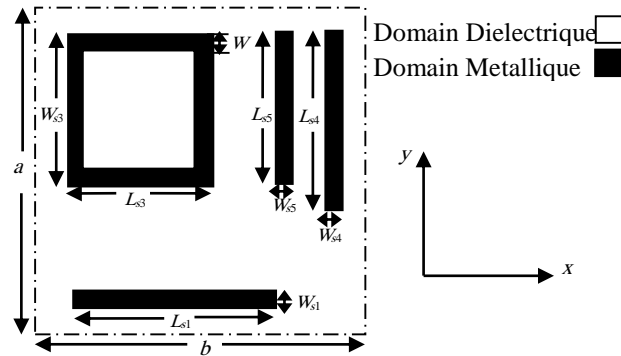


Figure III .25. FSS synthétisée basée sur les mesures de la FSS de la Figure III .24.

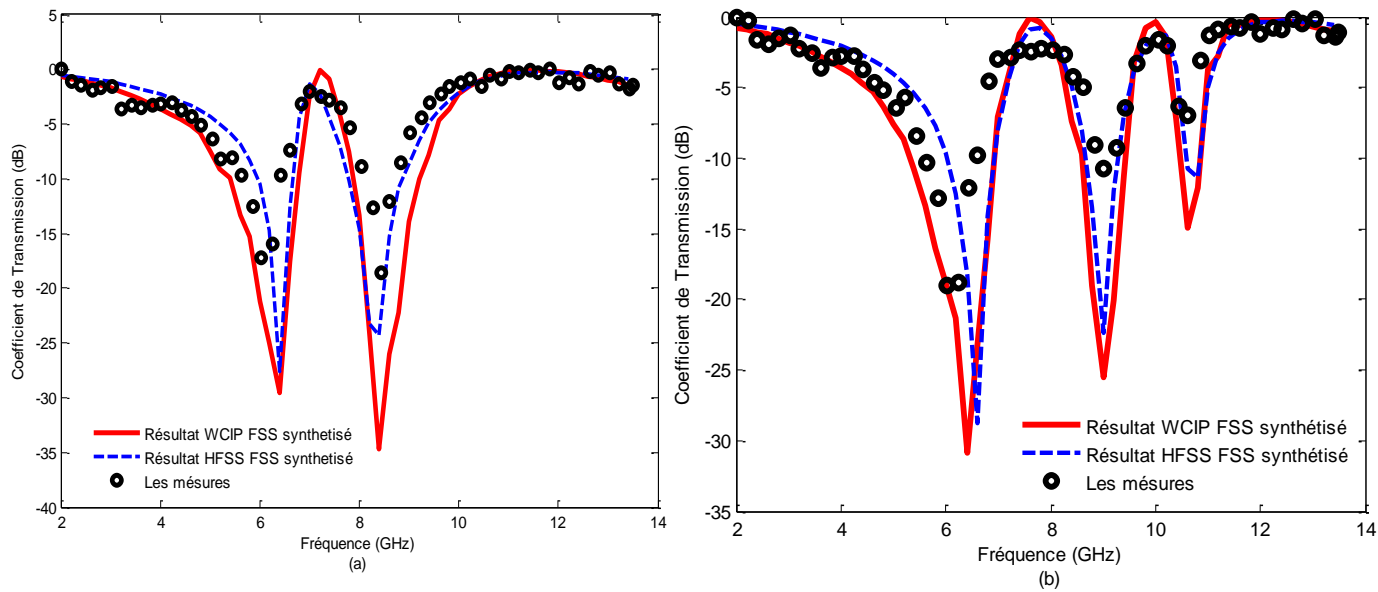


Figure III .26. Coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence de fonctionnement pour :  
 (a) la source en polarisation  $x$   
 (b) la source en polarisation  $y$

### 8.2.3. Structure équivalente pour une FSS à motifs complexes

L'explication précise des sources de résonance dans les FSS à motifs complexes est difficile à trouver dans la majorité des cas. Là où la FSS basée sur des rubans métalliques parallèles et un anneau est facilement modélisée par un circuit équivalent basé sur des circuits parallèles, chaque branche étant un circuit résonant de  $LC$  série permettant de modéliser chaque fréquence de résonance créée indépendamment par les rubans et l'anneau puisque les éléments de la FSS étant non couplés. Par conséquent, la détermination de structures FSS équivalentes basées sur des rubans métalliques parallèles et un anneau pour remplacer les formes complexes FSS en termes d'application ou d'interprétation du comportement est prédominante.

La Figure. III .27 montre un motif complexe d'une FSS choisie pour le test d'approche équivalente de structures présentées. Il s'agit d'une FSS à anneau métallique ouvert quasi-rectangulaire [18] caractérisée par deux fréquences de résonance pour une source polarisée en  $x$  et une fréquence de résonance pour une source polarisée en  $y$ . Les dimensions de l'anneau métallique ouvert quasi-rectangulaire sont :  $a = 20$  mm,  $L = 10$  mm,  $W = S = 2$  mm et  $d = 3$  mm, le motif métallique en cuivre est gravé sur une fibre de verre (FR-4) d'épaisseur  $h = 1$  mm [18].

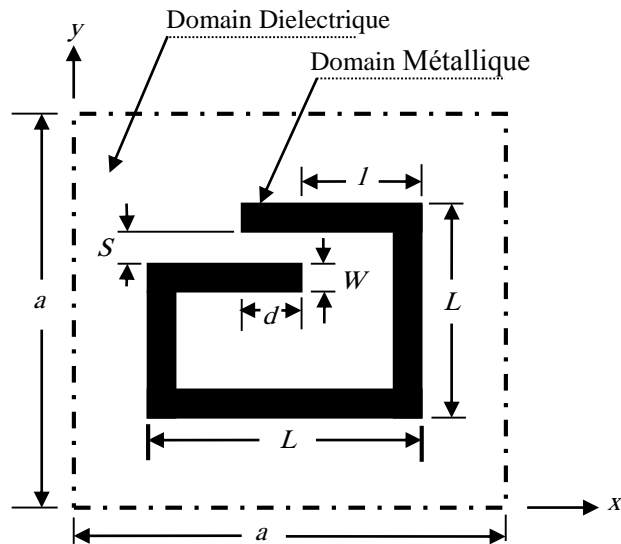


Figure III .27. Géométrie de la cellule unitaire de la FSS à anneau métallique quasi rectangulaire ouvert [18]

Les fréquences de résonance de la FSS à anneau métallique ouvert quasi rectangulaire mesurées sont 10,93 GHz et 12,32 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 8,70 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $y$ . En insérant ces fréquences de résonance dans la Figure III .20 (a), les longueurs des rubans métalliques parallèles de la structure FSS équivalente sont directement déterminées. La structure équivalente est représentée sur la Figure. III .28. Le substrat a une constante diélectrique  $\epsilon_r = 4,4$ , une épaisseur  $h = 1$  mm, et une largeur de ruban  $W = 2$ mm. Les dimensions de la cellule unitaire sont  $a \times b = 20$ mm x 20 mm et elle est basée sur deux rubans métalliques selon la direction  $x$  de longueurs  $L_1 = 7,30$  mm et  $L_2 = 5,63$  mm et un ruban métallique dans la direction  $y$  avec une longueur  $L_3 = 10,45$ mm, en raison de la présence de deux fréquences de résonance pour la polarisation en  $x$  et d'une fréquence de résonance pour la polarisation en  $y$ , caractérisant la structure FSS à anneau métallique ouvert quasi rectangulaire de la structure équivalente de la Figure. III .27.

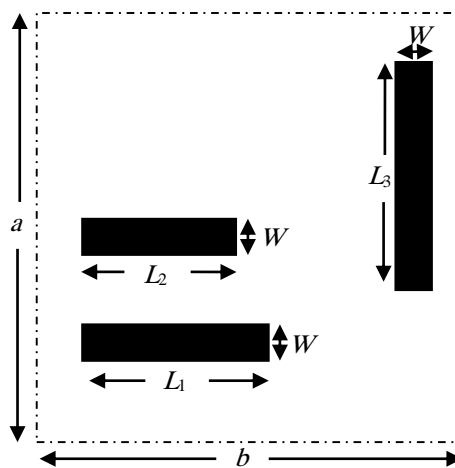


Figure III .28 Structure FSS équivalente à anneau métallique quasi-carré ouvert, basée sur des rubans métalliques parallèles

Le coefficient de transmission obtenu en fonction de la fréquence de fonctionnement simulé à l'aide de la méthode WCIP et du logiciel HFSS est représenté sur la Figure. III .29. Les résultats obtenus sont comparés aux résultats de mesures de la structure FSS à anneau métallique ouvert quasi rectangulaire. Les fréquences de résonance obtenues par la méthode WCIP pour la structure FSS équivalente de la Figure. III .28 sont 10,8 GHz, 12,3 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 8,8 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $y$ . L'erreur relative entre les résultats mesurés de la structure FSS à anneau métallique ouvert quasi rectangulaire et les résultats de la structure équivalente proposée en termes de fréquences de résonance allant de la plus petite à la plus haute est

respectivement de 1,18% et 0,16% pour la fréquence de résonance en polarisation  $x$  et 1,14% pour la polarisation en  $y$ .

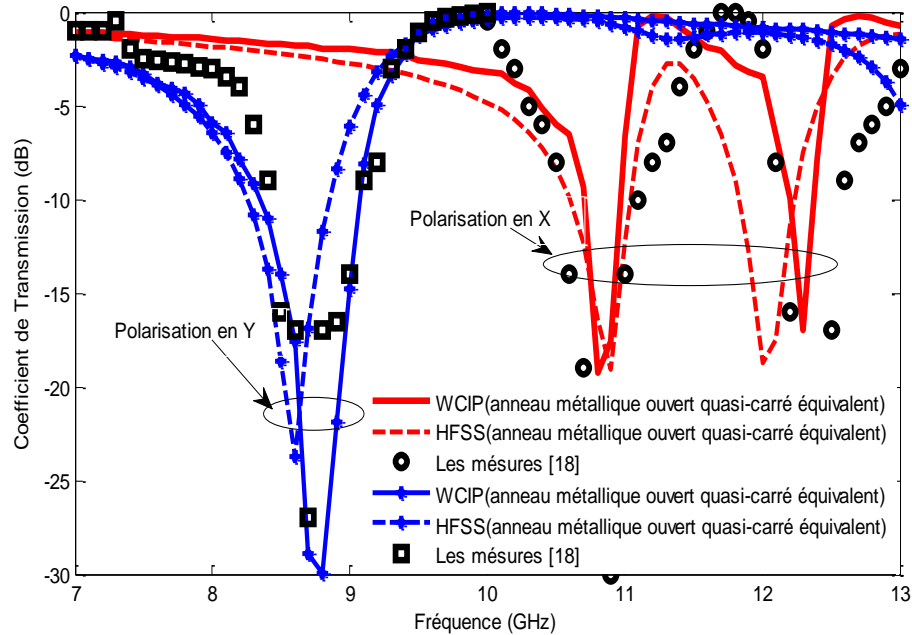


Figure III .29. Coefficient de transmission des résultats de mesure de la structure FSS à anneau métallique ouvert quasi-rectangulaire et des résultats de la structure FSS équivalente proposée en fonction de la fréquence pour les polarisations  $x$  et  $y$

## 9. Conclusion

Dans ce chapitre, une FSS à un anneau métallique rectangulaire avec des rubans métalliques parallèles non couplés pour des applications multi bandes et en double polarisation est simulée et fabriquée. Dans la structure FSS proposée, les rubans et l'anneau rectangulaire sont indépendants dans les domaines spatial et spectral, car les éléments métalliques sont découplés pour un arrangement déterminé. Cette caractéristique offre aux utilisateurs une explication du comportement complet de la FSS à toute fréquence de résonance puisque chaque fréquence de résonance n'est due qu'à un élément FSS métallique intervenant d'une seule dimension. En outre, sa résonance n'est qu'un circuit LC résonnant équivalent.

Les fréquences de résonance peuvent être ajustées indépendamment par la variation des longueurs des rubans métalliques. Pour le FSS commutable, l'insertion d'un commutateur à diode PIN au centre des



rubans permet l'insertion ou la suppression de la fréquence de résonance correspondante. Trois structures FSS sont fabriquées et caractérisées. Les résultats obtenus par la méthode WCIP sont en bon accord avec le logiciel COMSOL multi physiques et les mesures.

La FSS présentée est caractérisée par des largeurs de bande pouvant être améliorées jusqu'à plus de 122% dans les deux directions des sources polarisées en  $x$  et  $y$  en faisant varier de manière indépendante les longueurs du ruban et les dimensions de l'anneau. De plus, de la même manière la fréquence de résonance peut être réglée en centrant la bande passante améliorée.

Une approche de synthèse basée sur le motif FSS proposé est introduite et les courbes montrant la variation de la fréquence de résonance souhaitée en fonction de la longueur du ruban métallique et de la circonférence de l'anneau sont tracées à l'aide de la méthode WCIP et de la méthode des moindres carrés. Les réponses en fréquence mesurées des FSS fabriquées sont considérées comme les réponses en fréquence souhaitées et l'approche de synthèse est ensuite utilisée pour déterminer les longueurs des rubans et la circonférence de l'anneau. Les FSS synthétisées sont caractérisées à l'aide de la méthode WCIP et un bon accord est observé par rapport aux réponses en fréquence mesurées.

Les comportements des FSS à motifs complexes ne sont pas toujours faciles à modéliser. Ainsi, une FSS équivalente basée sur des rubans métalliques parallèles et un anneau est utilisée pour déterminer le comportement complet de la FSS, puisque les fréquences de résonance varient indépendamment en raison des éléments métalliques non couplés de la structure FSS composant chaque cellule unitaire. De plus, chaque élément est facilement modélisé comme un circuit  $LC$  série monté en parallèle en raison de l'effet du non-couplage régissant les éléments de la FSS. Un anneau métallique ouvert quasi-rectangulaire publié dans la littérature est considéré comme un motif complexe et ses fréquences de résonance pour les polarisations  $x$  et  $y$  sont utilisées comme fréquences de résonance souhaitées à insérer dans l'approche de synthèse. Les longueurs des rubans métalliques de la structure équivalente sont déterminées. La méthode WCIP et le logiciel HFSS sont utilisés pour caractériser la structure FSS équivalente à la structure FSS à anneau métallique ouvert quasi-rectangulaire, puis ils sont comparés à la réponse en fréquence du FSS complexe donnée par les mesures, un bon accord est enregistré.

## Références

- [1] R. Bhattacharyya, et al., “A Compact Frequency Selective Surface with Multi Frequency Operation”, *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, Vol. 9, No. 1, pp. 39-44, 2016.
- [2] A. G. Neto, et al., “ Analysis of Frequency Selective Surface with U-Shaped Geometry”, *JMO Journal*, Vol. 14, pp. 113-122, July 2015,.
- [3] Guo, H. Sun, et al., “A Novel Dual band Frequency Selective Surface With Periodic Cell Perturbation”, *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 9, pp. 137–149, 2008.
- [4] Y. Li, et al., “Design And Synthesis of Multilayer Frequency Selective Surface Based on Antenna-Filter-Antenna Using Minkowski Fractal Structures”, *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol. 63, No. 4, pp. 133–141, January 2015.
- [5] M.Titaouine, et al., “Dual- Band And Enhanced Band FSS Characterization Using Wcip Method”, *MOTL Journal*, Vol. 52, No. 4, pp. 836-839, April 2010.
- [6] H. Baudrand, M. Titaouine and N. Raveu, *The Wave Concept in Electromagnetism and Circuits: Theory and Applications*, ISTE Ltd and John Wiley & Sons Inc., August 2016.
- [7] A. Djouimaa et al., "Tunable FSS simulation using WCIP method for multiband and dual polarized application", *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 60, No. 3, pp. 106–112, 2017.
- [8] I. Adoui, et al., "Characterization Of Novel Open Notched Quasi-Square Metallic Ring FSS Using WCIP Method For Multiband Applications", *Microwave And Optical Technology Letters*. Vol. 58, No. 9 pp. 2071-2075, 2016, doi: 10.1002/mop.

- [9] M. AOUISSI, et al, "Analysis of a joined split-ring FSS structure characterized by three resonant frequencies and a tuned enhanced band using the WCIP method", Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol. 25,pp. 288- 2896, 2017.
- [10] I. Adoui, M. Titaouine, A.Djouimaa, H. Choutri and H. Baudrand, "WCIP Method Applied to Modeling a Modified Rectangular Metallic Ring FSS for Multiband Applications", 7th seminar on Detection Systems: Architectures and Technologies (DAT'2017), 2017.
- [11] A. Djouimaa, M.Titaouine, H. baudrand, "Analysis of Double layered Frequency selective surface based on WCIP-SM Technique", 7th seminar on Detection Systems: Architectures and Technologies (DAT'2017), 2017.
- [12] M.Titaouine, et al., "Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic/Anisotropic Layers Using WCIP Method", ETRI Journal, Vol. 29, No. 1, pp. 36-44, February 2007.
- [13] M. Titaouine, et al., "Determination Of Metallic Ring Fss Scattering Characteristics Using WCIP Method", MOTL Journal, Vol. 50, No. 5, pp. 1324-1328, May 2008.
- [14] IbtissemAdoui, *Modélisation des filtres à cavité rectangulaire comportant des structures planaires à plusieurs niveaux de métallisation et à substrats multicouches homogènes et inhomogènes*, Thèse de Doctorat en Genie Electrique Et Informatique Industrielle, Université Mohamed Elbachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj, 2017.
- [15] M. Titaouine, et al., "WCIP Method Applied to Active Frequency Selective Surface", Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 6, No. 1, pp. 1-16, June 2007.
- [16] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez and N. A. Martynyuk, "Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators", Electronics Letters, vol. 41, No. 1, pp. 2-4, January 2005.

- [17] Mohammed Titaouine, Alfrêdo Gomes Neto, Henry Baudrand, Farid Djahli, WCIP Method Applied to Active Frequency Selective Surface , Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 6, No.1, pp 1-16, June 2007.
- [18] Mohammed Titaouine, Nathalie Raveu, Alfrêdo Gomes Neto, and Henry Baudrand, Electromagnetic Modeling of Quasi-Square Open Metallic Ring Frequency Selective Surface Using Wave Concept Iterative Procedure, ETRI Journal, Vol 21, N° 1, 77-79, February 2009.

# **Chapitre IV**

## **Etude des FSS à patch métallique rectangulaire perturbée et FSS presque périodiques**

# Chapitre IV

## Etude des FSS à patch métallique rectangulaire perturbée et FSS presque périodiques

### 1. Introduction

Les progrès technologiques dans les télécommunications et les hyperfréquences tendent depuis plusieurs années à la miniaturisation des circuits, la réduction des coûts, et aux pertes de ces appareils [1]. Aujourd'hui, leurs domaines d'application couvrent plusieurs secteurs, allant des applications professionnelles de haute précision telles que la radiométrie, l'aéronautique, les systèmes de navigation pour les télécommunications terrestres et spatiales, aux applications grand public telles que la télévision et la téléphonie mobile, Internet, Bluetooth, WIFI, ... [2]. Le développement rapide des systèmes de communication fonctionnant à de très hautes fréquences a nécessité l'utilisation de nouvelles technologies et de nouvelles structures, intégrant des composants passifs (ligne à micro-ruban, antenne plane, filtre) et actifs (diodes et transistors). Simple ou multicouche, pour les géométries simples ou complexes [2]. Les surfaces de fréquence sélectives (FSS) sont un élément clé des systèmes multifréquences [3]. Ils jouent par nature un rôle de filtres spatiaux, permettant la transmission de certaines fréquences et la réflexion d'autres [13].

Ce chapitre est consacré à la caractérisation d'une FSS à partir d'un patch métallique perturbé rectangulaire à l'aide de la méthode WCIP. Une ou plusieurs encoches dans différentes positions de cette structure sont ajoutées, Afin d'étudier leur influence sur le comportement électromagnétique de la structure lorsque cette dernière est excitée par des ondes planes en incidence normale et orthogonale par rapport à l'interface. L'effet de l'insertion d'un gap au centre du patch métallique, ainsi que la variation de ses dimensions sont étudiés.

Ensuite la caractérisation des FSS presque périodiques simple couche et plusieurs niveaux de métallisation utilisant la méthode WCIP-SM ont été présentées en effectuant une étude paramétrique pour pouvoir extraire les dimensions influentes sur les réponses spectrales de ces structures.

L'étude d'une FSS à couche superstrat et l'effet de cette dernière sur la fréquence de résonance a été présentée.

Les résultats obtenus par la méthode WCIP sont comparés aux résultats simulés par le logiciel commercial HFSS.

## 2. Structure FSS à patch rectangulaire

La structure FSS est représentée par la Figure IV.1. Les dimensions de cette structure sont :  $a = b = 20$  mm,  $L = 10$  mm,  $W = 10$  mm, épaisseur de substrat  $h = 1$  mm et la constante diélectrique est de 4,4. Un maillage de  $100 \times 100$  pixels est utilisé. Les résultats sont enregistrés après 350 itérations

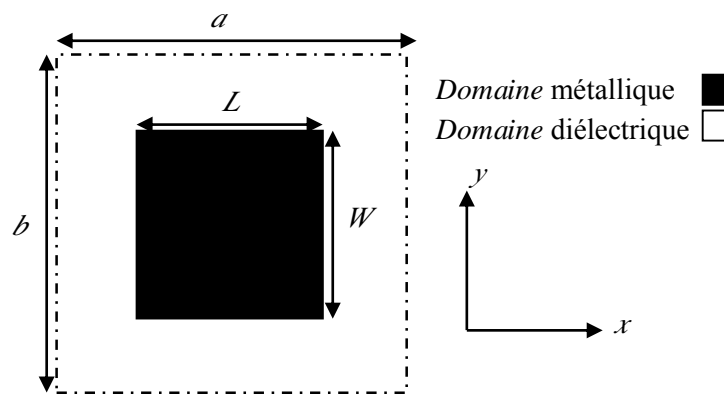


Figure IV.1. FSS à patch rectangulaire

Figure. IV.2 montre le coefficient de transmission de la structure pour une source polarisée dans la direction  $x$ . Les résultats simulés par la méthode WCIP sont comparés aux résultats simulés par le logiciel commercial HFSS. Un bon accord enregistré avec une fréquence de résonance observée à 11 GHz à la fois par la méthode WCIP et par le logiciel HFSS.

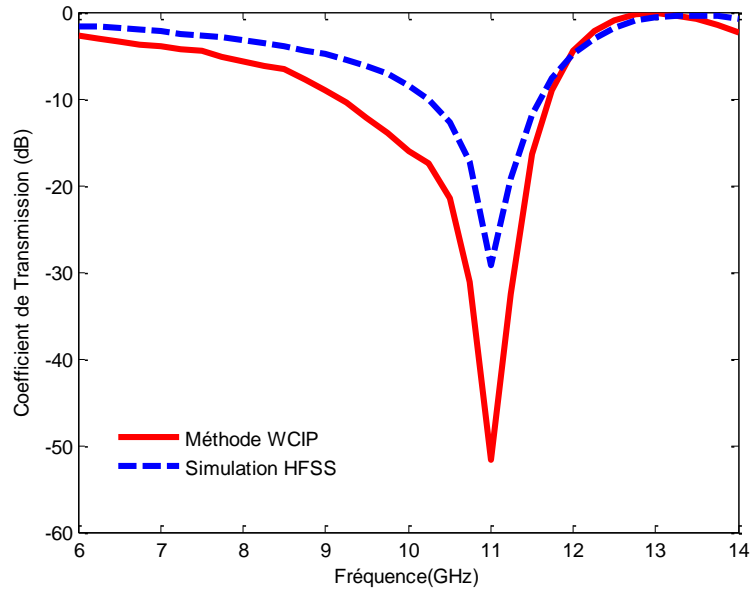


Figure IV.2 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une source polarisée en  $x$

## 2.1 Insertion d'une encoche en haut du patch rectangulaire

Une encoche est insérée en haut du patch de la figure IV.1, comme indiqué sur la figure IV.3. L'encoche de dimension  $K \times D$  avec  $K=1\text{mm}$  et  $D$  variant de 1mm à 2mm jusqu'à 3mm a permis l'apparition d'une deuxième fréquence de résonance à environ 10.25GHz pour  $D=1\text{mm}$ . La variation de la dimension  $D$  a conduit à la variation de la deuxième fréquence de résonance à environ 9GHz et 8.5GHz pour  $D=2\text{mm}$  et  $D=3\text{mm}$  respectivement.

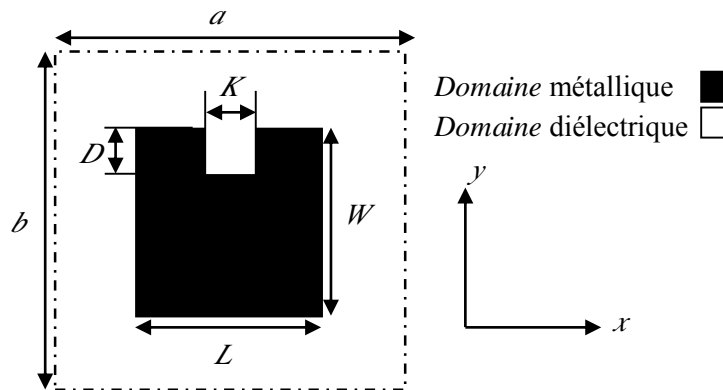


Figure IV.3. FSS à patch rectangulaire avec une encoche



Figure IV.4 montre la variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de la dimension de l'encoche  $D$ , dans le cas où la structure est excitée par une onde plane dans la direction  $x$ . Pour la polarisation  $y$  aucune variation dans le coefficient de transmission n'est observée, comme illustré dans la figure IV.5.

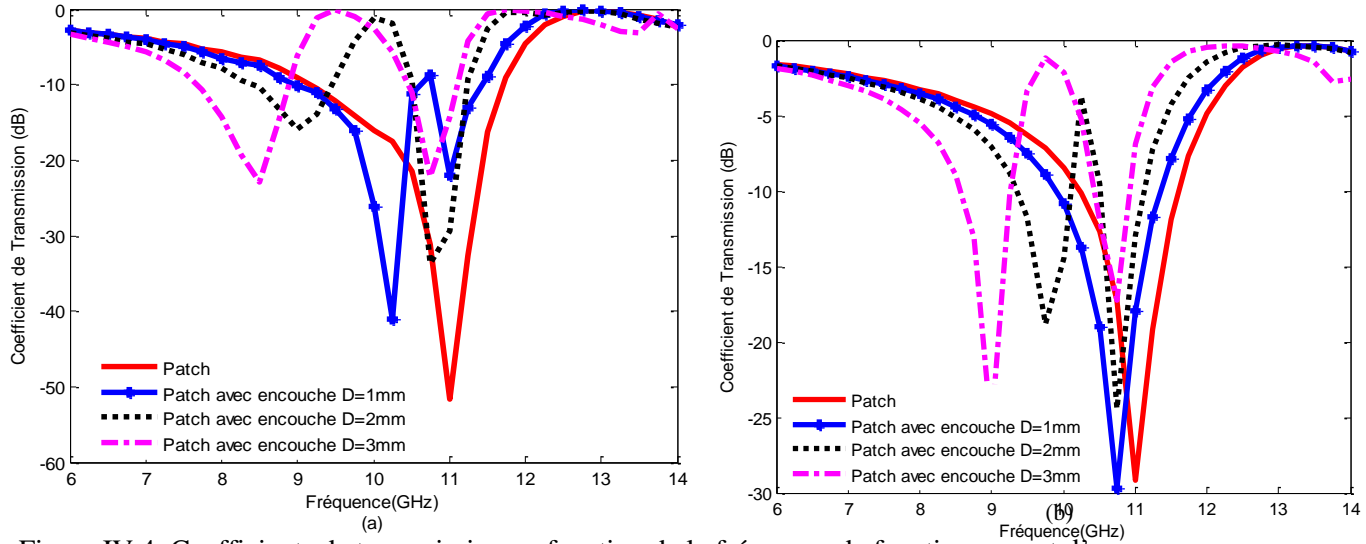


Figure IV.4. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation  $x$  simulé par :  
(a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS

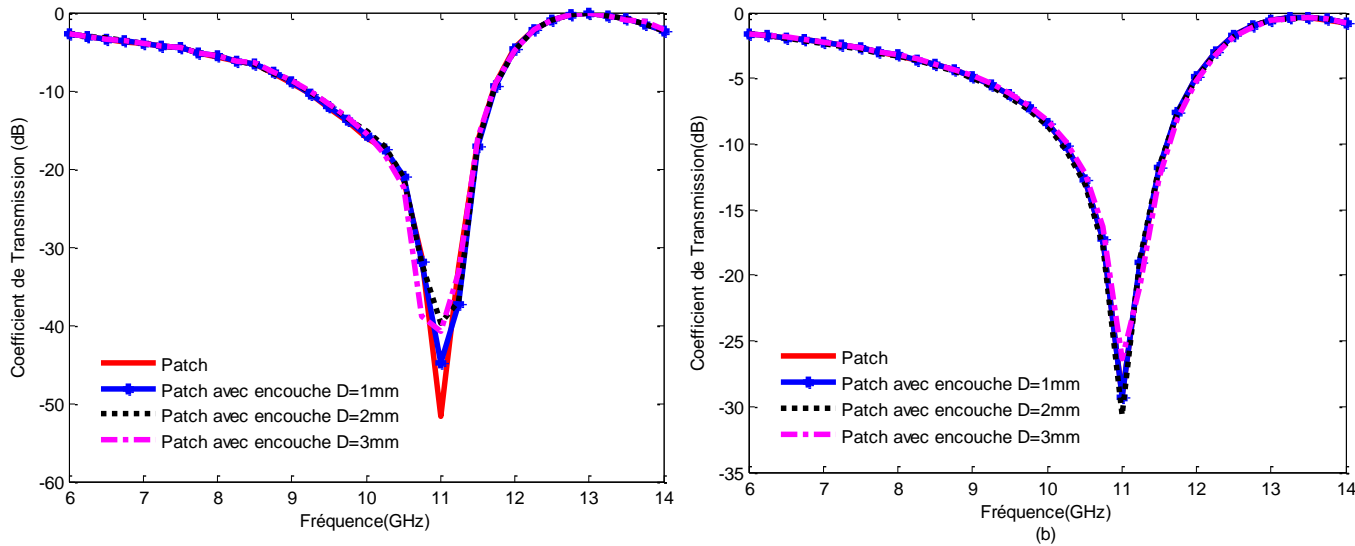


Figure IV.5. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la source en polarisation  $y$  simulé par :  
(a) la méthode WCIP  
(b) le logiciel HFSS

## 2.2 Insertion de deux encoches dans les deux extrémités haute et basse de la FSS à patch métallique

Une seconde encoche de mêmes dimensions que la première est ajoutée à la structure illustrée par la figure IV.3, comme montré à la figure IV.6. L'ajout de la deuxième encoche entraîne l'élimination de la fréquence de résonance, créée par la structure à une seule encoche (figure IV.7).

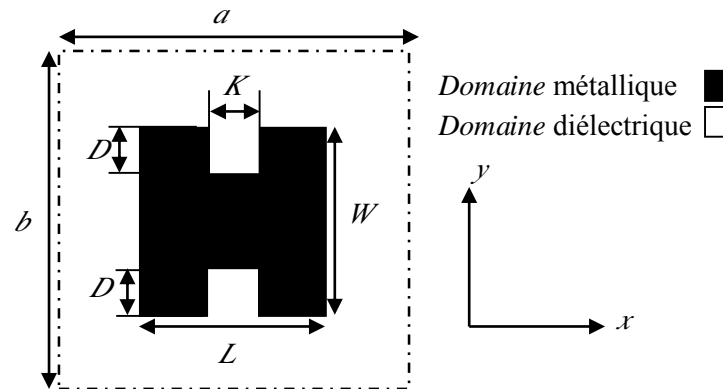


Figure IV.6. FSS à patch rectangulaire avec deux encoches

Figure IV.7 montre la variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de la dimension de l'encoche  $D$  pour une excitation d'une onde plane dans la direction  $x$ . La dimension  $D$  est inversement proportionnelle à la seule fréquence de résonance présente de la structure. Pour la source excitée dans la direction  $y$ , aucune variation sur le coefficient de transmission n'est observée (figure IV.8). Les résultats de la méthode WCIP sont comparés aux résultats simulés par le logiciel commercial HFSS.

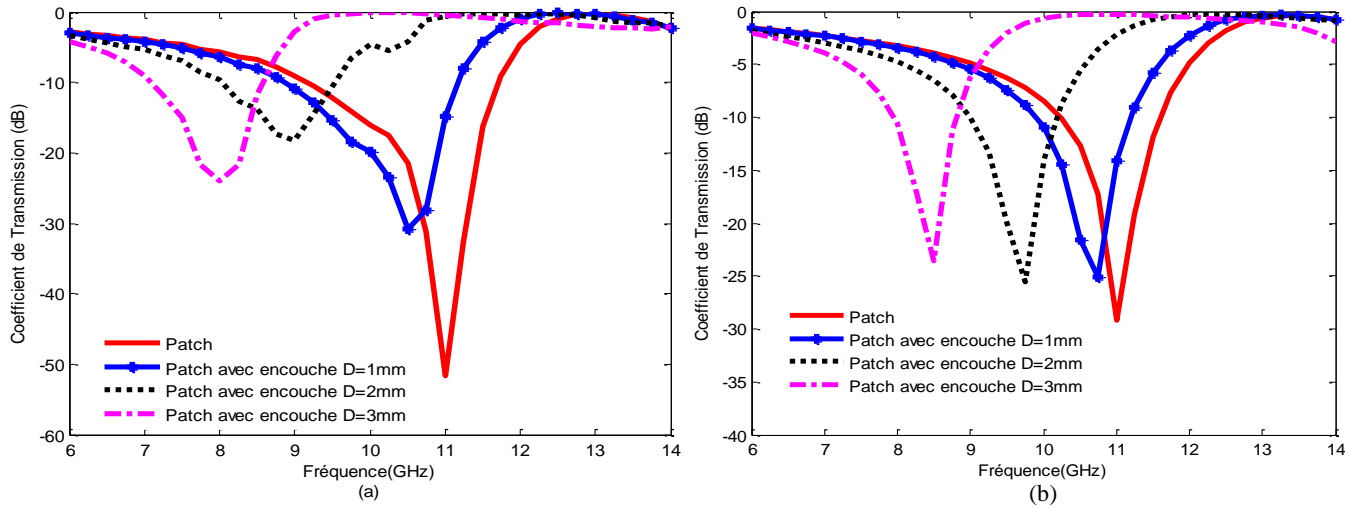


Figure IV.7. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation  $x$  simulé par :  
 (a) la méthode WCIP  
 (b) le logiciel HFSS

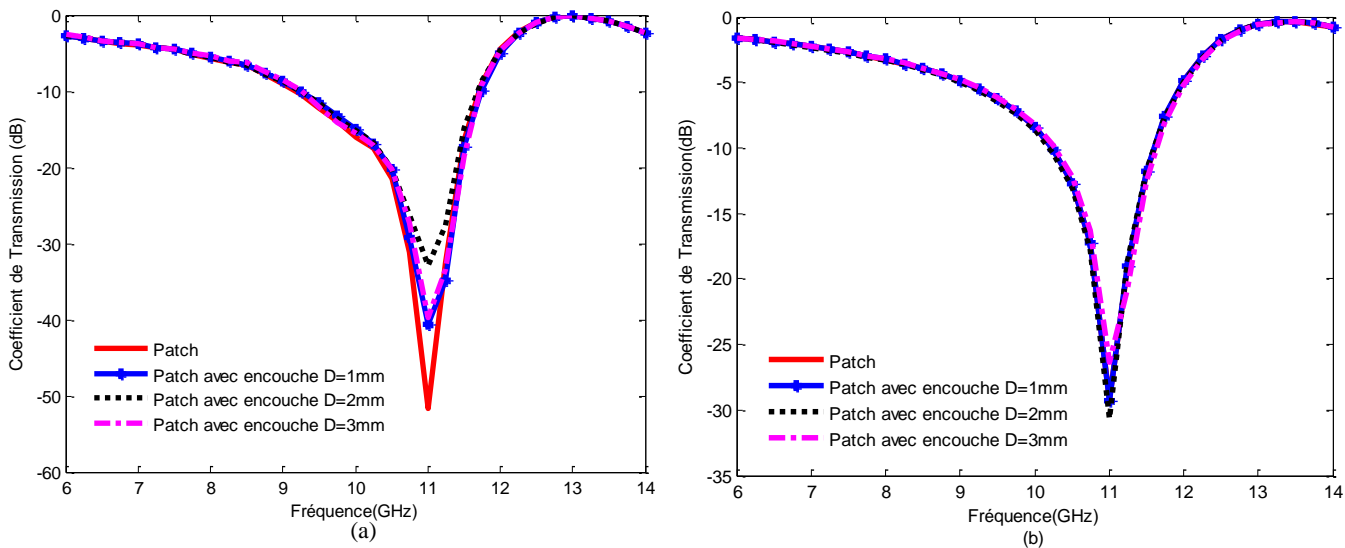


Figure IV.8. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la source en polarisation  $y$  simulé par :  
 (a) La méthode WCIP (b) le logiciel HFSS

La présence symétrique des deux encoches ajoutées a entraîné l'élimination d'une fréquence de résonance sur la polarisation  $x$ .

### 2.3 Insertion d'une encoche à l'extrémité gauche du patch

Une encoche est insérée à l'extrémité gauche du patch de la figure IV.1, comme indiqué sur la figure IV.9. L'encoche donne naissance à une nouvelle résonance. De plus, la variation de la fréquence de résonance créée est obtenue par la variation de la dimension  $D$ .

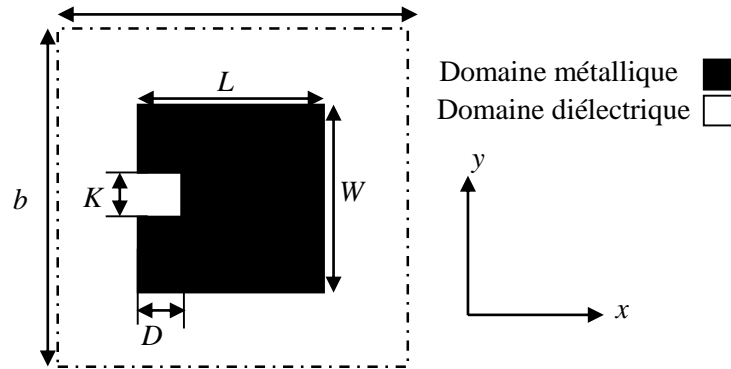


Figure IV.9. FSS à patch rectangulaire avec encoche à gauche

Figure IV.10 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une excitation d'une onde plane dans la direction  $y$  et cela pour différentes valeurs de la dimension de l'encoche  $D$ . Les résultats sont obtenus par la méthode WCIP et comparés avec les résultats du logiciel HFSS.

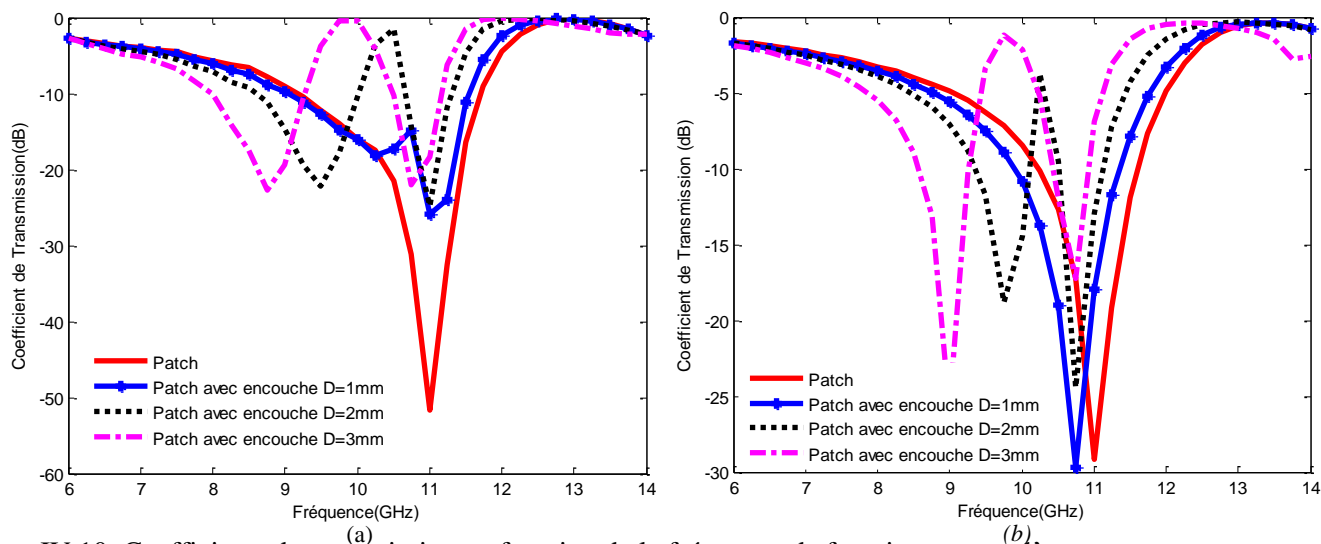


Figure IV.10. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation  $y$  simulé par :  
 (a) la méthode WCIP  
 (b) le logiciel HFSS

## 2.4 Insertion de deux encoches dans les deux extrémités gauche et droite du patch rectangulaire

Une seconde encoche de mêmes dimensions est ajoutée à la structure illustrée par la figure IV.9 pour obtenir le patch FSS à deux encoches illustré par la figure IV.11. L'ajout de la deuxième encoche entraîne l'élimination de la fréquence de résonance observée lors de l'insertion d'une encoche à gauche, comme indiqué à la figure IV.12. La dimension  $D$  des deux encoches est inversement proportionnelle à la seule fréquence de résonance présente de la structure.

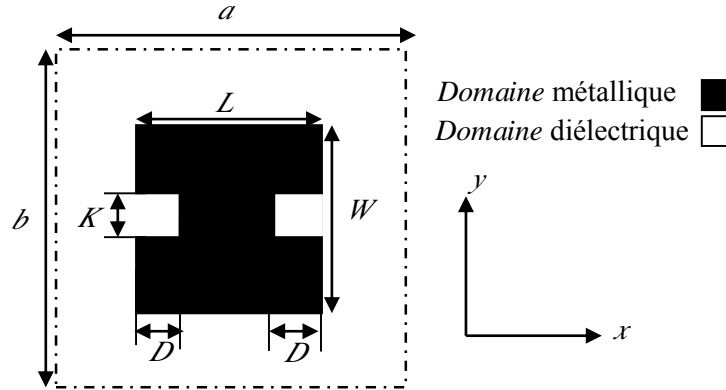


Figure IV.11. FSS à patch rectangulaire avec deux encoches

Figure IV.12 montre la variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de la dimension de l'encoche  $D$  pour une excitation d'une onde plane dans la direction  $y$ . Les résultats sont simulés par la méthode WCIP et le HFSS.

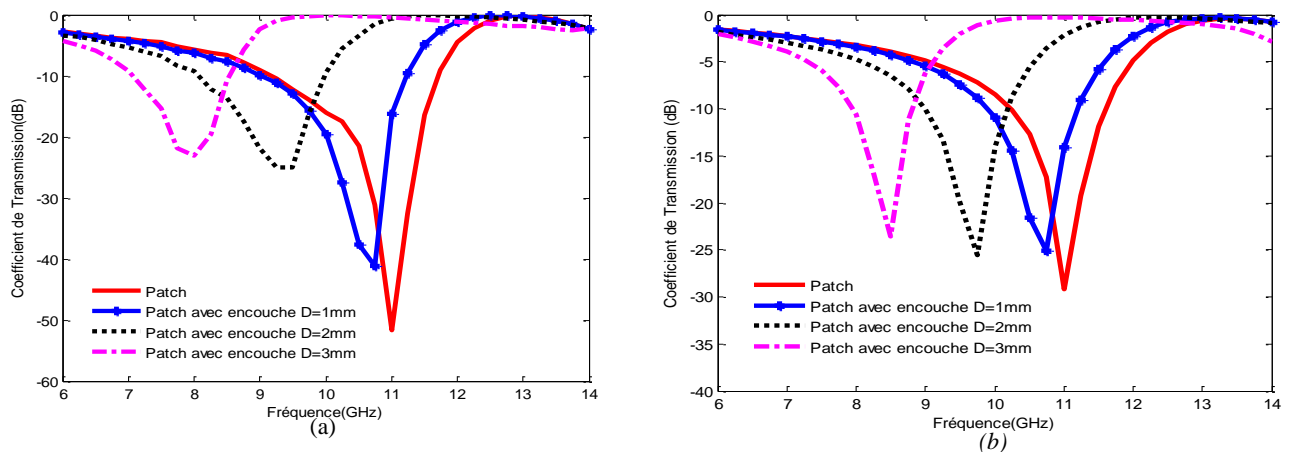


Figure IV.12. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une source en polarisation  $y$  simulé par :  
(a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS

La présence symétrique des deux encoches ajoutées a entraîné l'élimination d'une fréquence de résonance.

### 2.5 Un patch avec deux encoche à gauche (en direction $y$ ) et en bas (en direction $x$ )

Deux encoche l'une à gauche (en direction  $y$ ) et l'autre en bas (en direction  $x$ ) sont ajoutées à la structure illustrée par la figure IV.1, pour obtenir un patch rectangulaire à deux encoches comme illustre par la figureIV.13.

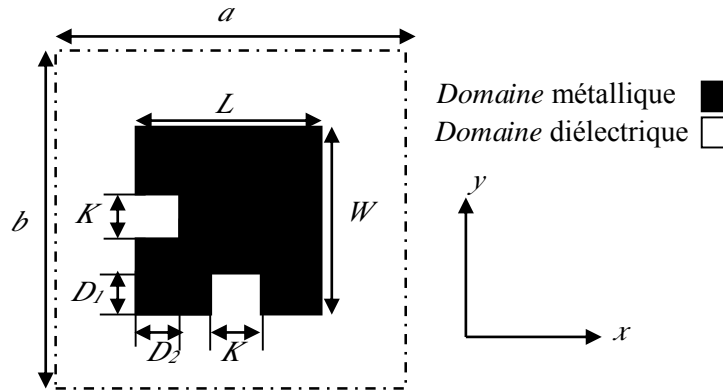


Figure IV.13. FSS à patch rectangulaire avec deux encoches l'une selon  $x$  et l'autre selon  $y$

Figure IV.14 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une excitation d'une onde plane dans les deux directions  $x$  et  $y$ , avec une dimension fixe de l'encoche  $K=1\text{mm}$ , en fixant  $D_2=1\text{mm}$  et en variant  $D_1$ . Les résultats sont simulés par la méthode WCIP.

La variation de la profondeur  $D_1$  en direction  $x$  de 1mm à 3mm et  $D_2$  en direction  $y$  garde une valeur fixe de 1mm, donne naissance à une deuxième fréquence de résonance à environ 10 GHz à 8.75GHz selon la direction  $x$  maintenant la première fréquence fixe, et une seule fréquence de résonance selon la direction  $y$ , comme montré dans la figure IV14.

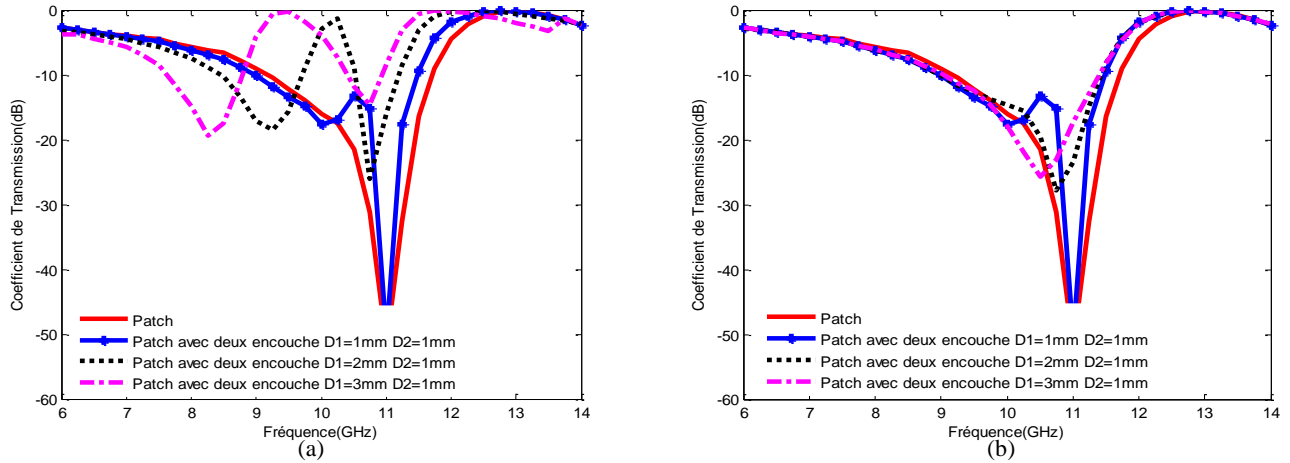


Figure IV.14. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d’une source en  
 (a) Polarisation en  $x$  (b) Polarisation en  $y$

Figure IV.15 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une excitation d’une onde plane dans les deux directions  $x$  et  $y$ , avec une dimension fixe de l’encoche  $K=1\text{mm}$ , et en variant les deux profondeurs  $D_1$  et  $D_2$ . Les résultats sont simulés par la méthode WCIP.

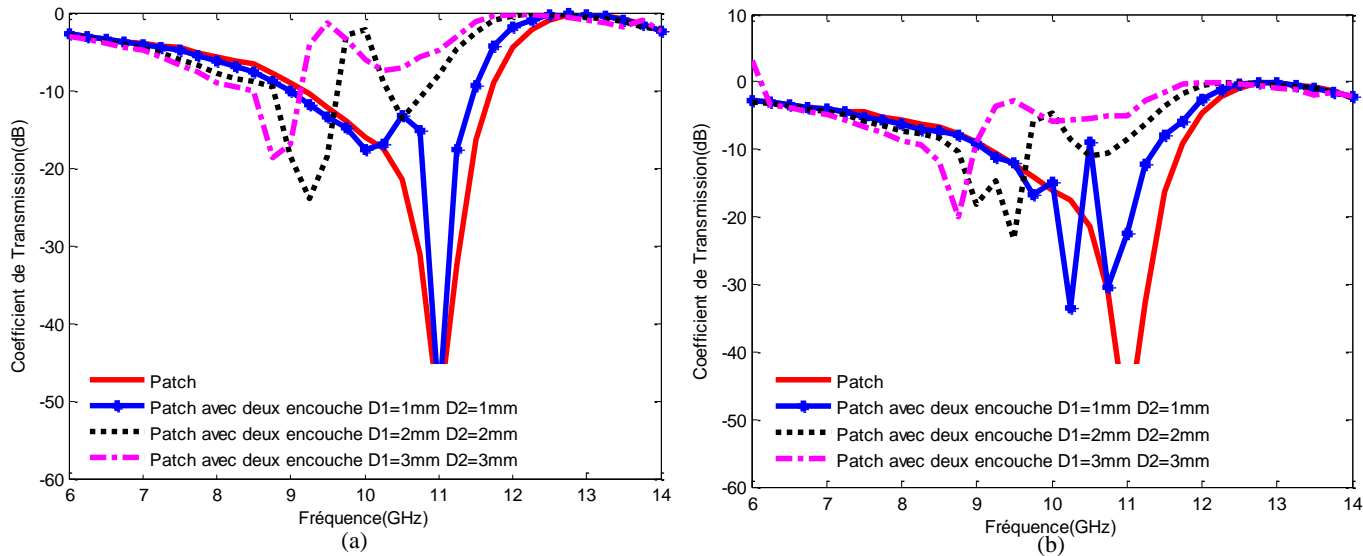


Figure IV.15. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d’une source en  
 (a) Polarisation en  $x$   
 (b) Polarisation en  $y$

La variation de la profondeur  $D_1$  en direction  $x$  et  $D_2$  en direction  $y$  pour une même valeur de 1mm à 3mm, donne naissance à une deuxième fréquence de résonance à environ 10 GHz à 8.75GHz respectivement, maintenant la première fréquence fixe, selon la polarisation  $x$  et aussi par la polarisation en  $y$ , comme montré dans la figure IV15.

## 2.6 Insertion de trois encoches dans une FSS à patch métallique

Trois encoches ; deux en direction  $x$  et une seule en direction  $y$  sont ajoutées pour obtenir un patch rectangulaire à trois encoches comme illustré par la figureIV.16.

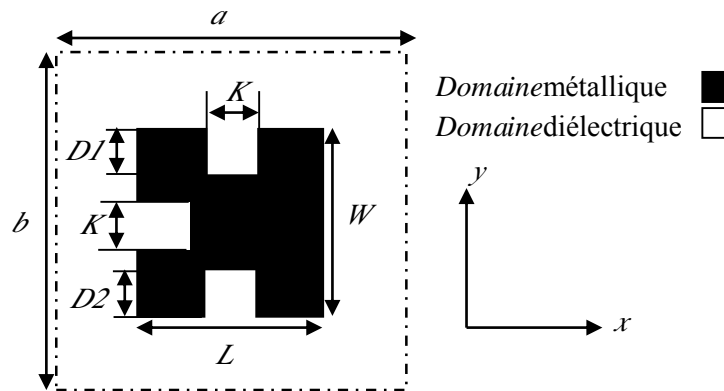


Figure IV.16. FSS à patch rectangulaire avec trois encoches deux selon  $x$  et l'autre selon  $y$

Figure IV.17 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une excitation d'une onde plane dans les deux directions  $x$  et  $y$ , avec une dimension fixe de l'encoche  $K=1\text{mm}$ , et en faisant varier les deux profondeurs  $D_1$  et  $D_2$ . Les résultats sont simulés par la méthode WCIP.



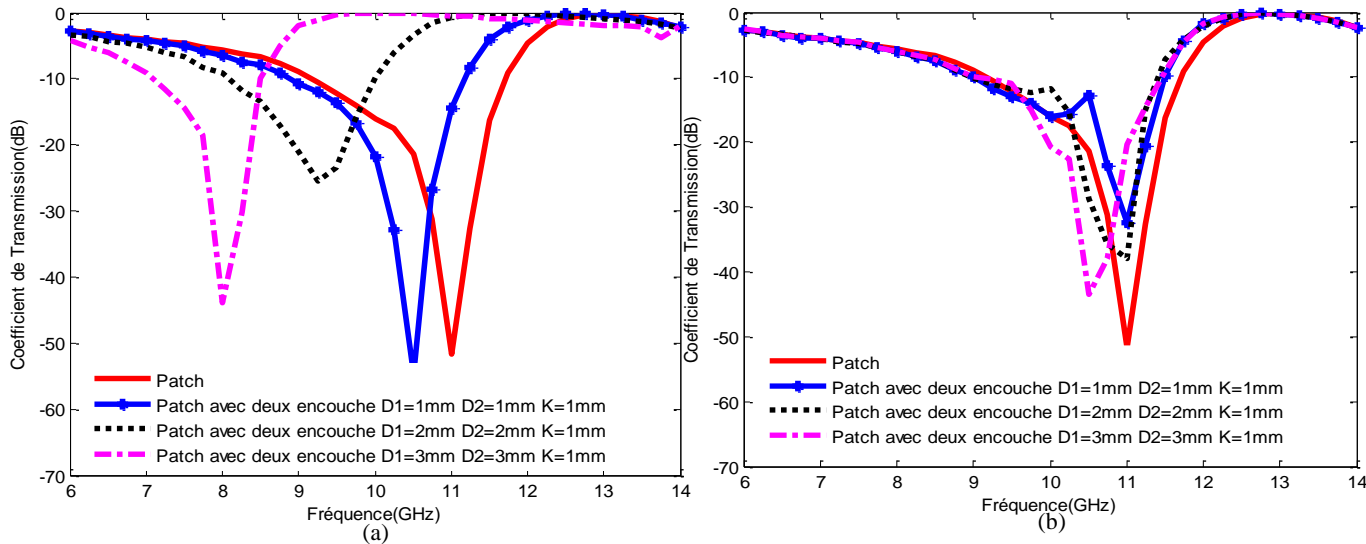


Figure IV.17. Coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d’une source en  
 (a) Polarisation en  $x$   
 (b) Polarisation en  $y$

Les résultats présentés par la figure IV.17, montrent que l’augmentation de la longueur  $D_1$  et  $D_2$  de 1mm à 2mm jusqu’à 3mm en fixant  $K=1$ mm, conduit à la diminution de la fréquence de résonance de 10.5GHz à 9.25GHz jusqu’à 8GHz selon la direction de polarisation en  $x$ , respectivement, avec l’annulation de la deuxième fréquence obtenue lors de l’insertion d’une seule encoche. Donc la présence symétrique des deux encoches ajoutées a entraîné l’élimination d’une fréquence de résonance sur la polarisation  $x$ . Par contre aucune variation sur la fréquence n’est enregistrée pour la polarisation en  $y$ .

### 2.7 Insertion d’une fente diélectrique au centre du patch

L’étude d’une FSS basée sur un patch métallique carré avec une fente diélectrique insère au centre du patch est présentée. L’effet des dimensions de la fente sur le comportement électromagnétique de la structure est étudié.

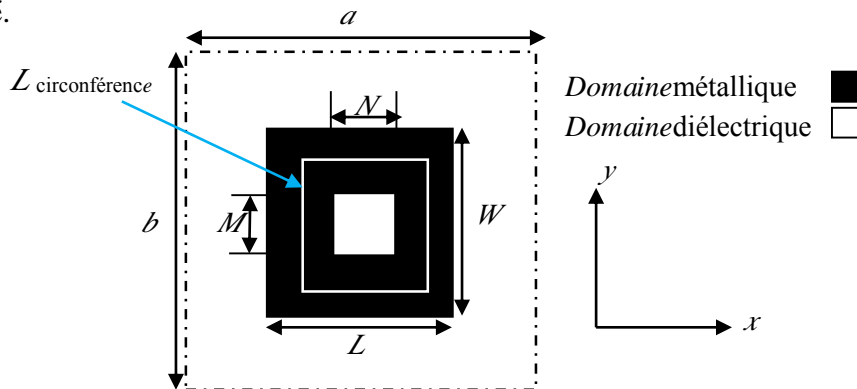


Figure IV.18. FSS à patch rectangulaire avec une fente diélectrique au centre

La figure IV.19 montre le coefficient de transmission du patch perturbé pour différentes valeurs des dimensions ( $M$ ,  $N$ ) de la fente diélectrique. Lorsque  $M$  et  $N$  sont égale à 4mm, le coefficient de transmission indique une résonance à environ 10.75GHz, l'augmentation simultanée des deux grandeurs à 6mm puis 8mm a conduit à une diminution de la fréquence de résonance pour atteindre des valeurs de 9.75GHz et 8GHz respectivement comme montre dans le tableau IV.1.

Tableau IV.1 représente la variation de la fréquence de résonance donnée par la méthode WCIP et validée par le logiciel HFSS pour des différentes valeurs des dimensions  $M \times N$

$M \times N$ (mm)	4	6	8
$f_{r\_WCIP}$ (GHz)	10.75	9.75	8
$f_{r\_HFSS}$ (GHz)	10.75	9.75	8

Les résultats obtenus peuvent être expliqués par l'équation (1) qui permet de calculer la fréquence de résonance par [9-12] :

$$f_r = \frac{c}{L_{\text{circonférence}} * \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (1)$$

Où :  $L_{\text{circonférence}}$  représente la circonférence de la fente insérée au centre du patch,  $\epsilon_{\text{reff}}$  est la constante diélectrique effective et  $c$  est la vitesse de l'onde dans le vide

La longueur  $L_{\text{circonférence}}$  est donnée en fonction des dimensions de la fente par :

$$L_{\text{circonférence}} = 2 * \left( \frac{L}{2} + \frac{N}{2} \right) + 2 * \left( \frac{W}{2} + \frac{M}{2} \right) \quad (2)$$

Puisque la longueur  $L_{\text{circonférence}}$  est directement proportionnelle aux dimensions  $N$  et  $M$ , l'augmentation de ces dimensions conduit à la diminution de la fréquence de résonance de la structure comme confirme par les résultats de la figure IV.19.

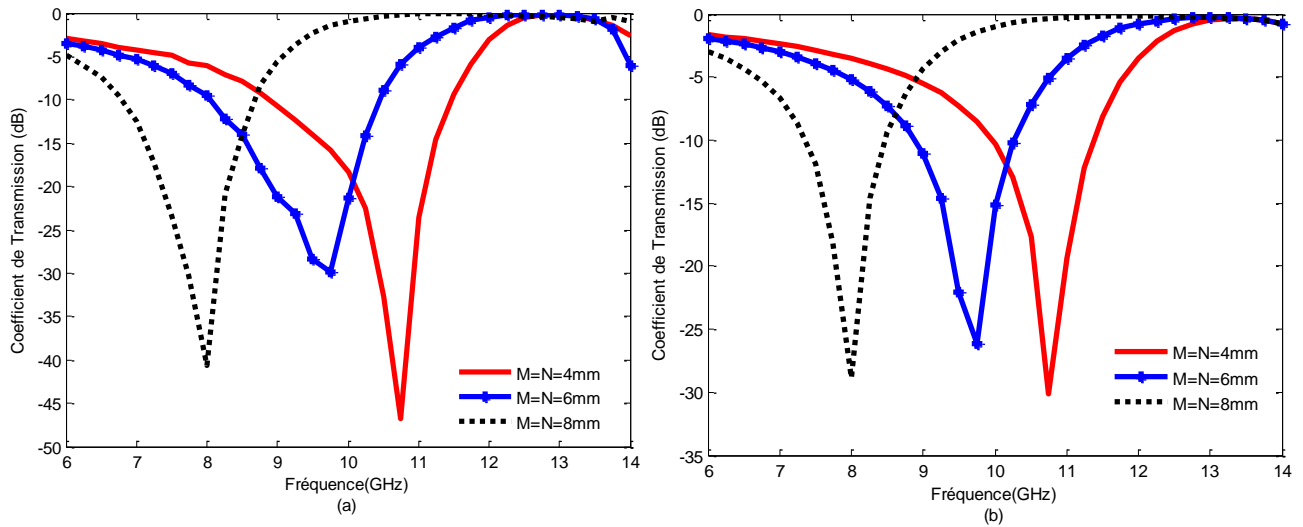


Figure IV.19. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement simulé par :  
 (a) la méthode WCIP  
 (b) le logiciel HFSS

**2.7.1. FSS à anneau métallique avec encoche en direction x**

L’anneau métallique avec encoche de la figure IV.20 est basée sur les dimensions de la structure de la figure IV.18, en insérant une fente centrale de dimensions,  $M \times N = 8 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ , et une encoche selon la direction  $x$  de largeur  $K$  et de longueur  $D$ .

Pour pouvoir observer l’effet de l’encoche sur la réponse spectrale de la structure, la longueur de la profondeur  $D$  est variée tout en fixant la largeur  $K = 1 \text{ mm}$ .

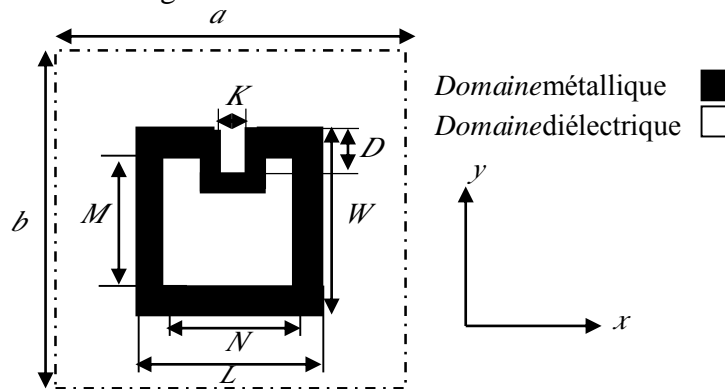


Figure IV.20. FSS à anneau métallique avec encoche

Comme illustré par la figure IV.21, l’anneau métallique avec encoche de dimensions  $K \times D = 1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$  donne une fréquence à environ 8GHz, égale à la fréquence de résonance de l’anneau métallique sans encoche.

L'augmentation de la profondeur  $D$  à une valeur de 2mm, a permis l'apparition d'une deuxième fréquence de résonance à environ 10GHz, ainsi que la diminution de la première fréquence pour atteindre une valeur égale à 7.25GHz.

Lorsque la profondeur  $D$  est égale à 3mm, le même comportement est maintenu avec une diminution dans les valeurs des deux fréquences de résonance à environ 9.25GHz et 6.25GHz respectivement.

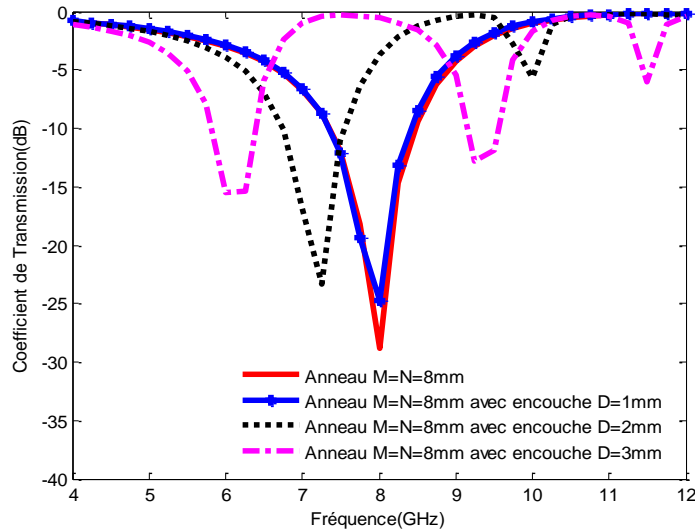


Figure IV.21. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement simulée avec le logiciel HFSS

**2.7.2. FSS à Anneau métallique avec deux encoches**

Une encoche identique supplémentaire est ajoutée à la structure de la figure IV.20 pour obtenir une FSS à anneau métallique avec deux encoches symétriques comme illustrées à la figure IV.22. La structure obtenue est simulée par le logiciel commercial HFSS.

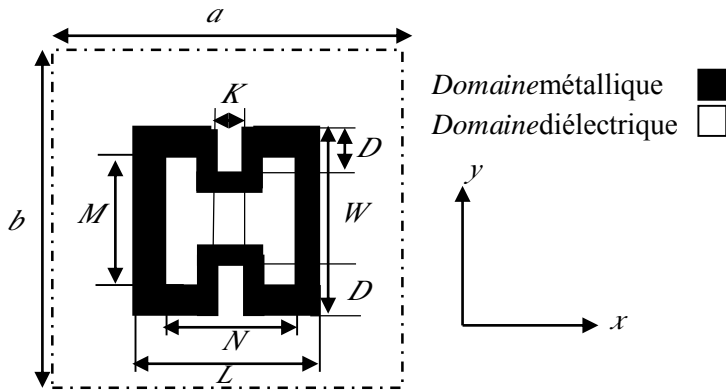


Figure IV.22. FSS à anneau métallique avec deux encoches selon la direction  $x$

Les résultats présentés par la figure IV.23, montre que l'augmentation de la longueur  $D$  de 1 à 2mm jusqu'à 3mm, conduit à la diminution de la fréquence de résonance de 8GHz à 7.25GHz jusqu'à 6.75GHz, respectivement, avec l'annulation de la deuxième fréquence obtenue lors de l'insertion d'une seule encoche.

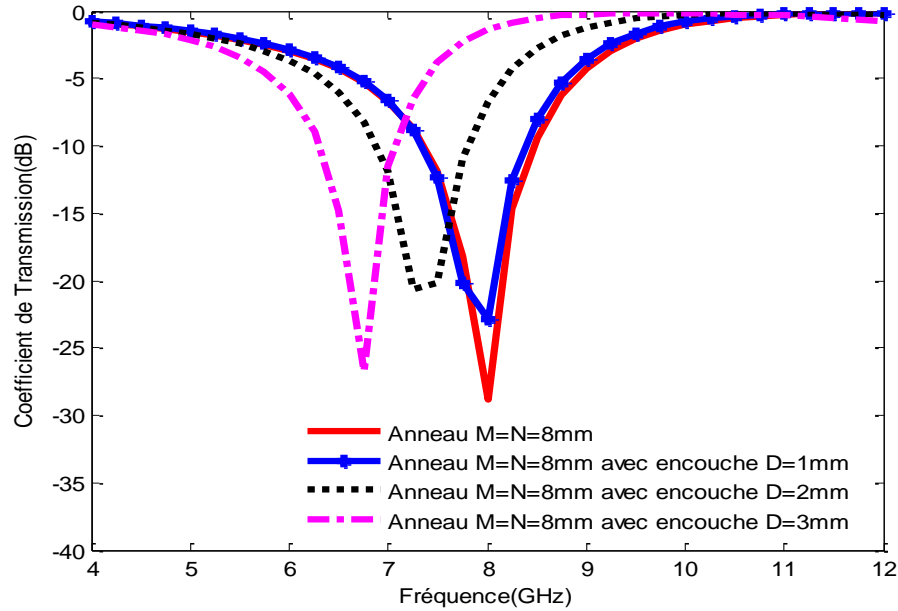


Figure IV.23. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement simulée avec le logiciel HFSS

La présence symétrique des deux encoches ajoutées a entraîné l'élimination d'une fréquence de résonance sur la polarisation  $x$ .

**2.7.3. FSS à Anneau métallique avec deux encoches l'une selon  $x$  et l'autre selon  $y$**

Dans ce cas, l'étude d'une FSS à Anneau métallique avec deux encoches l'une selon  $x$  et l'autre selon  $y$  comme illustré dans la figure IV.24, les dimensions des deux encoches sont :  $K=1\text{mm}$  et  $D_1=D_2=1\text{mm}$ ,  $M \times N=8\text{mm}$ .

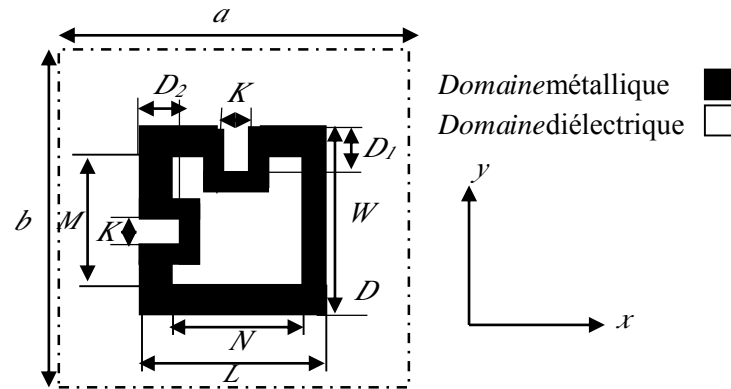


Figure IV.24. FSS à anneau métallique avec deux encoches.

La figure IV.25(a) donne le coefficient de transmission de la structure pour des longueurs des profondeurs des deux encoches égales,  $D_1=D_2=1\text{mm}$ . La structure montre un comportement identique concernant les fréquences de résonance dans les deux sens de polarisation  $x$  et  $y$  avec une fréquence de résonance d'environ  $7.75\text{GHz}$ .

La variation de la profondeur  $D_1$  en direction  $x$  de  $1\text{mm}$  à  $2\text{mm}$  en fixant la valeur de  $K$  à  $1\text{mm}$ , donne naissance à une deuxième fréquence de résonance à environ  $11.75\text{GHz}$  en maintenant la première fréquence fixe, selon la polarisation  $x$ , sans aucun changement dans le comportement de la structure sur la polarisation  $y$  comme montré dans la figure IV.25(b).

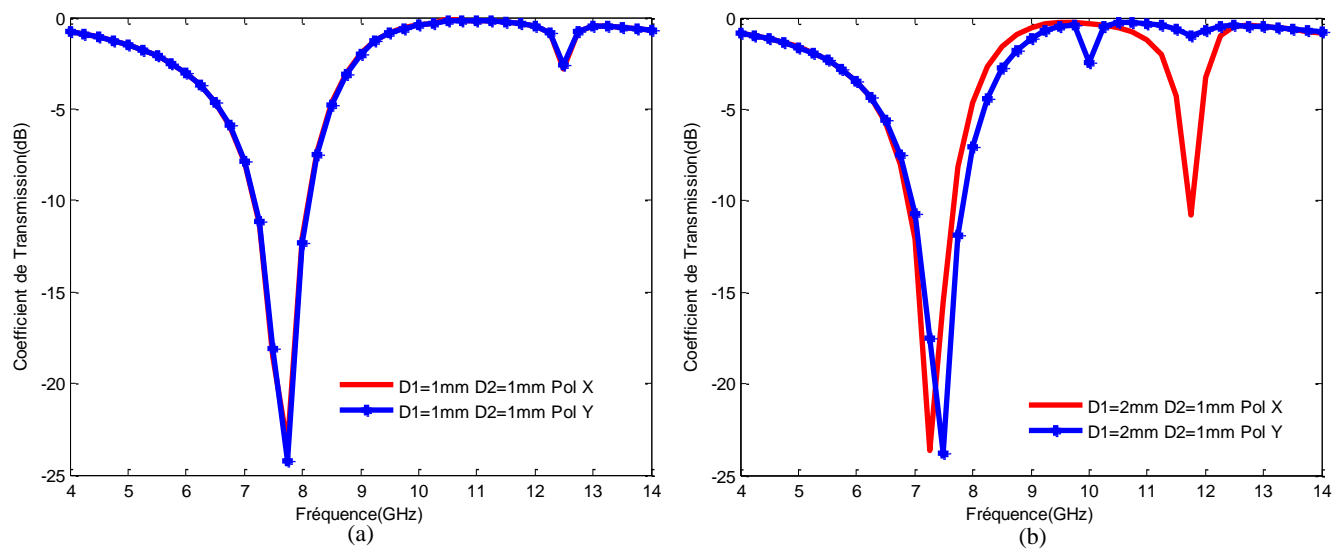
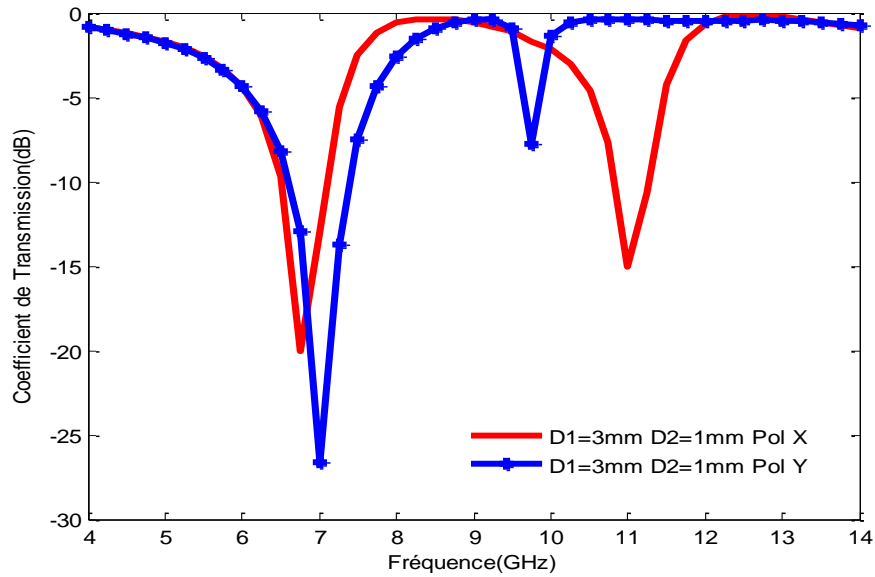


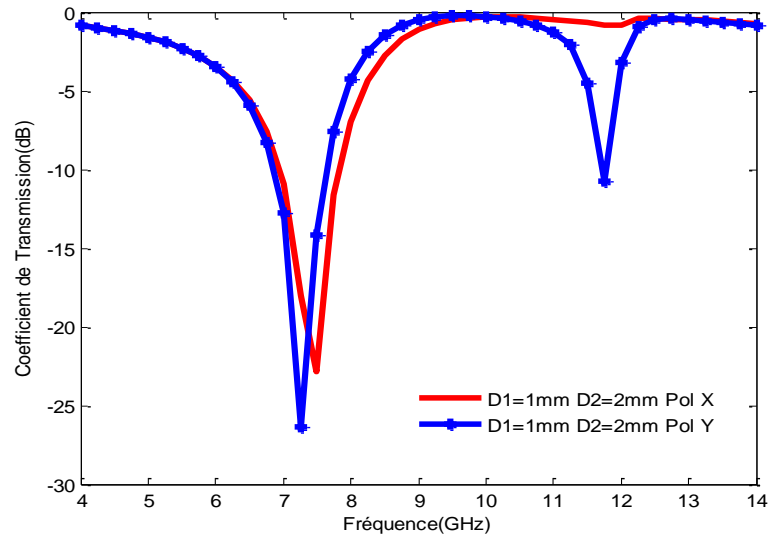
Figure IV.25 Coefficient de transmission de la structure à anneau métallique avec deux encoches de dimensions identiques dans les deux sens de polarisation  $x$  et  $y$ .

L'augmentation de  $D_1$  jusqu'à  $3\text{mm}$  conduit à la diminution de la deuxième fréquence de résonance à une valeur égale à  $11\text{GHz}$  selon la polarisation  $x$  et l'apparition d'une deuxième fréquence de résonance à environ  $9.75\text{GHz}$ , en maintenant les premières fréquences fixes comme montré par la figure IV.26



FigureIV.26 Coefficient de transmission de la structure à anneau métallique avec deux encoches dans les deux sens de polarisation  $x$  et  $y$

La variation de la profondeur  $D_2$  en direction  $y$  de 1mm à 2mm en fixant la valeur de  $D_1$  à 1mm, donne naissance à une deuxième fréquence de résonance à environ 11.75GHz en maintenant la première fréquence fixe, selon la polarisation  $y$ , sans aucun changement dans le comportement de la structure sur la polarisation  $x$ , comme illustré sur la figure IV.27.



FigureIV.27 Coefficient de transmission de la structure à anneau métallique avec deux encoches pour différentes valeurs de  $D_2$  en maintenant  $D_1$  fixe dans les deux sens de polarisation  $x$  et  $y$ .

## 2.8 Variation de la largeur du patch

Dans la partie suivante l'étude de la perturbation d'une structure FSS par la variation de la largeur du patch  $W$  de la figure IV.1 est proposée.

La largeur  $W$  varie de 1mm à 10mm, tandis que la longueur du patch est maintenue fixe et égale à 10mm. D'après les résultats obtenus, la variation de la largeur influe directement sur la fréquence de résonance et la bande passante de la structure. Lorsque  $W$  augmente la fréquence de résonance et la bande passante augmentent aussi, Le tableau 2 résume les résultats obtenus.

Tableau IV.2 :

$W$ mm	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Surface du métal $\text{mm}^2$	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
% du métal	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$F_r$ GHz	9	9	9.25	9.5	9.75	9.75	10	10.25	10.75	11
BP(-10dB) GHz	0.48	0.59	0.67	0.7	0.76	0.9	0.97	1.11	1.23	1.38

Les résultats du tableau 2 sont représentés par la figure IV.28 et la figure IV.29, qui donnent la variation de la bande passante et de la fréquence de résonance en fonction du pourcentage de la surface du patch respectivement.

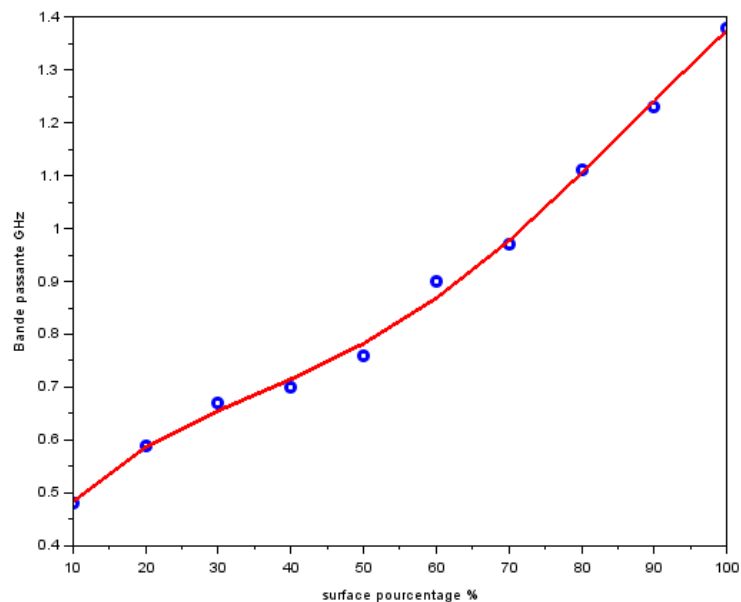


Figure IV.28 variation de la bande passante en fonction du pourcentage de la surface métallique du patch



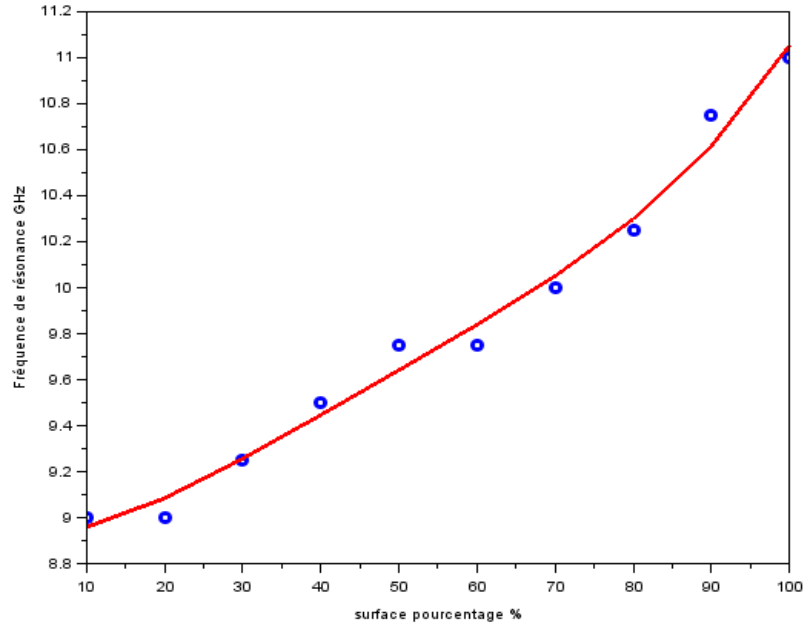


Figure IV.29 variation de la fréquence de résonance en fonction du pourcentage de la surface métallique du patch

La variation de la fréquence de résonance est due au rapport  $W/h$  des équations (3.a) et (3.b) respectivement, qui donnent la permittivité du substrat [11] :

Pour  $W/h < 1$

$$\epsilon_{effruban} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (3.a)$$

Pour  $W/h > 1$

$$\epsilon_{effpatch} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (3.b)$$

Où :  $W$  est la largeur du patch et  $h$  est l'épaisseur du substrat.

Le rapport  $W/h$  détermine la constante diélectrique effective : lorsque  $W/h < 1$  (équation (3.a)), la géométrie correspond à un ruban. Lorsque  $W/h > 1$  (équation (3.b)) ceci correspond à un patch.

La fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la permittivité diélectrique et est déterminée pour les cas d'un ruban et d'un patch par les deux équations (4.a) et (4.b) respectivement :

$$F_r = \frac{c}{2 * L_{strip} \sqrt{\epsilon_{effstrip}}} \quad (4.a)$$

$$F_r = \frac{c}{2 * L_{patch} \sqrt{\epsilon_{effpatch}}} \quad (4.b)$$

### 3. Structure aperiodique

#### 3.1. Comparaison des résultats d'une FSS périodique avec des FSS aperiodiques à base de deux cellules et trois cellules

Une structure FSS aperiodique est une structure dont les dimensions de sa cellule unitaire (longueur et largeur) sont différentes l'une de l'autre. Dans cette section l'analyse de structures aperiodiques est proposée, les résultats sont comparés avec les résultats de FSSs périodiques. La première structure FSS périodique de référence est une structure dont la cellule unitaire est à base d'un seul ruban métallique. Deux structures aperiodiques sont proposées ; La première structure est une FSS est à base de deux rubans métalliques parallèles dont la longueur de la cellule unitaire est le double de sa largeur c'est-à-dire  $b=2a$  et la cellule. La deuxième structure aperiodique est une FSS à base de trois rubans métalliques parallèles dont la longueur de sa cellule unitaire est le triple de sa largeur c'est-à-dire  $b=3a$  et la cellule est. Les rubans des trois structures ont tous les mêmes dimensions tel que :  $L_1=L_2=L_3=10\text{mm}$ ,  $W_1=W_2=W_3=1\text{mm}$ , et ils sont gravés sur des substrats d'épaisseur  $h=1\text{mm}$ , et de constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$ . Les structures sont analysées par la méthode WCIP, les résultats sont enregistrés après 350 itérations.

Les coefficients de transmission des trois structures sont donnés par La figureIV.30, avec des fréquences de résonance des trois structures identiques d'environ 9.25GHz.

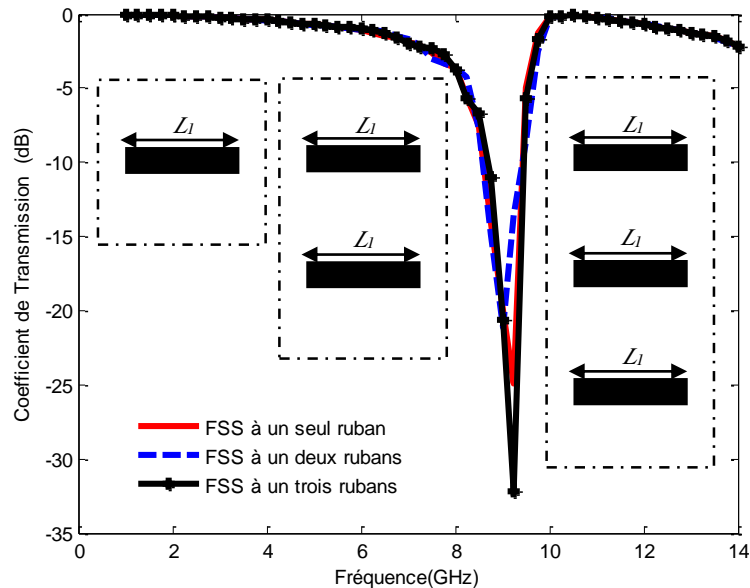


Figure IV.30. Coefficients de transmission des trois structures en fonction de la fréquence de fonctionnement L'augmentation simultanée des longueurs des rubans des trois structures,  $L_1=L_2=L_3=18\text{mm}$  a conduit à la diminution des fréquences de résonance simultanément pour atteindre la valeur de 5.25GHz comme illustré dans la figure IV.31.

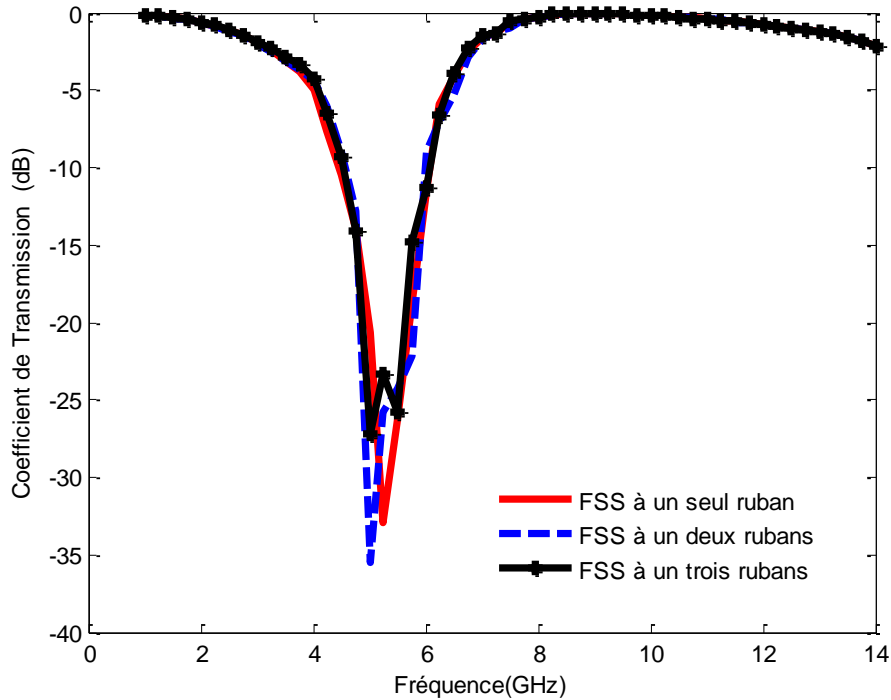
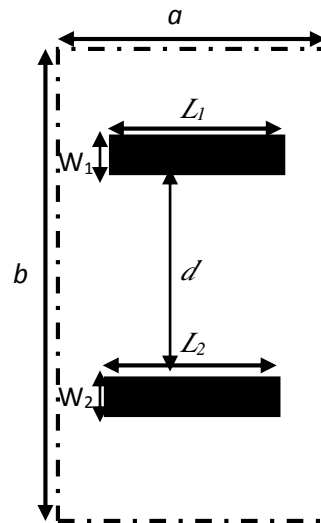


Figure IV.31. Coefficients de transmission des trois structures en fonction de la fréquence de fonctionnement Ainsi une structure FSS periodique à base d'un seul ruban métallique donne le meme resultat qu'une structure FSS presque periodiques à base de deux rubans métalliques et une structure presque periodiques à base de trois rubans métalliques et cela pour differentes valeurs identiques des longueurs des rubans des trois structures.

Pour mieux comprendre le comportement des structures presque periodiques, une étude paramétrique sur la structure presque periodiques à base de deux rubans métalliques est effectuée. La structure FSS représentée à la Figure IV.32a les dimensions suivantes :  $a = 20\text{mm}$ ,  $b = 40\text{mm}$ ,  $L_1 = 10\text{ mm}$ ,  $L_2 = 18\text{mm}$ ,  $W_1=W_2=1\text{mm}$ , du substrat  $h$  est égale à 1mm et la constante diélectrique est de 4,4, avec une distance entre les deux rubans de 19mm.



FigureIV.32 structure presque périodique à base deux rubans métalliques

La figure IV.33 représente la variation du coefficient de transmission qui indique deux fréquences de résonances à environ 4.5GHz et 7.5GHz.

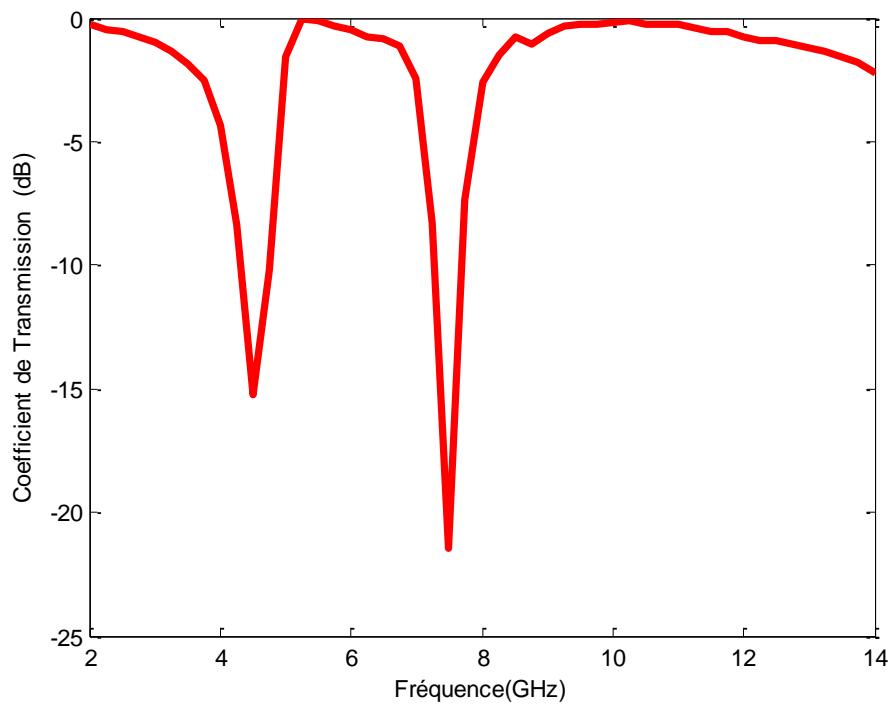
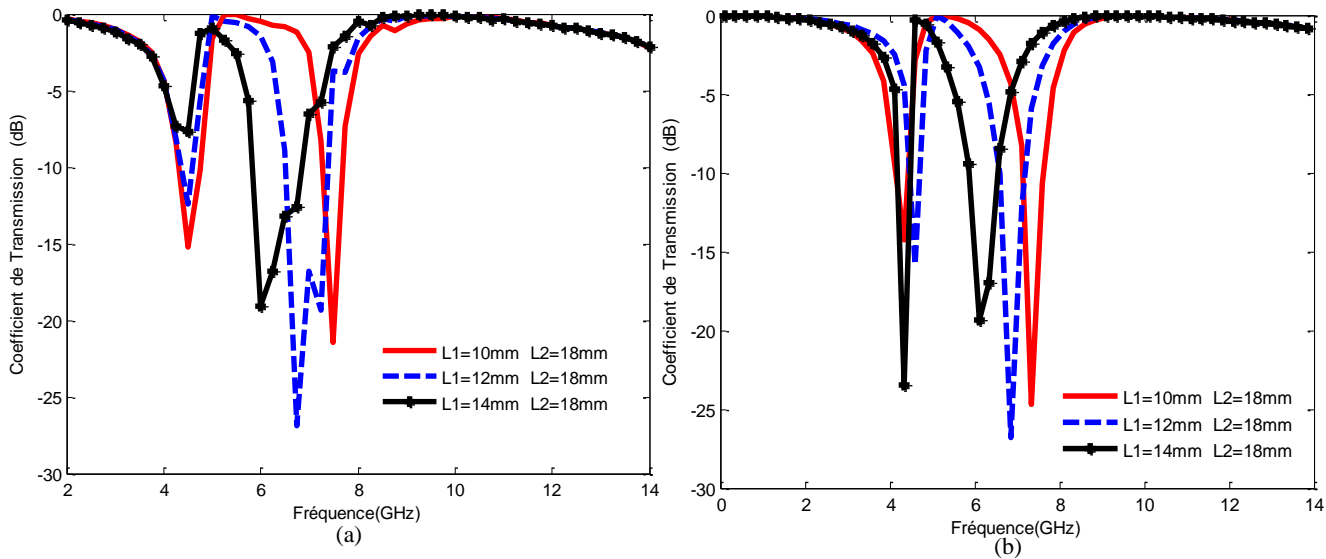


Figure IV.33. Coefficient de transmission d'une structure presque périodique à base de deux rubans métalliques en fonction de la fréquence de fonctionnement

### 3.2. Etude paramétrique

#### 3.2.1. Variation de la longueur du ruban $L_1$

Les résultats concernant les coefficients de transmission pour différentes valeurs de la longueur du ruban  $L_1$  obtenus par la méthode WCIP et le logiciel HFSS sont donnés dans la figure IV.34. Lorsque la valeur de  $L_1$  augmente en maintenant  $L_2$  fixe, la plus haute fréquence de résonance diminue tandis que la plus petite fréquence reste constante.



FigureIV.34. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de  $L_1$  pour une source polarisée dans la direction  $x$ .

(a) Simulation WCIP

(b) Simulation HFSS

#### 3.2.2. Variation de la longueur du ruban $L_2$

Les résultats concernant les coefficients de transmission pour différentes valeurs de la longueur du ruban  $L_2$  et obtenues par la méthode WCIP et le logiciel HFSS sont donnés dans la Figure IV.35.

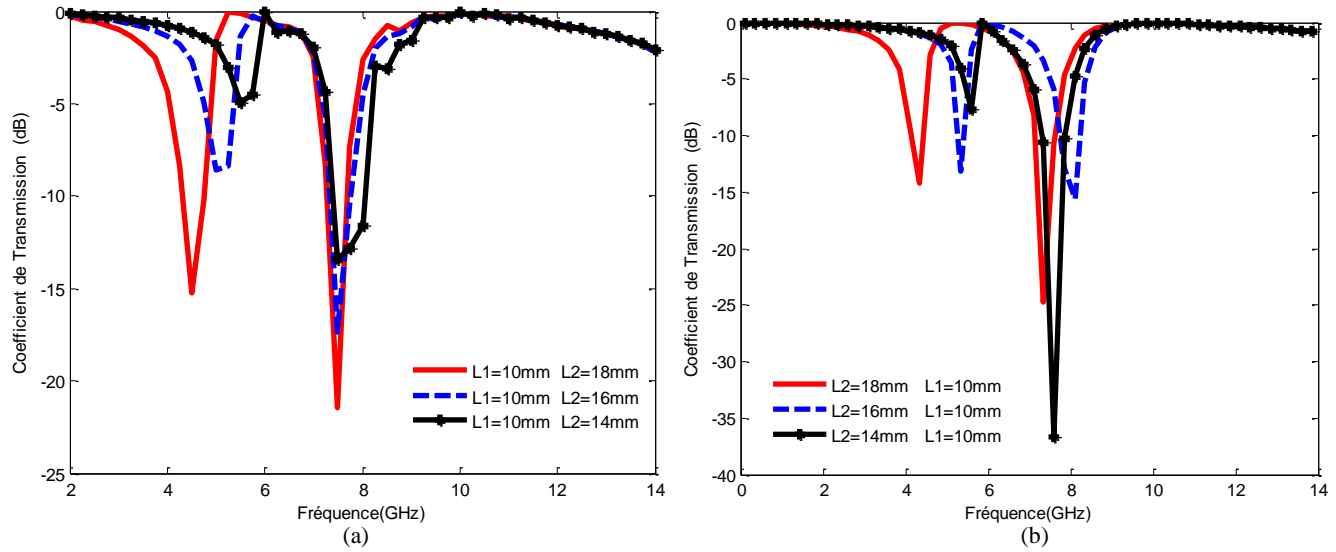


Figure IV.35 . Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de  $L_2$  pour une source polarisée dans la direction  $x$ .

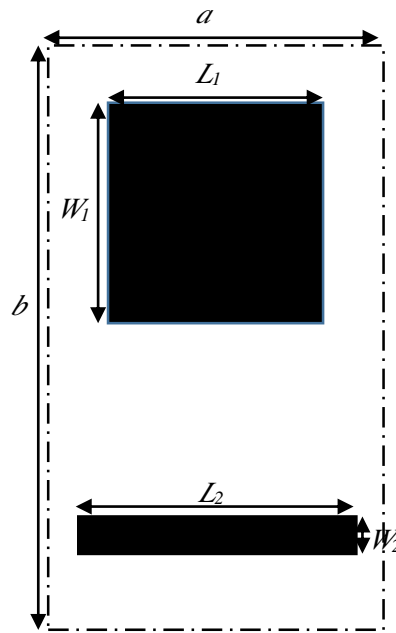
(a) Simulation WCIP

(b) Simulation HFSS

Lorsque la valeur de  $L_2$  augmente en maintenant  $L_1$  fixe, la plus petite fréquence de résonance diminue tandis que la plus haute fréquence reste constante.

### 3.2.3. L'effet de la largeur du ruban $W_1$ de longueur $L_1$

Pour vérifier l'effet de la largeur des rubans sur le comportement spectral de la structure presque périodiques de la figure IV.36, la largeur  $W_1$  du ruban  $L_1$  est variée, en maintenant les autres dimensions.



FigureIV.36 Structure presque périodique à base deux rubans métalliques

La variation de la largeur  $W_1$  de 1mm à 6mm puis 8mm jusqu'à 10mm, donne une amélioration de la valeur de la bande passante de la deuxième fréquence de résonance comme illustré dans la figure IV.37 de 64.60%, 96.43% et 104.39% à -3dB respectivement et de 15.48%, 57.38% et 77.62% à -10 dB respectivement comme indiqué sur le tableauIV.3.

$W_1$	1mm	6mm	8mm	10mm
$BW(\text{GHz})-3\text{dB}$	0.955	1.572	1.876	1.952
$BW(\text{GHz})-10\text{dB}$	0.42	0.485	0.661	0.746

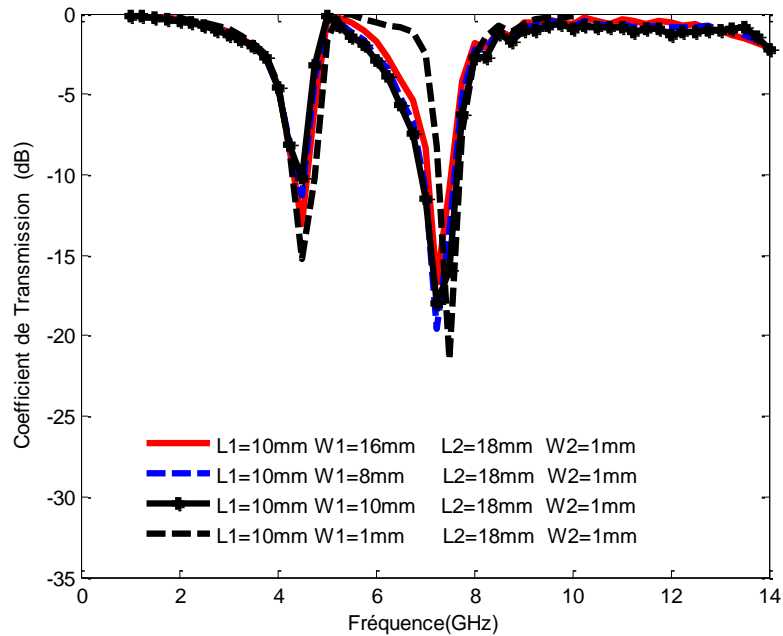


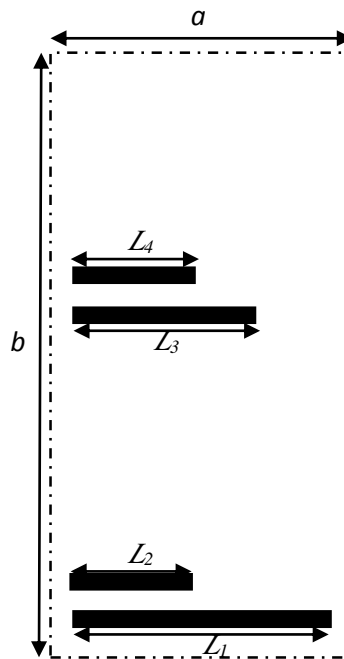
Figure. IV.37 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de  $W_1$  pour une source polarisée dans la direction  $x$ .

Les fréquences de résonance de la structure presque périodique à base de deux rubans métalliques peuvent être facilement ajustées en ne modifiant que la longueur du ruban métallique  $L_1$  ou  $L_2$  correspondant à la fréquence de résonance tandis que la variation de la largeur d'un ruban conduit à l'amélioration de la bande passante correspondante. La structure FSS proposée peut être utilisée dans les applications multi bandes pour offrir une flexibilité dans le choix des valeurs exactes des fréquences de résonance caractérisant la structure en ne déterminant que les longueurs des rubans métalliques nécessaires.

### 3.3. Structure FSS presque périodique à base de quatre rubans métalliques

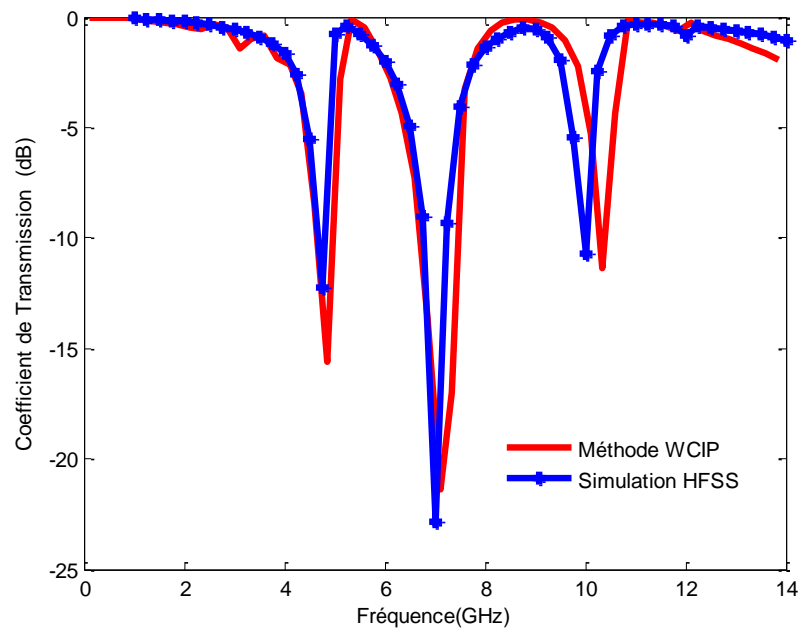
Une structure FSS presque périodique basée sur quatre rubans métalliques est représentée à la figure IV.38. Les dimensions de cette structure sont :  $a = 20\text{mm}$ ,  $b = 40\text{mm}$ ,  $L_1 = 17\text{mm}$ ,  $L_2 = 8\text{mm}$ ,  $L_3 = 12\text{mm}$ ,  $L_4 = 8\text{mm}$ ,  $W_1 = W_2 = W_3 = W_4 = 1\text{mm}$ , l'épaisseur du substrat  $h = 1\text{mm}$  et la constante diélectrique est de 4,4. La distance entre les deux rubans est de 3mm et la distance entre chaque paire de ruban est 20mm.





FigureIV.38 Une structure FSS presque périodique basée sur quatre rubans métalliques

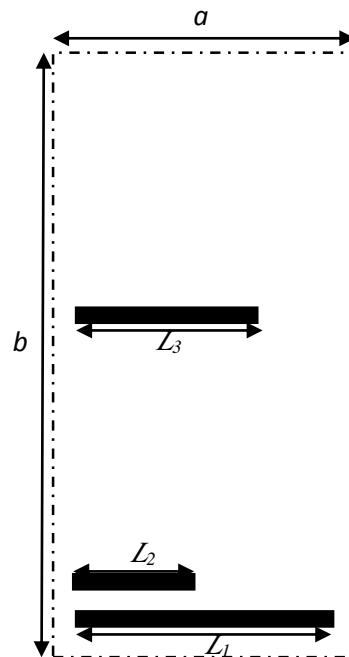
La figure IV.39 représente le coefficient de transmission en  $dB$  obtenu par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS avec une excitation par une onde plane en incidence normale. Les fréquences de résonances données par la méthode WCIP sont à environs 4.85GHz, 7GHz et 10.35GHz, tandis que les fréquences données par le logiciel HFSS sont 4.75GHz, 7GHz et 10Ghz respectivement, avec une erreur dans la fréquence de résonance entre les deux résultats obtenus d'environ 2.11%, 0% et 3.5% respectivement.



FigureIV.39 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodique basée sur quatre rubans métalliques.

### 3.3.1 Annulation du ruban de longueur $L_4$

Une structure FSS aperiodique basée sur trois rubans métalliques est simulé par la méthode WCIP. Elle est représentée par la Figure IV.40. Les dimensions de cette structure sont :  $a = 20\text{mm}$   $b = 40\text{mm}$ ,  $L_1 = 17\text{mm}$ ,  $L_2 = 8\text{mm}$ ,  $L_3 = 12\text{mm}$ ,  $W_1 = W_2 = W_3 = 1\text{mm}$ , l'épaisseur de substrat  $h = 1\text{mm}$  et la constante diélectrique est de 4,4, la distance entre les deux rubans est 3mm. Dans cette structure, le ruban de longueur  $L_4$  de la figure IV.38 est éliminé afin de voir son effet sur la plus haute fréquence.



FigureIV.40 Structure FSS presque périodique basée sur trois rubans métalliques

La figure IV.41 représente le coefficient de transmission en dB obtenu par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS avec une excitation par une onde plane en incidence normale. Les fréquences de résonance données par la méthode WCIP sont à environs 4.85GHz et 7.1GHz, tandis que les fréquences données par le logiciel HFSS sont 4.75GHz, 7GHz respectivement, avec une erreur de la fréquence de résonance entre les résultats obtenus par les deux méthodes d'environ 2.11%, 1.42% respectivement. Ainsi, l'annulation du ruban de longueur  $L_4$  a conduit à l'annulation de la fréquence de résonance équivalente à 10GHz.

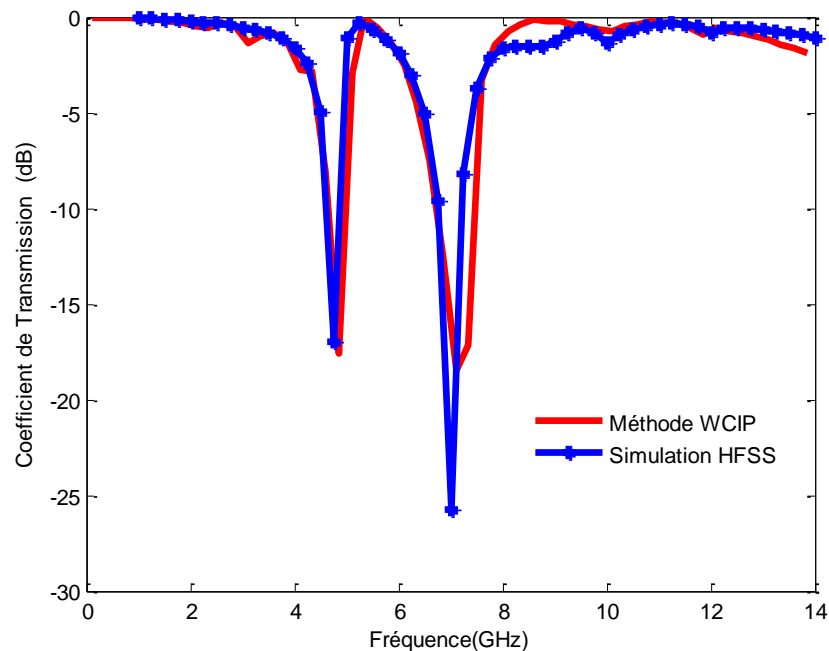


Figure IV.41 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodique basée sur trois rubans métalliques

Pour fusionner les deux fréquences indiquées dans la figure IV.41, la longueur du ruban  $L_3$  est augmentée jusqu'à une valeur égale à longueur du ruban  $L_1$ . Les nouvelles dimensions de cette structure aperiodique sont :  $a=20\text{mm}$ ,  $b=40\text{mm}$ ,  $L_1 = 17\text{mm}$ ,  $L_2 = 8\text{mm}$ ,  $L_3=17\text{mm}$ ,  $W_1=W_2=W_3=1\text{mm}$ , l'épaisseur du substrat  $h = 1\text{mm}$  et la constante diélectrique est de 4,4 avec une distance entre les deux rubans de 3mm.

La figure IV.42 représente le coefficient de transmission en dB obtenu par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS avec une excitation par une onde plane en incidence normale. La fréquence de résonance donnée par la méthode WCIP est à environs 5.85GHz, tandis que la fréquence donnée par le logiciel HFSS est à environ 5.75GHz, avec une erreur de la fréquence de résonance entre les deux résultats d'environ 1.73%.

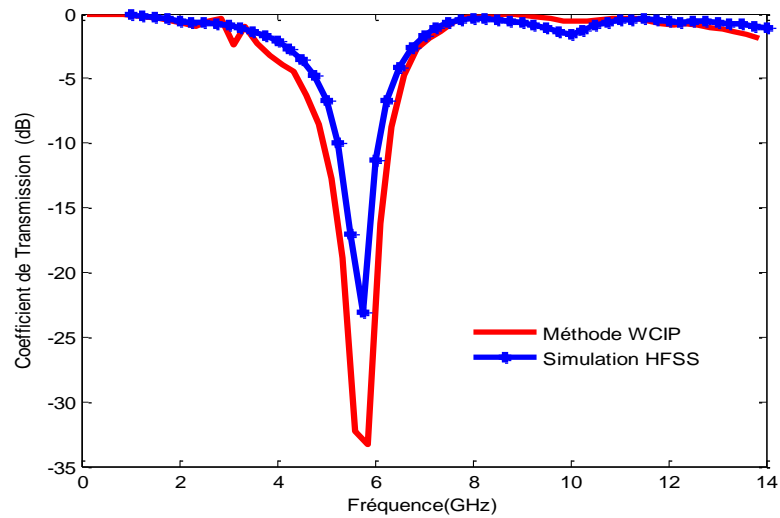


Figure IV.42 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodique basée sur trois rubans métalliques avec  $L_1=L_3=17\text{mm}$

### 3.3.2 Variation de la longueur du ruban $L_2$

La figure IV.43 représente le coefficient de transmission en dB obtenu par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS avec une excitation par une onde plane dans la direction  $x$ . la variation de la longueur du ruban  $L_2$  jusqu'à une valeur égale à 12mm a créé une fréquence de résonance à environs 7.1GHz donnée par la méthode WCIP et une fréquence de résonance à environs 7.25GHz donnée par le HFSS, avec une erreur dans la fréquence de résonance entre les résultats obtenus par les deux méthodes d'environ 2.07%.

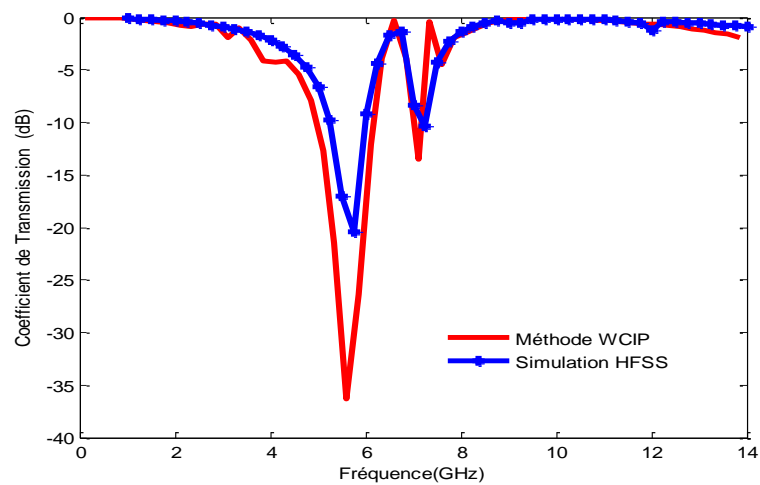


Figure IV.43 Coefficient de transmission d'une structure FSS presque périodique basée sur trois rubans métalliques avec  $L_1=L_3=17\text{mm}$  et  $L_2=12\text{mm}$

### 3.4. Amélioration de la bande passante

Dans cette section deux structures aperiodiques simples couches pour des applications multi bandes et à base de rubans métalliques sont mises en cascade et séparées par l'air comme montré dans la figure IV.44. Les FSS à rubans, placées l'une au-dessus de l'autre et connectées par une longueur de guide (ligne de transmission) qui modélise la séparation par une guide d'onde rempli par l'air entre les deux niveaux de métallisation.

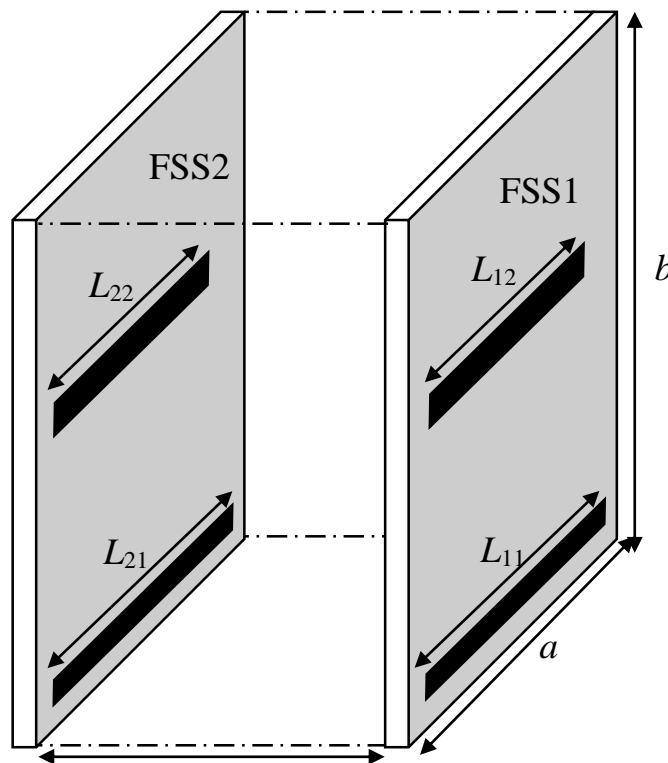


Figure IV.44. Structure FSS aperiodique à deux niveaux de métallisation

Les dimensions des deux structures données ont les valeurs suivantes :  $a=2\text{mm}$ ,  $b=4\text{mm}$ ,  $L_{11}=16\text{mm}$ ,  $L_{12}=10\text{mm}$ ,  $L_{21}=18\text{mm}$  et  $L_{22}=14\text{mm}$ . Les rubans sont gravés sur un substrat diélectrique de permittivité 4.4 et d'épaisseur de substrat de 1mm.

Les coefficients de transmission de la première structure FSS1 et de la deuxième structure FSS2 sont donnés par la figures IV.45(a) et IV.45(b) respectivement.

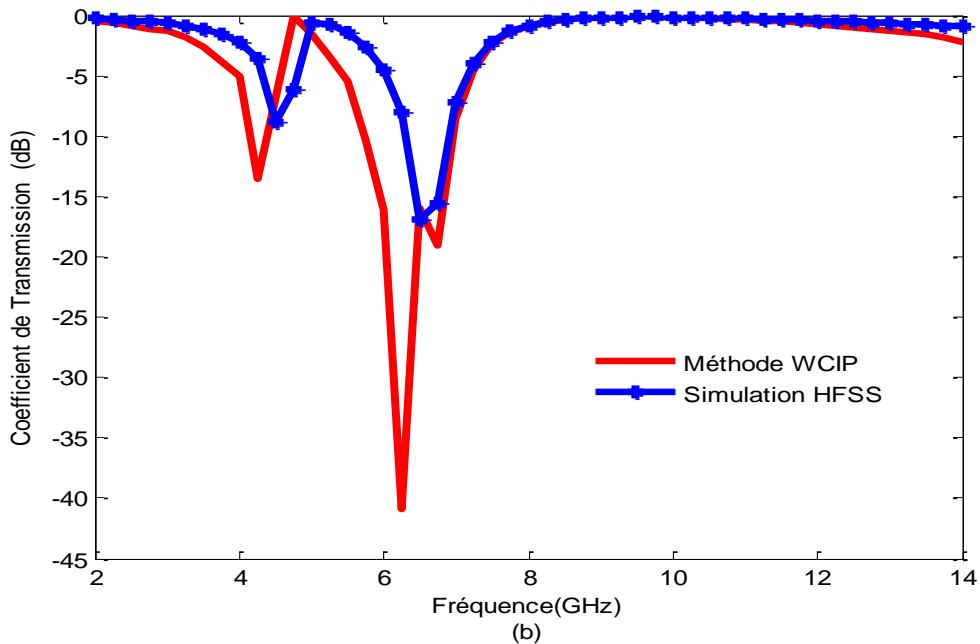
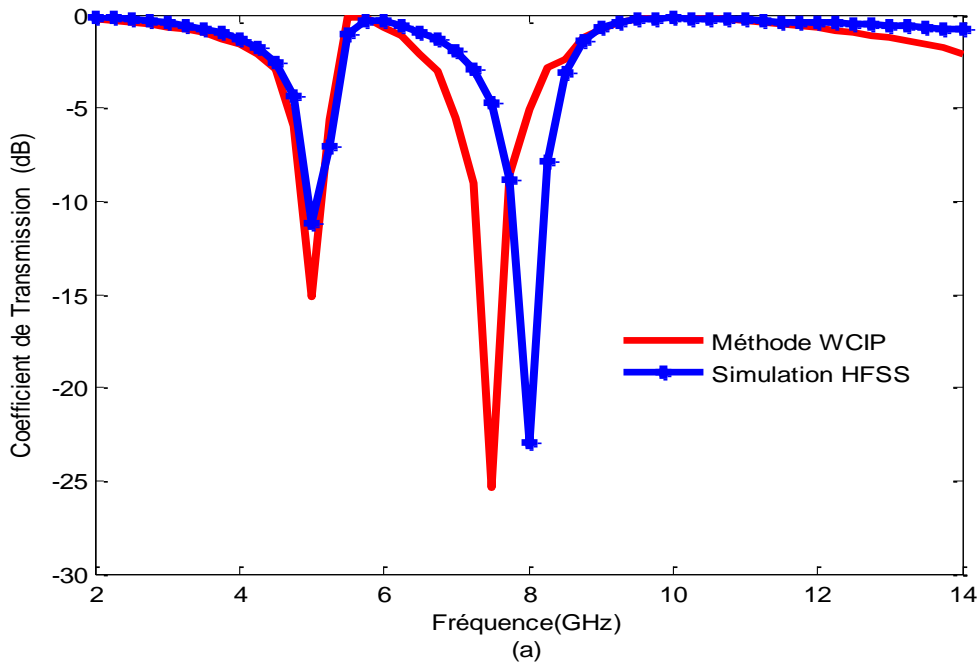


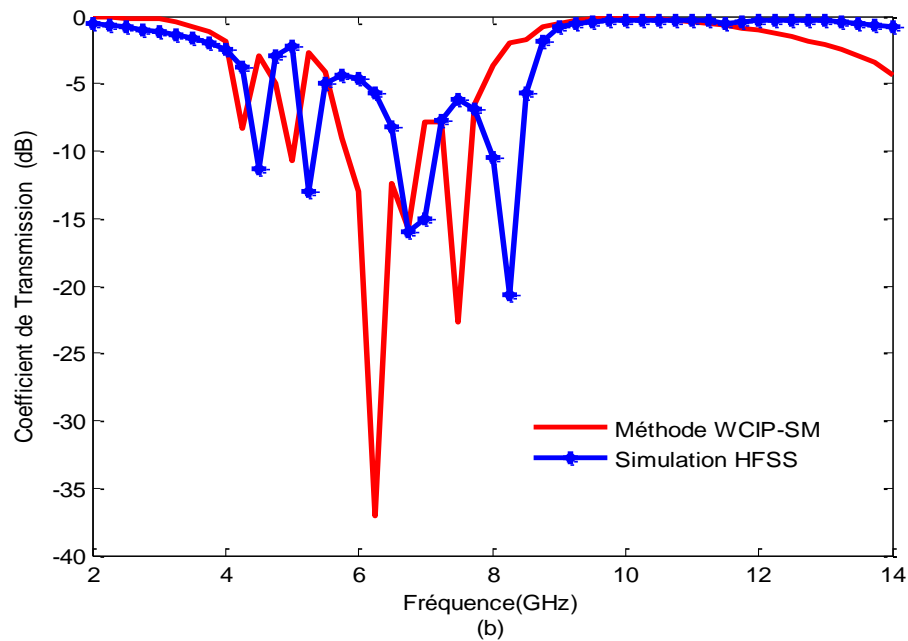
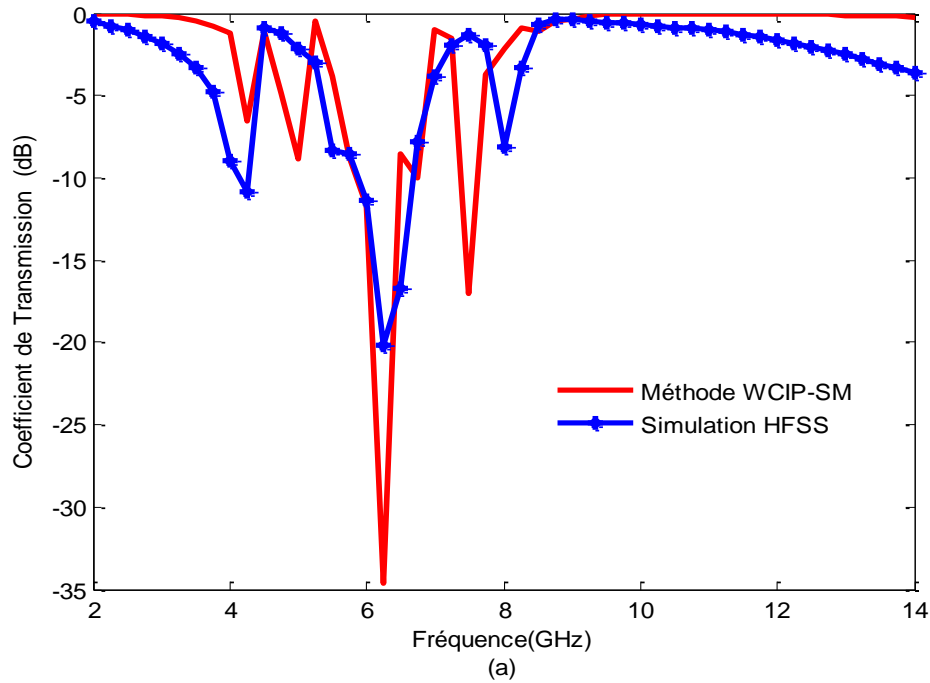
Figure IV.45. La puissance transmise en fonction de la fréquence de fonctionnement selon la polarisation  $x$

(a) Pour FSS1

(b) Pour FSS2

La figure IV.45(a) présente deux bandes de rejections à environ 5GHz et 7.5GHz. La figure IV.45(b) présente elle aussi deux bandes de rejections à environ 4.25GHz et 6.25GHz lorsque les structures sont excitées par une onde plane polarisée dans la direction  $x$ .

Les figures IV.46(a), (b) et (c) montrent la variation des coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement, lorsque les deux FSS sont mises en cascade pour différentes valeurs de l'espace séparant les deux structures :  $d=1\text{mm}$ ,  $5\text{mm}$  et  $7\text{mm}$  respectivement, calculés par la méthode WCIP-SM et comparés avec les résultats obtenus par le logiciel HFSS software.





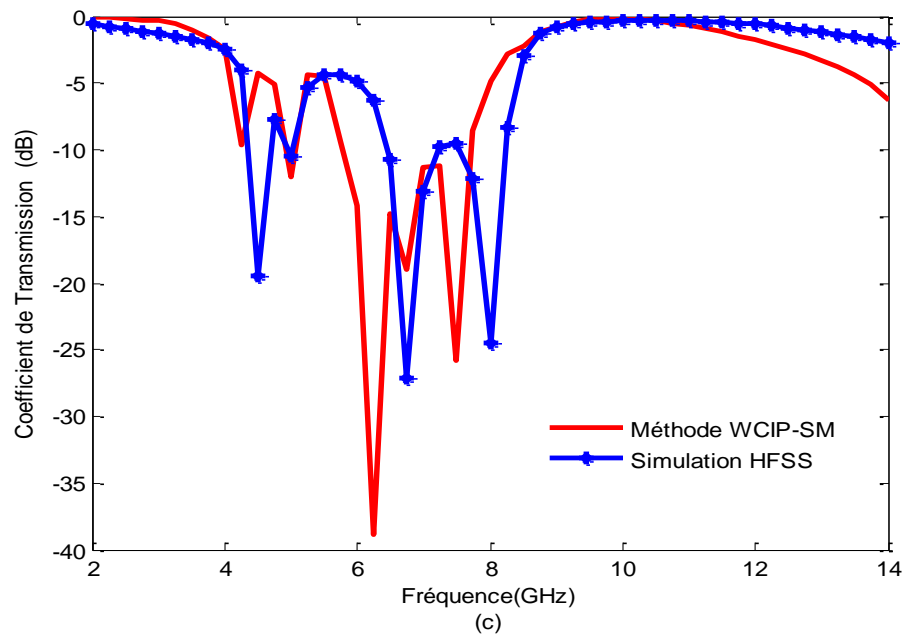


Figure IV.46. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation selon la polarisation  $x$

(a)  $d=1\text{mm}$

(b)  $d=5\text{mm}$

(c)  $d=7\text{mm}$

Les résultats obtenus par la technique WCIP-SM montrent quatre bandes de rejections avec des résonances à environ 4.25GHz, 5GHz, 6.25GHz, et 7.5GHz. Une amélioration sur la bande passante à -10dB de 2.06GHz par rapport à bande passante de la structure FSS1 de 0.5GHz et la bande passante de la structure FSS 2 de 1.25GHz, l'amélioration est 39.20%.

#### 4. Synthèse des filtres à large bande par l'approche presque périodique

Un réseau de cellules identiques de 10 par 10 cellules et de dimensions de 20mm x 20mm est suffisant pour récupérer la réponse spectrale d'une structure périodique dans le nombre de cellules est infini. Même en augmentant le nombre de cellules du réseau, le comportement spectral de ce dernier est pratiquement invariable.

Les filtres FSS large bande à base des rubans métalliques sont des structures importantes et essentielles pour les systèmes de communication sans fil à large bande. Avec le développement progressif des communications sans fil modernes, le spectre RF des fréquences radioélectriques est devenu de plus en plus encombré.

Dans cette section plusieurs filtres à base de rubans métalliques parallèles couplés (filtre FSS à un seul ruban métallique, deux rubans métalliques parallèles couplés et trois rubans métalliques parallèles couplés) sont étudiés. La large bande passante est obtenue grâce à un couplage amélioré entre les lignes couplées en parallèle dans une cellule périodique. L'inconvénient principal de ces structures est la limitation d'espace de la structure périodique, ce qui engendre une limitation au niveau de la bande passante. Pour résoudre ce problème, une approche basée sur une structure presque périodique est proposée. En se basant sur l'isolation entre les cellules unitaires FSS assurée par les murs périodiques, une légère variation dans la symétrie de la structure n'affectera pas trop le couplage existant d'une manière inhérente dans la structure globale.

L'approche de la presque périodicité unidimensionnelle est utilisée pour améliorer et ajuster la bande passante par rapport à une structure périodique et elle est aussi un moyen de contrôler la bande passante avec une légère variation des dimensions des éléments métalliques de la structure. Ensuite et pour améliorer plus la bande passante, deux approches sont adoptées. Les deux approches concernent l'approche de presque périodicité bidimensionnelle et l'approche de non couplage des rubans métallique de la même cellule unitaire.

#### 4.1 Structure périodique

Les figures IV.47(a), (b) et (c) montrent des structures à base d'un seul ruban métallique, deux rubans métalliques parallèles couplés et trois rubans couplés métalliques respectivement. Les dimensions de la cellule sont :  $a=b=20\text{mm}$ , la longueur du ruban est  $L_1=8.167\text{mm}$ ,  $L_2=8.540\text{mm}$ ,  $L_3=8.933\text{mm}$ , la largeur  $W=1\text{mm}$ ,  $S_1=3\text{mm}$ ,  $S_2=2\text{mm}$ , gravé sur un substrat avec une épaisseur  $h=1\text{mm}$  et une constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$ .

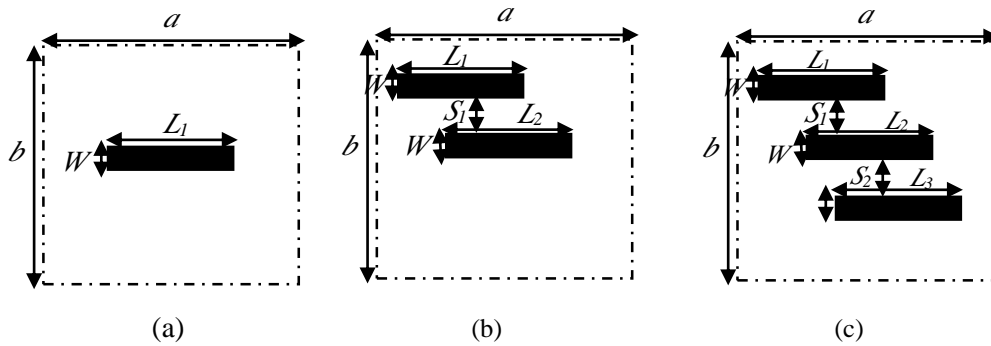


Figure IV.47 FSS à ruban métallique

- (a) Un seul ruban métallique
- (b) Deux rubans métalliques
- (c) Trois rubans métalliques

Les figures IV.48 (a), (b) et (c) représentent la réponse spectrale en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une source polarisée dans la direction x pour les trois structures proposées. Les résultats en dB obtenus par la méthode WCIP sont validés par le logiciel commercial HFSS.

La bande passante de la structure (a) et donnée par la méthode WCIP est de 0.857GHz à -3dB et 0.3GHz à -10dB, Les résultats du le logiciel HFSS sont de 1.069GHz à -3dB et de 0.315GHz à -10dB, avec une erreur de 19.83% et 4.76% respectivement.

La bande passante de la structure (b) et donnée par la méthode WCIP, est de 1.834GHz à -3dB et 2.358GHz à -3dB par logiciel HFSS avec une erreur de 22.22%. La bande passante de la structure (c) obtenue par la méthode WCIP est de 2.208GHz à -3dB, et de 3.173GHz à -3dB en utilisant le logiciel HFSS avec une erreur de 30.41%.

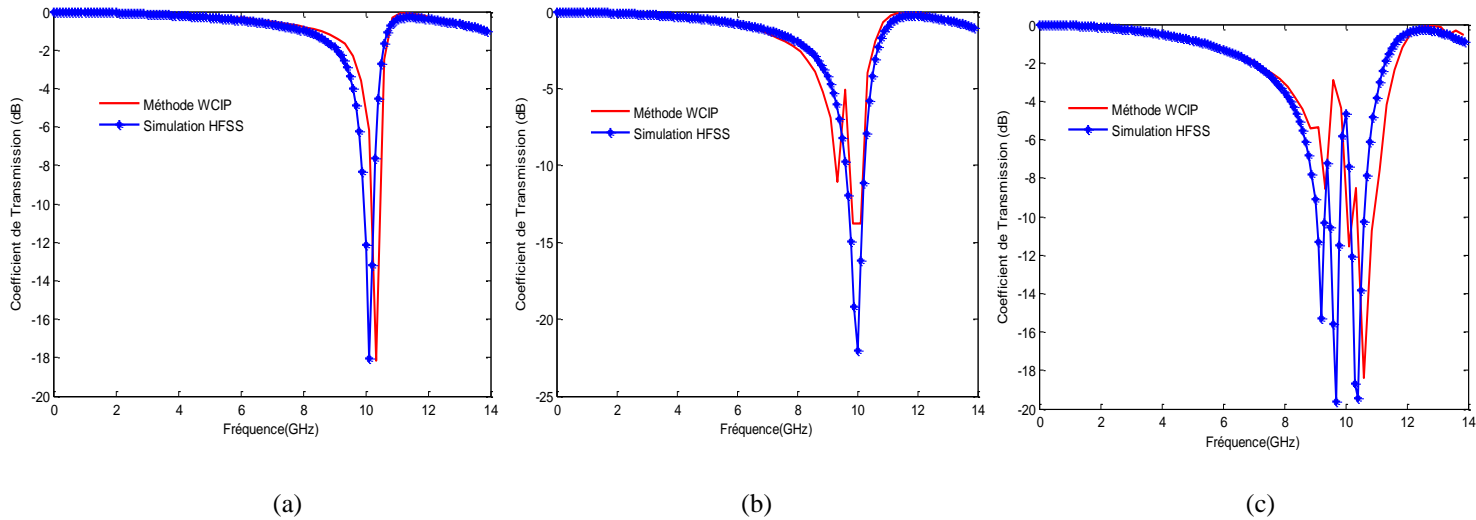


Figure IV.48 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

- (a) Un seul ruban métallique
- (b) Deux rubans métalliques
- (c) Trois rubans métalliques

## 4.2 Structure presque périodique unidimensionnelle

Pour améliorer la bande passante des structures précédentes, une approche basée sur une structure presque périodique unidimensionnelle est proposée.

En se focalisant sur les cellules adjacentes dont chaque cellule est composée d'un seul ruban centré, les dimensions des rubans de ces cellules adjacentes doivent être de valeurs approximativement proches l'une de l'autre pour obtenir le fusionnement entre les résonances créées par la structure proposée. L'approche de synthèse est utilisée pour obtenir les longueurs des rubans correspondants aux fréquences désirées : 10.3GHz, 10GHz, 9.7GHz, 9.4GHz, 9.1GHz. La figure IV.49 représente la structure FSS presque périodique avec les dimensions de la cellule :  $a=20\text{mm}$ ,  $B=100\text{mm}$ , et les longueurs des rubans obtenus par l'allure de l'approche de synthèse donnant les longueurs en fonction des fréquences sont :  $L_1=8.167\text{mm}$ ,  $L_2=8.540\text{mm}$ ,  $L_3=8.933\text{mm}$ ,  $L_4=9.35\text{mm}$ ,  $L_5=9.797\text{mm}$ , les largeurs des rubans sont 1mm, l'épaisseur du substrat est 1mm et la constante diélectrique est de 4.4.

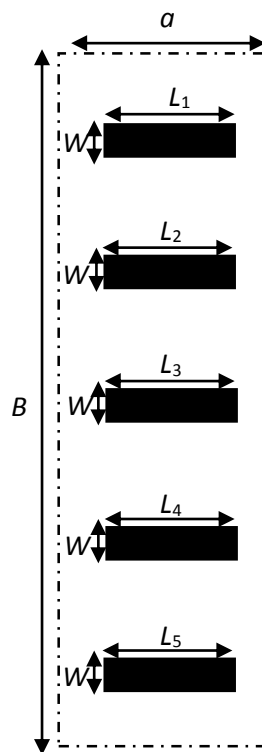


Figure IV.49 structure FSS presque périodique

La figure IV.50 représente le coefficient de transmission en dB obtenu par la méthode *WCIP* et validé par le logiciel HFSS. La structure est excitée par une onde plane en incidence normale dans la direction  $x$ . La bande passante de cette réponse donnée par la méthode *WCIP* est de 2.837GHz à -3dB, et de 1.648GHz à -3dB donnée par logiciel HFSS. Les résultats obtenus montrent une amélioration dans la bande passante d'environ 165.38% par rapport à la structure proposée dans la figure IV.48(a), une amélioration dans la bande passante d'environ 54.68% par rapport à la structure proposée dans la figure IV.48 (b) et une amélioration dans la bande passante par rapport la structure proposée dans la figure IV.48 (c) de 20.31%.

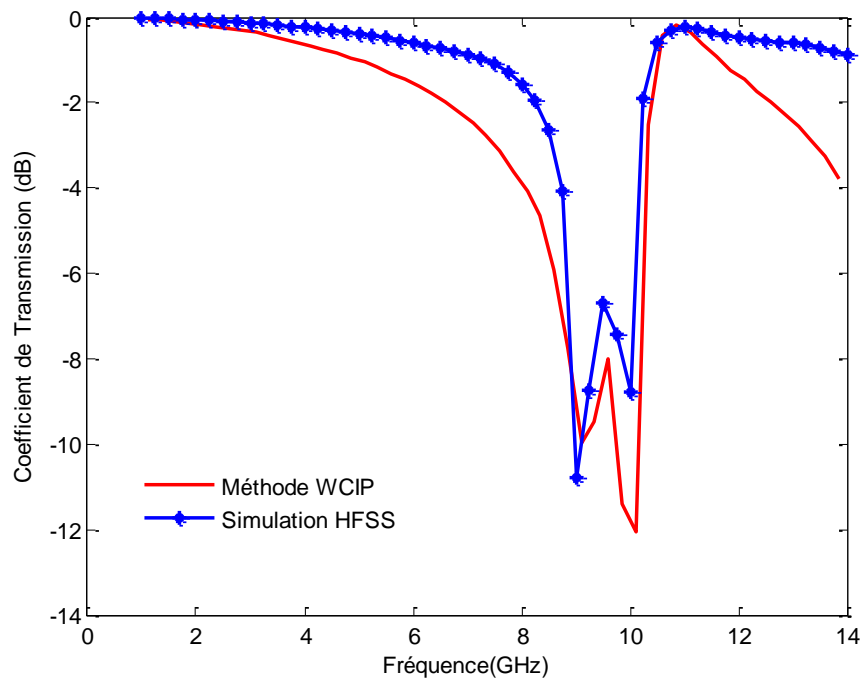


Figure IV.50 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec  $W=1\text{mm}$

L'inconvénient observé dans les résultats trouvés est la faible surtension du coefficient de transmission. Pour résoudre ce problème, Une augmentation dans la largeur des rubans est proposée. Les dimensions de la structure résultante sont :  $a \times b = 20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ ,  $W = 5\text{mm}$  et  $W=9\text{mm}$ , et  $L$  variant de 5 mm jusqu'à 19 mm avec un pas de 1mm.

La courbe obtenue qui représente la fonction  $F$  décrivant la variation de la longueur des rubans  $L$  pour  $W = 5\text{mm}$  et  $W=9\text{mm}$  en fonction de la fréquence de résonance souhaitée est illustrée par les Figures IV.51 (a) et (b) respectivement.

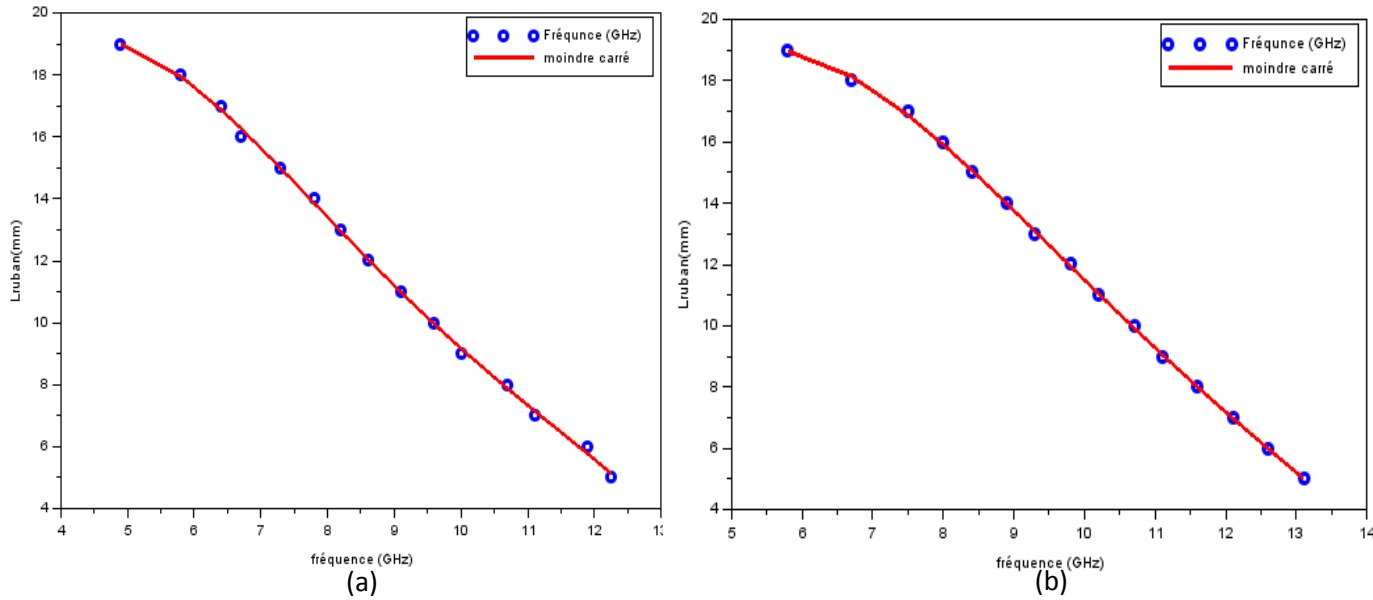


Figure IV.51 variation de la fréquence de résonance d'un ruban métallique en fonction de la longueur  $L$  pour  
 (a)  $W=5\text{mm}$   
 (b)  $W=9\text{mm}$

Les fréquences des résonances désirées allant de 9.1 GHz à 10.3GHz avec un pas de 0.3GHz sont insérées dans les Figures IV.51, Les longueurs des rubans de la structure presque périodique unidimensionnelle et à base d'un seul ruban sont :  $L_1 = 8.597\text{mm}$ ,  $L_2 = 9.16\text{mm}$ ,  $L_3 = 9.75\text{mm}$ ,  $L_4 = 10.35\text{mm}$ ,  $L_5 = 10.98\text{mm}$  respectivement.

La figure IV.52 représente la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure proposée avec une largeur du ruban  $W=5\text{mm}$ , la bande passante résultante est 3.43GHz à -3dB avec une amélioration de 109.14% et une surtension plus importante.

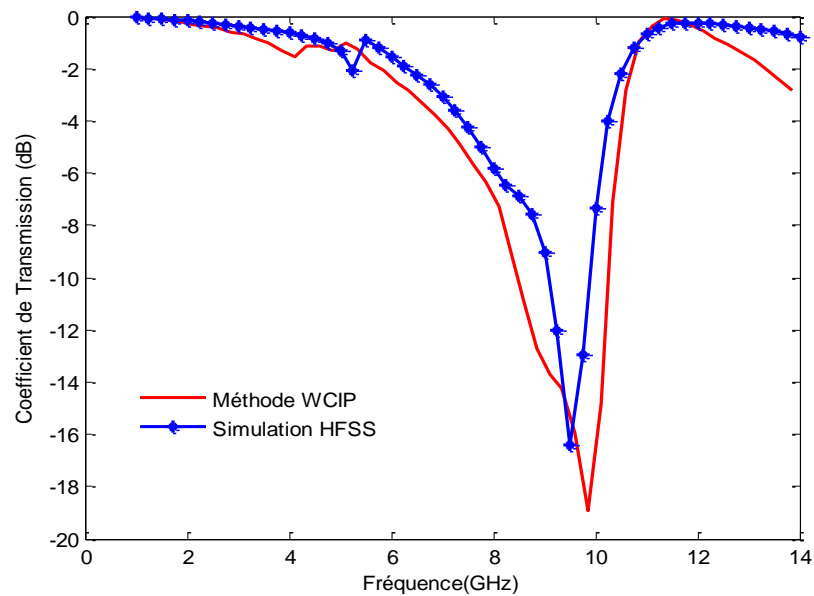


Figure IV.52 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec  $W=5\text{mm}$   
 L'augmentation de la largeur du ruban conduit à une augmentation de la bande passante. Lorsque  $W$  augmente de  $5\text{mm}$  à  $9\text{mm}$  la bande passante augmente de  $3.43\text{GHz}$  jusqu'à  $4.69\text{GHz}$  respectivement comme illustré par la figure IV.53, représentant la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour  $W=9\text{mm}$ .

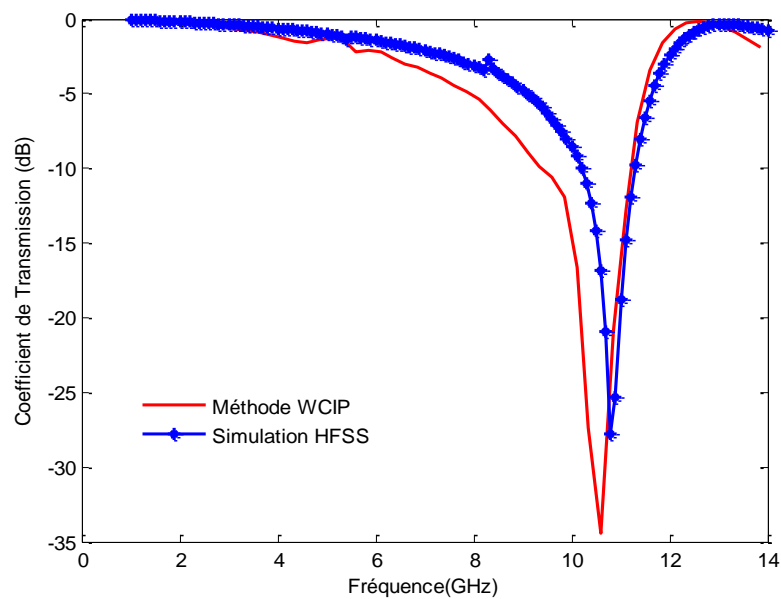


Figure IV.53 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec  $W=9\text{mm}$



### 4.3 Synthèse des FSS larges bandes par l'approche presque périodique bidimensionnelles

Pour améliorer encore plus la bande passante, des structures basées sur l'approche presque périodique bidimensionnelle sont proposées. La première structure est à base d'un seul ruban métallique, la deuxième structure est à base de deux rubans métalliques non couplés et la troisième structure est à base de deux rubans l'un selon la polarisation en x et l'autre selon y.

#### 4.3.1 Structure à bases d'un seul ruban métallique

La première structure presque périodique bidimensionnelle proposée est à base de 5 par 5 cellules, chaque cellule comporte un seul ruban métallique comme montré dans. Les dimensions de la cellule presque périodique bidimensionnelle de la figure IV.54 sont :  $A=B=100\text{mm}$ , la largeur des rubans  $W=1\text{mm}$ , gravé sur un substrat ayant une épaisseur  $h=1\text{mm}$  et une constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$ , en variant le nombre de pixel de 100 à 500.

Les fréquences proposées pour synthétiser la FSS large bande varient de 7.6GHz à 10GHz avec un pas de 0.1GHz. L'approche de synthèse pour une largeur de ruban  $W=1\text{mm}$  résumé dans la figure III.20 est utilisée pour obtenir les longueurs des rubans correspondantes aux fréquences désirées comme donné dans le tableau IV.4.

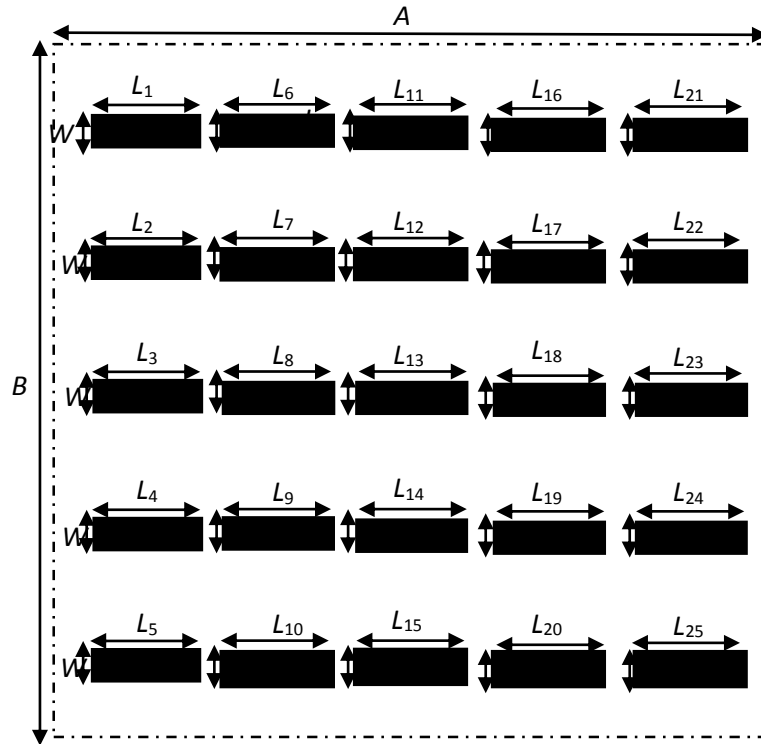


Figure IV.54 structure FSS presque périodique bidimensionnelle constituée de 5x5 cellules

Tableau IV.4 : Les longueurs de la structure obtenues à base d'un ruban d'une largeur  $W=1\text{mm}$  pour des fréquences variant de 7.6GHz à 10GHz avec un pas de 0.1GHz sont :

$F$ proposé (GHz)	7.6	7.7	7.8	7.9	8	8.1	8.2	8.3	8.4
$L$ obtenue (mm)	12.58	12.36	12.15	11.94	11.74	11.54	11.35	11.16	10.97
$F$ proposé (GHz)	8.5	8.6	8.7	8.8	8.9	9	9.1	9.2	9.3
$L$ obtenue (mm)	10.79	10.61	10.44	10.27	10.11	9.95	9.79	9.64	9.49
$F$ proposé (GHz)	9.4	9.5	9.6	9.7	9.8	9.9	10		
$L$ obtenue (mm)	9.35	9.20mm	9.06	8.93	8.8	8.66	8.54		

La variation des coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure presque périodique bidimensionnelle constituée de 5 par 5 cellules avec une largeur de ruban  $W=1\text{mm}$  est montré dans la figure IV.55. L'effet du nombre de pixels employés dans le maillage de la cellule presque périodique sur la surtension de la réponse spectrale est représenté aussi dans la figure IV.55.

Les bandes passantes résultantes sont données dans le tableau IV.5.

Tableau IV.5 : variation de la bande passante en fonction du maillage utilisé.

	100 x 100 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels avec 2500 itérations Méthode WCIP
BP GHz (-3dB)	2.886	3.327	4.806
BP GHz (-10dB)	-----	-----	1.829
Surtension (dB)	-5.141	-8.674	-14.78

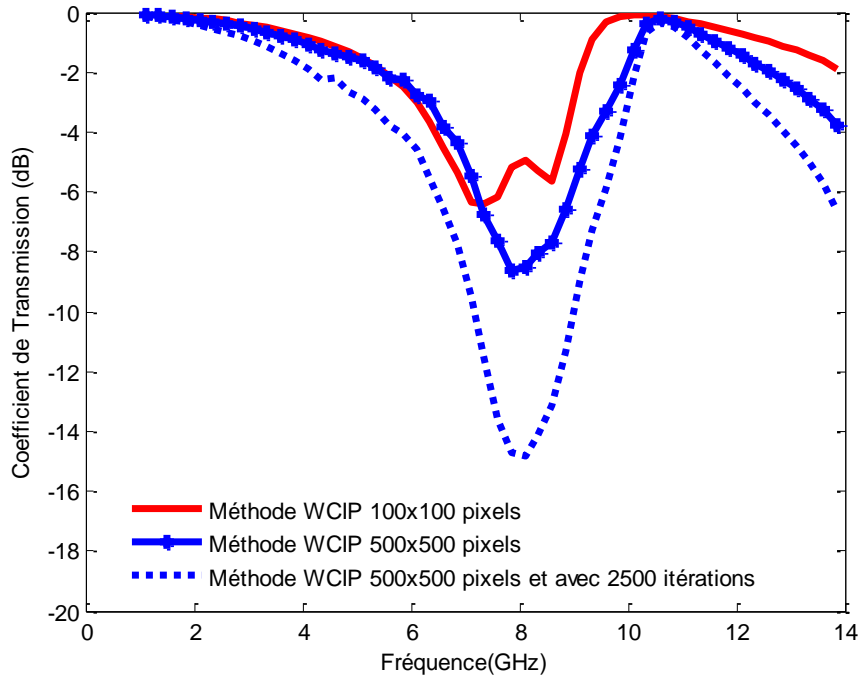


Figure IV.55 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

**4.3.2 Structure constituée d’une cellule presque périodique de 5 x 5 cellules unitaires à bases d’un ruban métallique bidimensionnel avec W=5mm**

Pour vérifier l’effet de la largeur du ruban sur la réponse spectrale, la largeur du ruban est augmentée jusqu’ à 5mm, en maintenant les autre dimensions fixes.

Le tableau résume les résultats des longueurs des rubans obtenus par l’approche de synthèse résumé dans la figure IV.51(a) pour une largeur W=5mm pour des fréquences de résonances variant de 7.6GHz à 10GHz.

Tableau IV.6 : longueur des rubans de la structure presque périodique

<i>F</i> proposé (GHz)	7.6	7.7	7.8	7.9	8	8.1	8.2	8.3	8.4
<i>L</i> obtenue (mm)	14.30	14.08	13.85	13.62	13.40	13.17	12.95	12.72	12.50
<i>F</i> proposé (GHz)	8.5	8.6	8.7	8.8	8.9	9	9.1	9.2	9.3
<i>L</i> obtenue (mm)	12.28	12.06	11.84	11.62	11.40	11.19	10.98	10.77	10.56
<i>F</i> proposé (GHz)	9.4	9.5	9.6	9.7	9.8	9.9	10		
<i>L</i> obtenue (mm)	10.35	10.15	9.95	9.75	9.55	9.35	9.16		

La variation des coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure à rubans métalliques de largeur  $W=5\text{mm}$  pour un nombre de pixels variant de 100 à 500 pixels est représentée dans la figure IV.56.

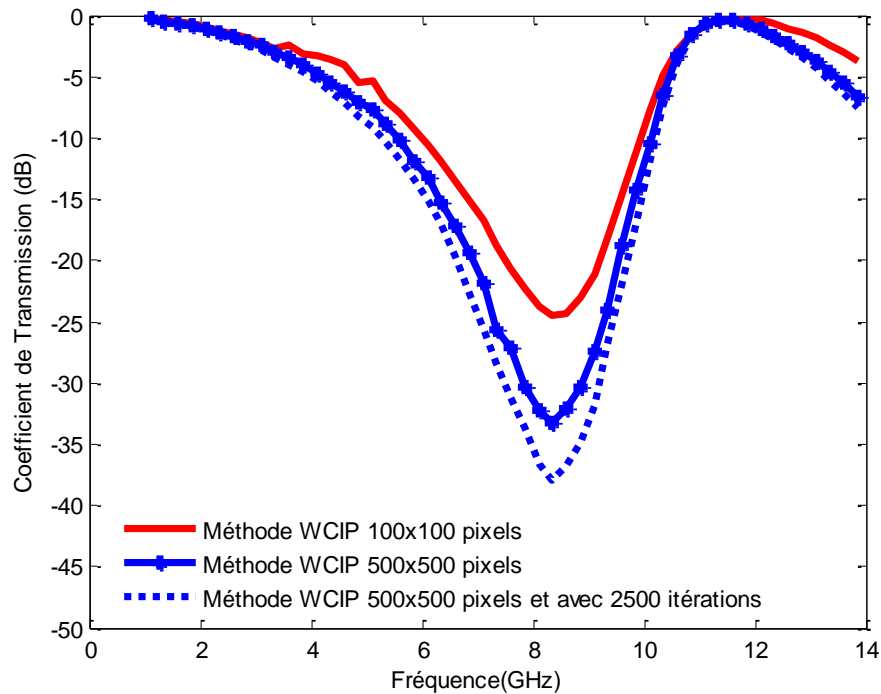


Figure IV.56 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

Les bandes passantes résultantes sont donnés dans le tableau IV.7.

Tableau IV.7 : Bande passante de la structure presque périodique pour différents maillages

	100 x 100 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels avec 2500 itérations Méthode WCIP
BP GHz (-3dB)	6.872	7.278	7.538
BP GHz (-10dB)	3.952	4.558	4.929
Surtension (dB)	-24.5	-33.17	-37.6

### 4.3.3 Structure constituée de 5 x 5 cellule à bases d'un ruban métallique bidimensionnel avec $W=9\text{mm}$

Le tableau IV.8 résume les résultats des longueurs des rubans obtenus par l'approche de synthèse pour une largeur  $W=9\text{mm}$  et des fréquences de résonances variant de 7.6GHz à 10GHz.

Tableau IV.8 : longueur des rubans de la structure presque périodique

$F$ proposé (GHz)	7.6	7.7	7.8	7.9	8	8.1	8.2	8.3	8.4
$L$ obtenue (mm)	16.69	16.50	16.31	16.11	15.91	15.70	15.50	15.29	15.07
$F$ proposé (GHz)	8.5	8.6	8.7	8.8	8.9	9	9.1	9.2	9.3
$L$ obtenue (mm)	14.86	14.64	14.42	14.20	13.98	13.75	13.53	13.30	13.08
$F$ proposé (GHz)	9.4	9.5	9.6	9.7	9.8	9.9	10		
$L$ obtenue (mm)	12.85	12.62	12.40	12.17	11.94	11.72	11.49		

La variation des coefficients de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure une largeur du ruban  $W=9\text{mm}$  et pour un nombre de pixels variant de 100 à 500 pixel est représentée dans la figure IV.57.

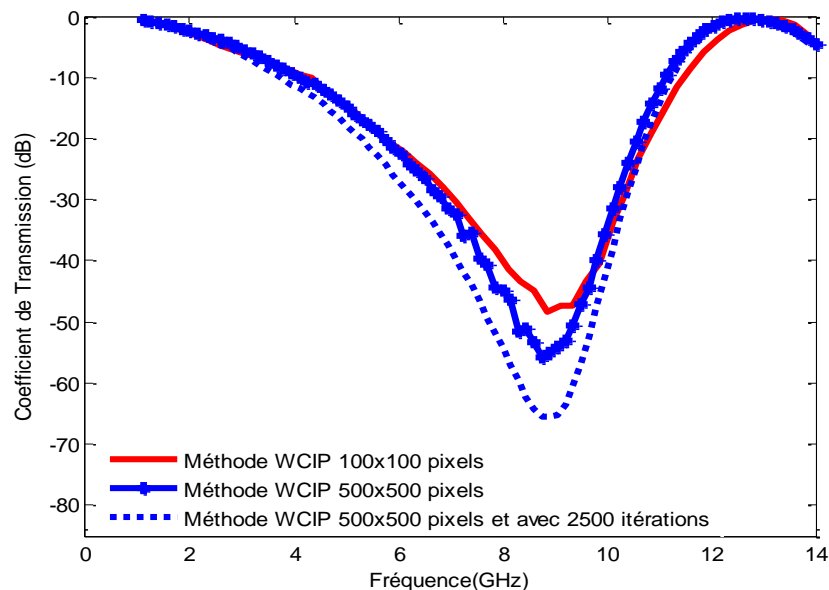


Figure IV.57 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

Les bandes passantes résultantes sont donnés dans le tableau IV.9.

Tableau IV.9 : Bande passante de la structure presque périodique pour différents maillages

	100 x 100 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels avec 2500 itérations Méthode WCIP
BP GHz (-3dB)	10.191	9.518	9.791
BP GHz (-10dB)	7.183	7.019	7.507
Surtension (dB)	-47.92	-55.36	-65.53

#### 4.4 Synthèse d'un FSS larges bandes par l'approche presque périodique bidimensionnelles avec deux rubans non couplés

Une structure presque périodique bidimensionnelles à base de 5 par 5 cellules dont chaque cellule est composée de deux rubans métalliques non couplées est représenté dans la figure IV.58. Les dimensions de la structure presque périodique sont :  $A=B=100\text{mm}$ , la largeur des rubans  $W_1=W_2=1\text{mm}$ , la distance séparant les deux rubans non couplés est  $S=5.03\text{mm}$ , la structure est gravée sur un substrat d'épaisseur  $h=1\text{mm}$  et une constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$ .

Les longueurs des rubans obtenues par l'approche de synthèse pour des fréquences de résonance variant de 7.6GHz à 10GHz avec un pas de 0.1GHz et variant de 5.3GHz à 6.5GHz pour un pas de 0.05GHz selon la polarisation  $x$ . La largeur des rubans utilisées est  $W=1\text{mm}$ . Les longueurs des rubans pouvant assurés les résonances désirées sont résumées dans les tableaux IV.4 et IV.10.

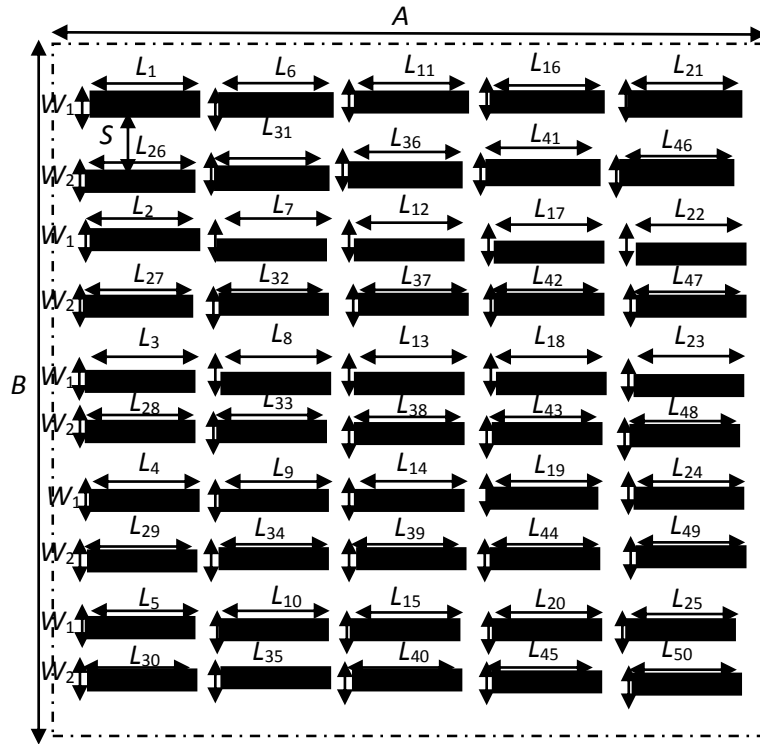


Figure IV.58 Structure FSS presque périodique bidimensionnelle 5 x 5 cellules à rubans non couplés

Tableau IV.10 : longueur des rubans de la structure presque périodique

$F$ proposé (GHz)	5.3	5.35	5.4	5.45	5.5	5.55	5.6	5.65	5.7
$L$ obtenue (mm)	18.82	18.67	18.51	18.35	18.20	18.05	17.89	17.74	17.59
$F$ proposé (GHz)	5.75	5.8	5.85	5.9	5.95	6	6.05	6.1	6.15
$L$ obtenue (mm)	17.44	17.29	17.14	16.99	16.84	16.70	16.55	16.41	16.27
$F$ proposé (GHz)	6.2	6.2	6.3	6.35	6.4	6.45	6.5		
$L$ obtenue (mm)	16.12	15.98	15.84	15.70	15.56	15.43	15.29		

La figure IV.59 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure presque périodique bidimensionnelle constituée de 5 x 5 cellules dont la largeur des rubans est  $W=1\text{mm}$ . L'effet du maillage sur la réponse spectrale est montré dans la même figure.

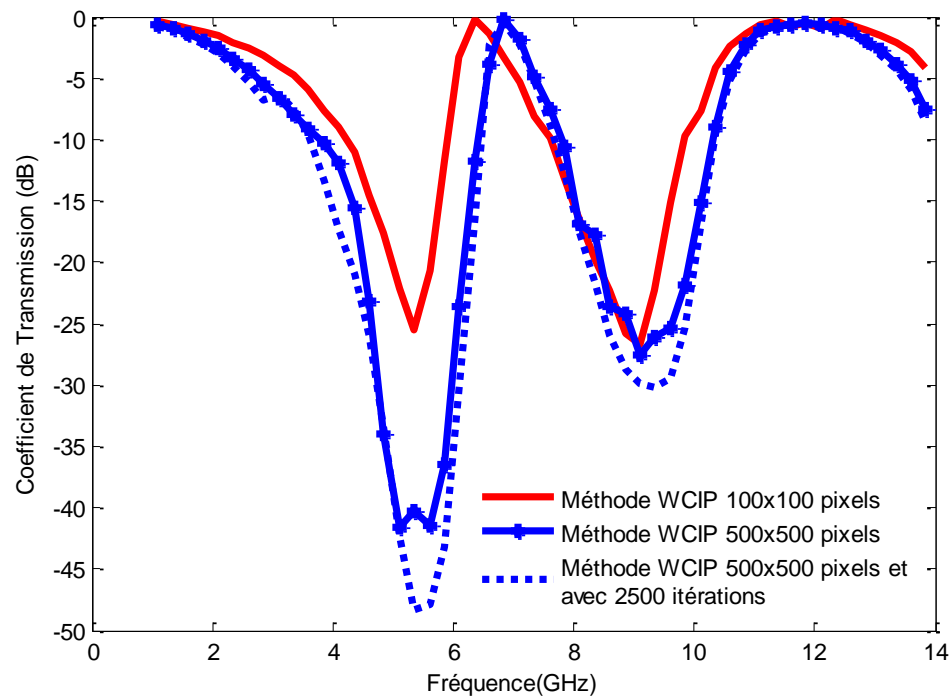


Figure IV.59 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

Les bandes passantes résultantes sont données dans le tableau IV.11.

Tableau IV.11 : Bande passante de la structure presque périodique pour différents maillages

	100 x 100 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels avec 2500 itérations Méthode WCIP
BP GHz (-3dB)	3.433	4.424	4.495
BP GHz (-10dB)	1.679	2.624	2.84
Surtension (dB)	-25.18	-40.53	-48.2
BP GHz (-3dB)	3.701	3.563	3.651
BP GHz (-10dB)	2.234	2.506	2.668
Surtension (dB)	-26.48	-27.52	-30.17



**4.5 Synthèse d'un FSS large bande par l'approche presque périodique bidimensionnelle avec deux rubans non couplés l'un selon polarisation  $x$  et l'autre selon la polarisation  $y$**

Une structure presque périodique bidimensionnelle à base de 5 par 5 cellules dont chaque cellule est composée de deux rubans métalliques non couplés est représenté dans la figure IV.60, l'un selon la polarisation  $x$  et l'autre selon la polarisation  $y$ . Les dimensions de la cellule presque périodique sont :  $A=B=100\text{mm}$ , la largeur des rubans  $W_1=W_2=1\text{mm}$ , la structure est gravé sur un substrat d'épaisseur  $h=1\text{mm}$  et une constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$ .

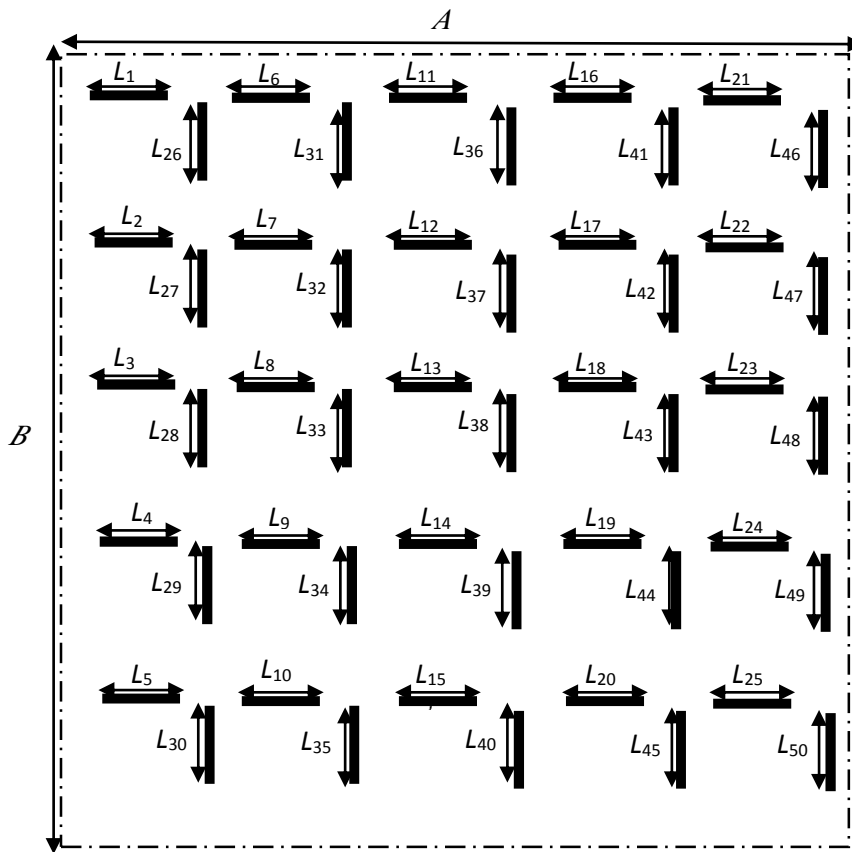


Figure IV.60 Structure FSS presque périodique bidimensionnelle constituée de 5\*5 cellules à base de rubans métalliques découplés

Pour la synthèse d'un filtre à bande passante élargie, les fréquences de résonance désirées des rubans dans la polarisation  $x$  varient de 7.6GHz à 10GHz avec un pas de 0.1GHz tandis que les fréquences de résonances désirées des rubans selon la polarisation  $y$  combrent la plage allant de 5.3GHz à 6.5GHz pour un pas de 0.05GHz. Les longueurs des rubans à imprimer sur le substrat sont tirées de la figure III.20 et résumées dans les tableaux IV.4 et IV.10. Tous les rubans métalliques ont la même largeur  $W=1\text{mm}$ .

Les figures IV.61.a et IV.61.b montrent la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement de la structure presque périodique bidimensionnelle et le nombre de pixels décrivant l'interface variant 100 à 500 pixels.

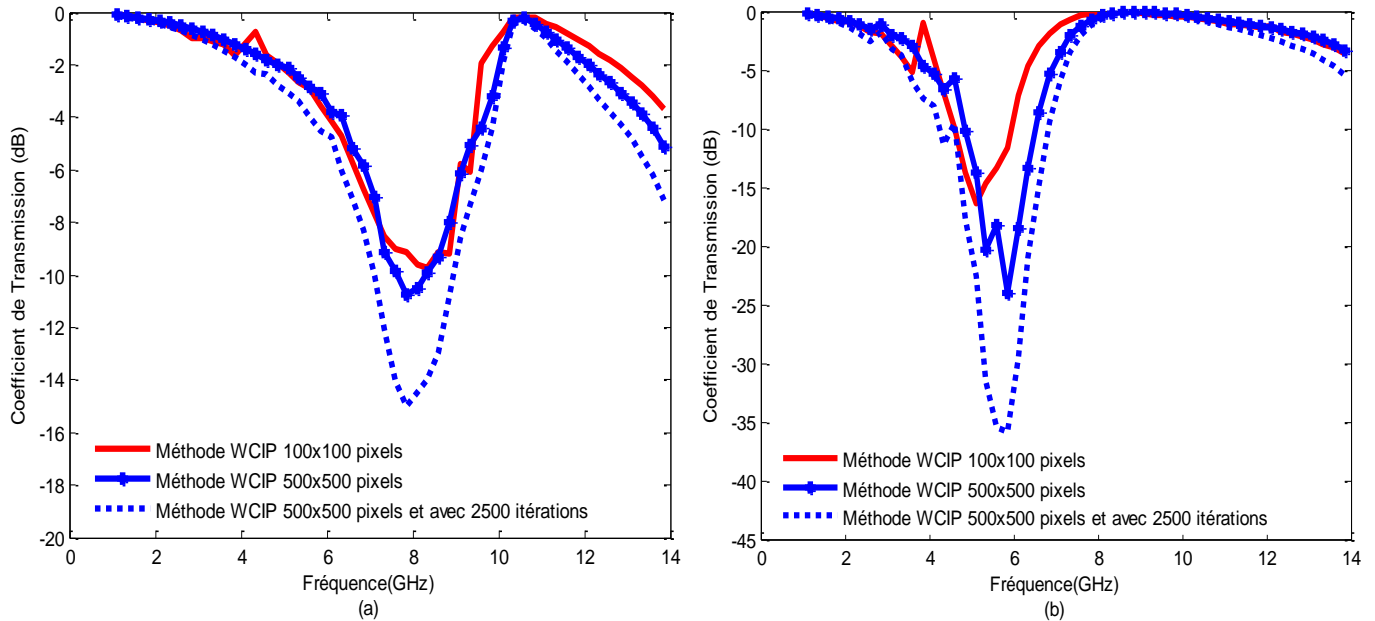


Figure IV.61 Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

(a) Pol en  $x$

(b) Pol en  $y$

Les bandes passantes résultantes sont données dans le tableau IV.12.

Tableau IV.12 : Bande passante de la structure presque périodique pour différents maillages

	100 x 100 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels Méthode WCIP	500 x 500 pixels avec 2500 itérations Méthode WCIP
BP pol x GHz (-3dB)	3.694	4.114	4.961
BP pol x GHz (10dB)	////	0.681	1.849
Surtension pol x(dB)	-9.346	-10.73	-14.98
BP GHz pol y(-3dB)	2.59	3.583	4.382
BP GHz pol y(-10dB)	1.324	1.688	2.209
Surtension pol y (dB)	-16.43	-23.96	-35.65

## 5. Structure FSS périodiques et/ou presque périodiques avec et sans superstrat

Le rôle joué par le superstrat consiste à protéger les structures FSS de tous les facteurs externes qui influent sur leurs comportements. L'ajout d'un substrat supplémentaire résulte en une diminution de la fréquence de résonance de la structure FSS. Pour une diminution rapide de la fréquence de résonance un superstrat peut être ajouté. Par conséquent, un substrat et/ou un superstrat peuvent être employés pour ajuster les fréquences de résonances des structures FSS.

### 5.1 FSS périodiques à ruban métallique

Une structure FSS à base d'un ruban métallique avec une couche substrat et une couche superstrat est étudiée en utilisant la méthode WCIP. La structure est illustrée par la figure IV.62. Les dimensions sont :  $a = b = 20\text{mm}$ ,  $L = 12\text{mm}$ , l'épaisseur du substrat est  $h_1=1\text{mm}$ , l'épaisseur du superstrat est  $h_2=1\text{mm}$ .

Tout d'abord et pour valider les résultats on choisit la constante diélectrique du substrat  $\epsilon_{r1}$  égale à 4.4, et la constante diélectrique du superstrat  $\epsilon_{r2}$  égale à 1 ce qui correspond à la constante diélectrique de l'air. Un maillage de  $100 \times 100$  pixels est utilisé et les résultats sont enregistrés après 350 itérations.

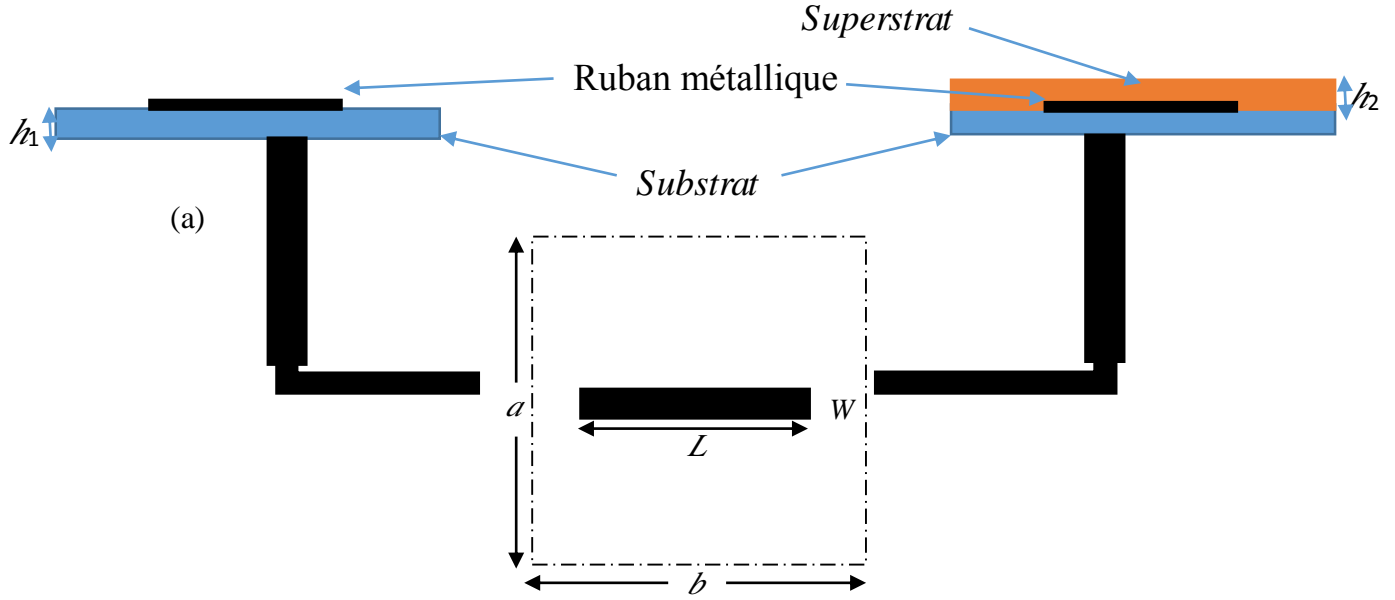


Figure IV.62 Structure FSS à ruban métallique  
 (a) sans superstrat  
 (b) avec superstrat de constante diélectrique  $\epsilon_{r2}=1$

Figure IV.63 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une structure FSS à base de ruban métallique sans superstrat et avec superstrat de constante diélectrique égale à 1. Il est clair que la fréquence de résonance reste constante. Les résultats simulés par la méthode WCIP sont validés par le logiciel HFSS.

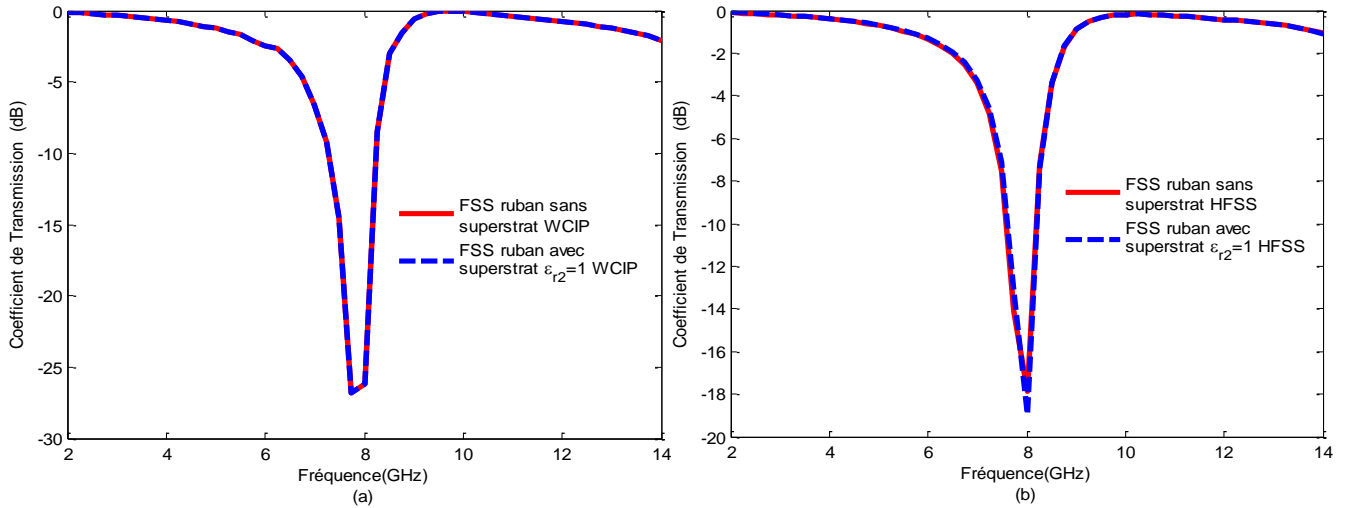


Figure IV.63. Coefficients de transmission d'une FSS à base de ruban métallique avec et sans superstrat avec  $\epsilon_{r1}=1$  et  $\epsilon_{r2}=1$  (a) Résultats de la méthode WCIP et (b) Résultats du logiciel HFSS

### 5.1.1. Effet de la valeur de la constante diélectrique du superstrat

D’après la figure IV.64 la fréquence de résonance de la structure est inversement proportionnelle à la constante diélectrique du superstrat  $\epsilon_{r2}$ , puis que en augmentant la valeur de  $\epsilon_{r2}$  la valeur de la fréquence de résonance est diminuée.

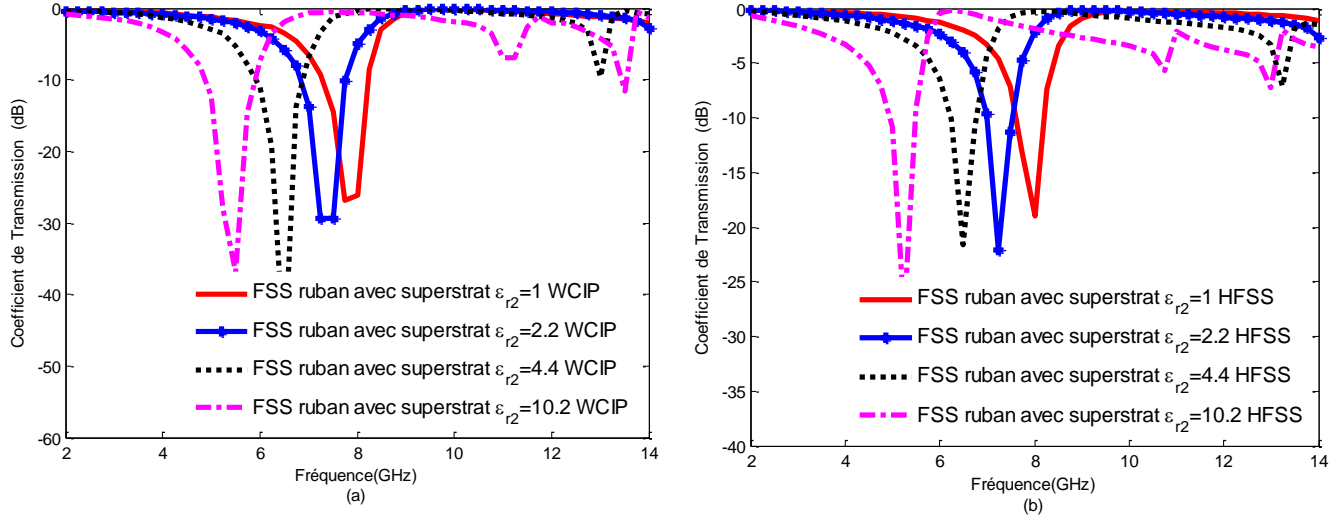


Figure IV.64. Coefficients de transmission d’une FSS à base de ruban métallique pour différentes valeurs de la constante diélectrique du superstrat :  
 (a) Résultats de la méthode WCIP  
 (b) Résultats du logiciel HFSS

Le tableau IV.13 résume la variation de la fréquence de résonance en fonction de la variation de la constante diélectrique du superstrat  $\epsilon_{r2}$ . Obtenue par la méthode WCIP et le logiciel HFSS ainsi que l’erreur entre les deux résultats.

Tableau IV.13 : variation de la fréquence de résonance en fonction de la variation de la constante diélectrique du superstrat  $\epsilon_{r2}$

$\epsilon_{r2}$	1	2.2	4.4	10.2
$F$ WCIP (GHz)	7.75	7.5	6.5	5.5
$F$ HFSS (GHz)	8	7.25	6.5	5.25
Erreur %	3.125	3.45	0	4.76

### 5.1.2 L’effet de l’épaisseur du substrat

La figure IV.65 représente une structure FSS à base d’un ruban métallique, avec un substrat diélectrique d’épaisseur  $h_1$  variable et de constante diélectrique  $\epsilon_{r2}$  constante et égale à 4.4.



Figure IV.65 structure FSS à ruban métallique avec un substrat diélectrique d'épaisseur  $h_1$  variable.

Lorsque  $h_1$  augmente la fréquence de résonance diminue comme montre dans la figure IV.66.

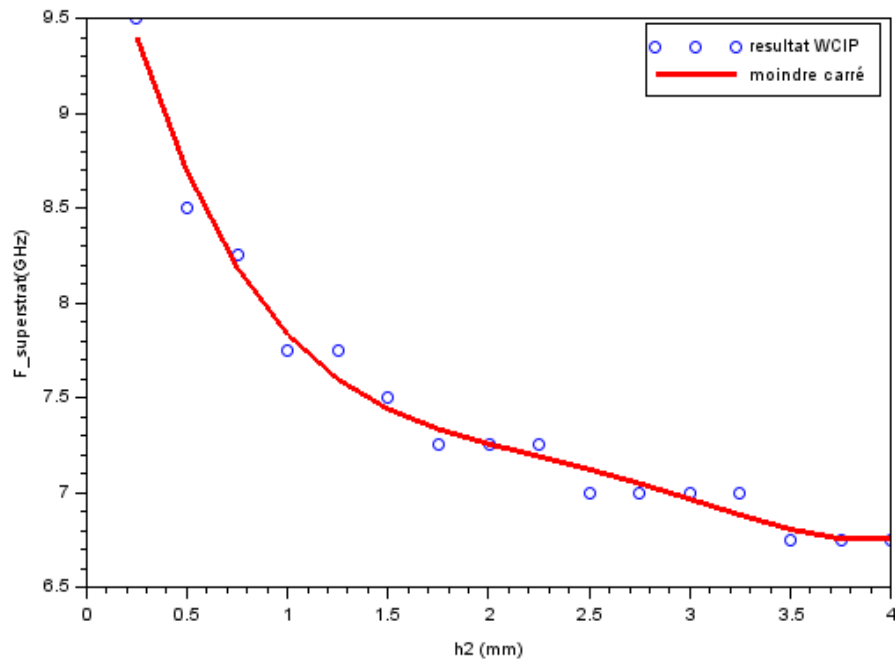


Figure IV.66 Variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur  $h_1$  du substrat diélectrique

### 5.1.3. Effet de l'épaisseur du superstrat

L'augmentation de  $h_2$  de 0.25mm à 4mm, conduit à la diminution de la fréquence de résonance comme montré dans la figure IV.68.

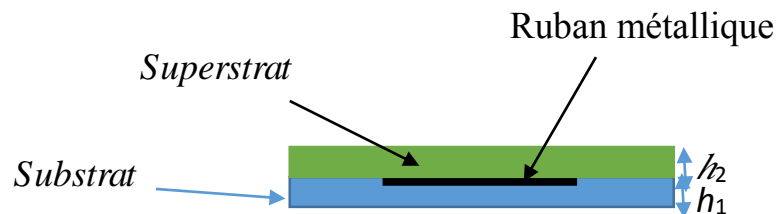


Figure IV.67 structure FSS à ruban métallique avec un superstrat diélectrique

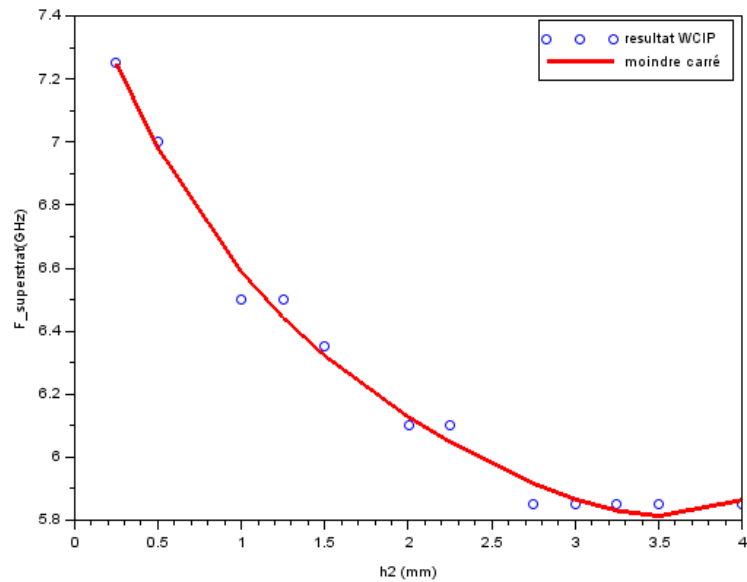


Figure IV.68 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur  $h_2$  du superstrat

#### 5.1.4 L'effet de l'épaisseur du deuxième substrat

La figure IV.69 représente une structure FSS multicouche à base de ruban métallique. La première couche du substrat est d'épaisseur  $h_1=1\text{mm}$  et de constante diélectrique  $\epsilon_{r2}=4.4$ . La deuxième couche du substrat a une constante diélectrique  $\epsilon_{r2}=4.4$  et une épaisseur variable  $h_2$ .

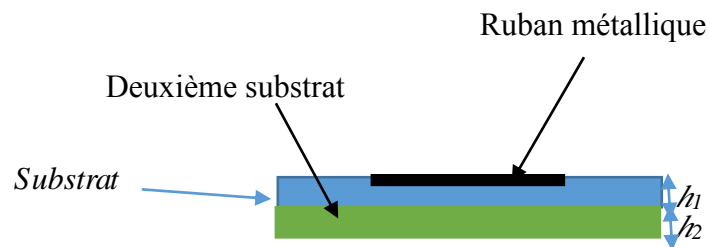


Figure IV.69 structure FSS à deux couches de substrat diélectrique.

Lorsque  $h_2$  augmente la fréquence de résonance diminue comme montré dans la figure IV.70.

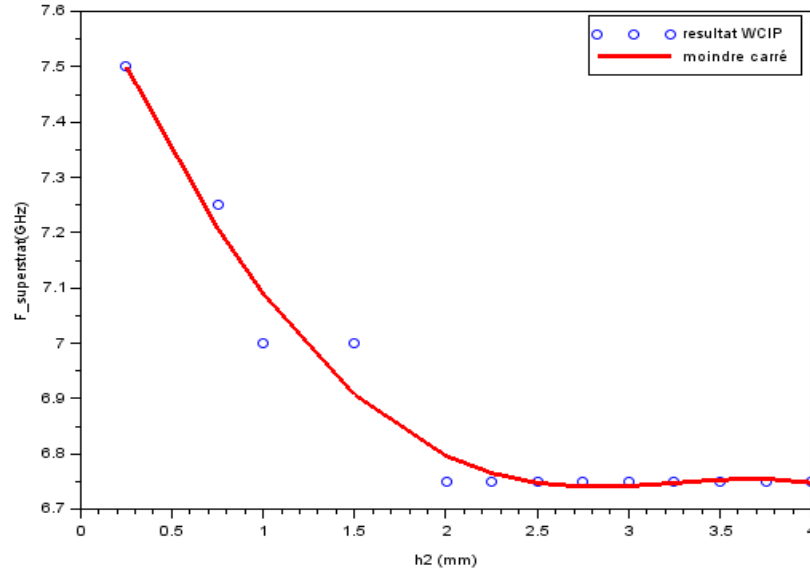


Figure IV.70 Variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS multicouche en fonction de L'épaisseur du deuxième  $h_2$

D'après les résultats trouvés, la diminution de l'épaisseur de la couche diélectrique (superstrat/substrat) permet la diminution de la fréquence de résonance de la structure. L'ajout d'un superstrat au-dessus de l'interface  $\Omega$  du FSS conduit à une diminution de la fréquence de résonance à une valeur inférieure par rapport à la diminution engendrée lors de la variation de l'épaisseur de substrat.

D'après la figure IV.71, la fréquence de résonance correspondant à 7GHz, est donnée pour trois valeurs d'épaisseurs  $h_2$  ; la première pour la première structure avec un substrat diélectrique d'une épaisseur  $h_2=2.81\text{mm}$  et l'autre pour la deuxième structure avec couche superstrat, à  $h_2=0.49\text{mm}$  et la troisième dans le cas d'une FSS à deux couches de substrat diélectrique dont l'épaisseur de la deuxième couche est  $h_2=1.25\text{mm}$ . Ceci peut être expliqué par le fait que dans le cas du superstrat, la concentration des lignes du champ électrique confinées entre les deux couches diélectriques, substrat et superstrat augmentent, cette concentration augmente la valeur de la constante diélectrique équivalente de la structure, qui diminuera la valeur de la fréquence de résonance de la structure.

Par conséquent, l'ajout du superstrat a permis la diminution de la fréquence de résonance sans augmenter les longueurs du ruban métallique, ce qui a permis l'obtention de la miniaturisation de la structure.



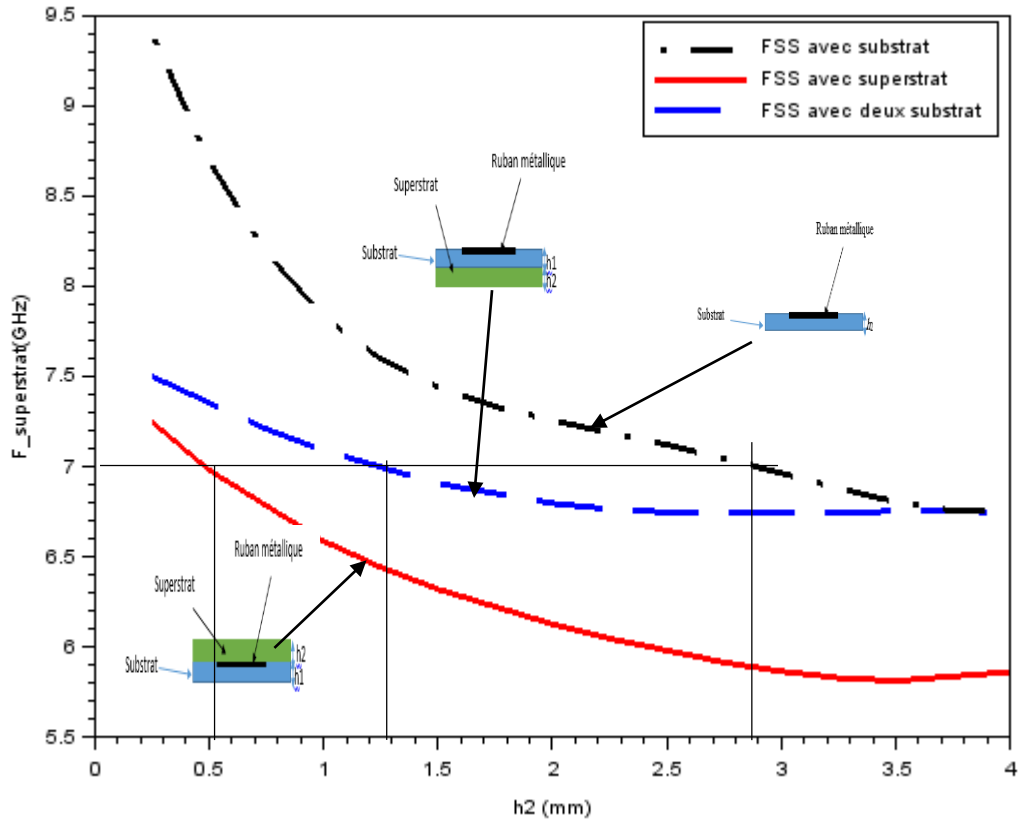


Figure IV.71 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS avec un substrat diélectrique, une FSS avec un substrat et un superstrat diélectriques et une structure FSS à deux couches de substrat diélectriques en fonction de l'épaisseur  $h_2$

## 5.2 FSS périodiques à base de rubans parallèles métalliques avec un anneau métallique

L'ajustement des fréquences de résonance de la structure FSS de la figure III.2 (chapitre III), constituée de rubans parallèles et d'un anneau métallique peut être assuré par l'ajout d'un substrat supplémentaire et/ou d'un superstrat. Les dimensions de la structure sont :  $L_1 = 10,45\text{mm}$ ,  $L_2 = 7,27\text{mm}$ ,  $L_3 = 11,36\text{mm}$ ,  $L_4 = 9,45\text{mm}$ ,  $L_5 = 7,27\text{mm}$ ,  $W_1 = W_2 = W_4 = W_5 = 1\text{mm}$ ,  $W = 1\text{mm}$  et  $W_3 = 11,81\text{mm}$ . Les fréquences de résonance sont d'environ 6 GHz, 8,25 GHz et 10,5 GHz lorsque l'onde incidente est polarisée en  $x$  et 6 GHz, 8,75 GHz et 10,5 GHz lorsque la source est polarisée en  $y$ .

### 5.2.1 Effet de l'épaisseur du superstrat

L'augmentation de l'épaisseur de superstrat  $h_2$  de 0.25mm à 0.5mm, conduit à la diminution des trois fréquences de résonances dans les deux directions de polarisation comme montré dans les deux figure IV.72(a) et (b) respectivement. Lorsque  $h_2=0.25\text{mm}$  les fréquences de résonance

diminuent de 5.5GHz à 7.75GHz jusqu'à 9.5GHz dans la polarisation en  $x$ , et de 5.75GHz à 8GHz jusqu'à 9.75GHz lorsque la polarisation est en  $y$ .

Lorsque  $h_2=0.5\text{mm}$  les fréquences de résonance diminuent de 5.25GHz à 7.25GHz jusqu'à 9GHz dans la polarisation en  $x$ , et de 5.5GHz à 7.75GHz jusqu'à 9.25GHz lorsque la polarisation est en  $y$ .

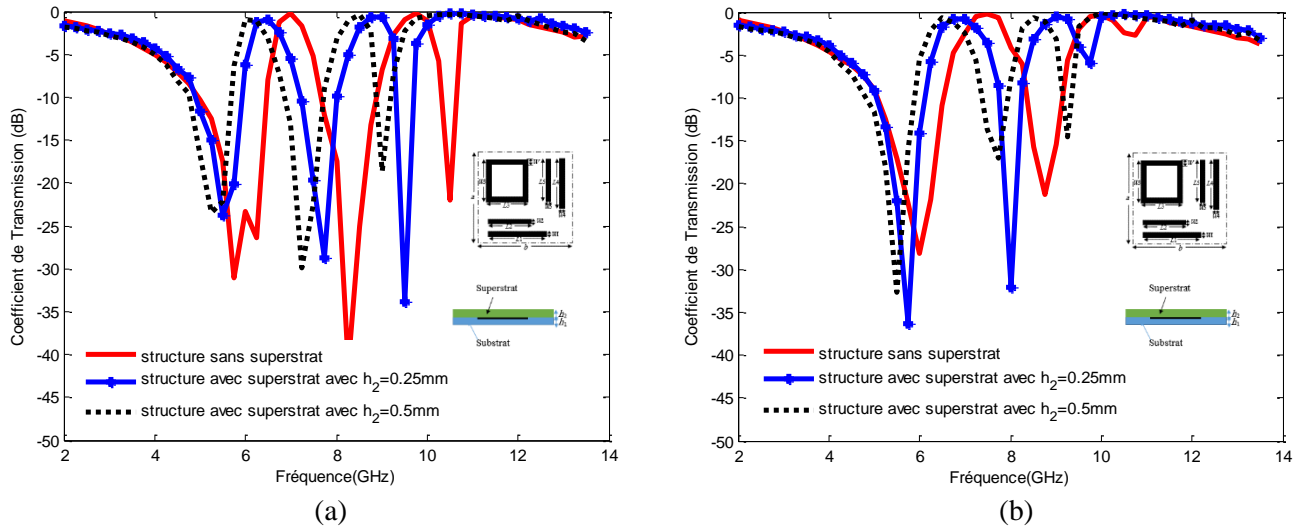


Figure IV.72 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur  $h_2$  du superstrat  
 (a) Pol  $x$   
 (b) Pol  $y$

### 5.2.2 L'effet de l'épaisseur du deuxième substrat

Une structure FSS multicouche à base des rubans parallèles et d'un anneau métallique est présentée. La première couche du substrat est d'épaisseur  $h_1=1\text{mm}$  et de constante diélectrique  $\epsilon_{r2}=4.4$ . La deuxième couche du substrat a une constante diélectrique  $\epsilon_{r2}=4.4$  et une épaisseur  $h_2$  variable. Lorsque l'épaisseur de la deuxième couche diélectrique  $h_2$  augmente la fréquence de résonance diminue dans les deux directions de polarisation  $x$  et  $y$  comme montré dans la figure IV.73(a) et (b) respectivement. Lorsque  $h_2=0.25\text{mm}$  les fréquences de résonance diminuent de 5.75GHz à 8.25GHz jusqu'à 10.25GHz dans la polarisation en  $x$ , et de 6.1GHz à 8.1GHz jusqu'à 10.1GHz lorsque la polarisation est en  $y$ .

Lorsque  $h_2=0.5\text{mm}$  les fréquences de résonance diminuent de 5.75GHz à 7.75GHz jusqu'à 10GHz dans la polarisation en  $x$ , et de 5.85GHz à 7.6GHz jusqu'à 9.35GHz lorsque la polarisation est en  $y$ ,

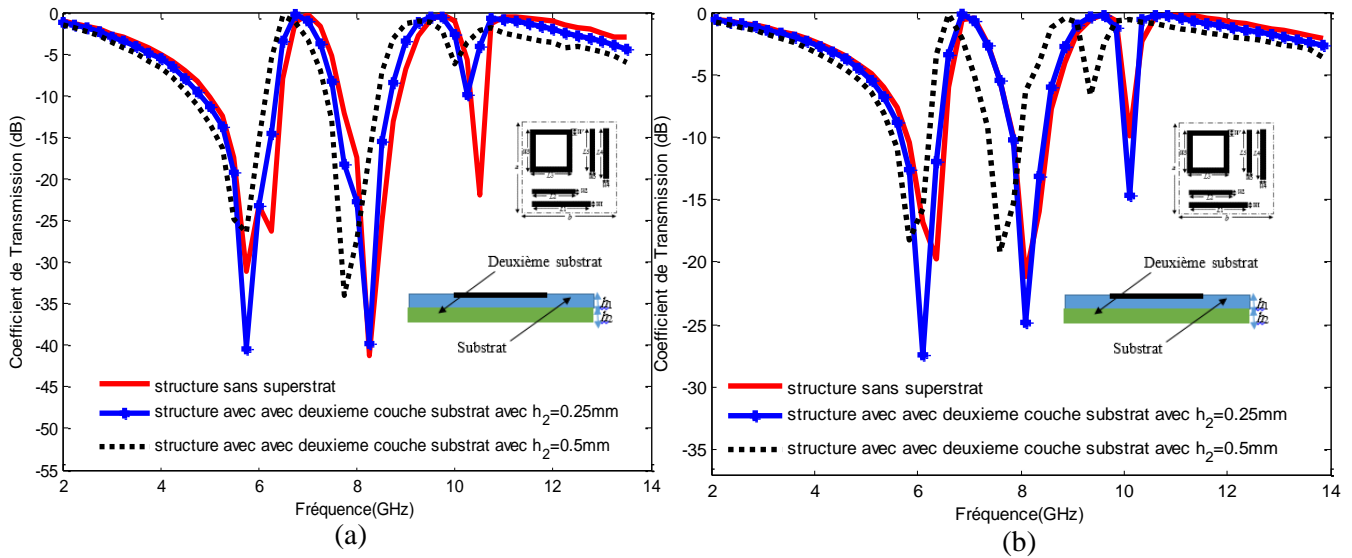


Figure IV.73 Variation de la fréquence de résonance d’une structure FSS multicouche en fonction de l’épaisseur de la deuxième couche du substrat  $h_2$   
 (a) Pol  $x$   
 (b) Pol  $y$

L’obtention d’une fréquence de résonance égale à 5.25GHz nécessite l’ajout d’une couche superstrat d’épaisseur  $h_2=0.5\text{mm}$  ou d’une deuxième couche substrat d’épaisseur  $h_2=1.5\text{mm}$ . Donc il est plus intéressant d’ajouter le superstrat comme il est montré dans la figure IV.74.

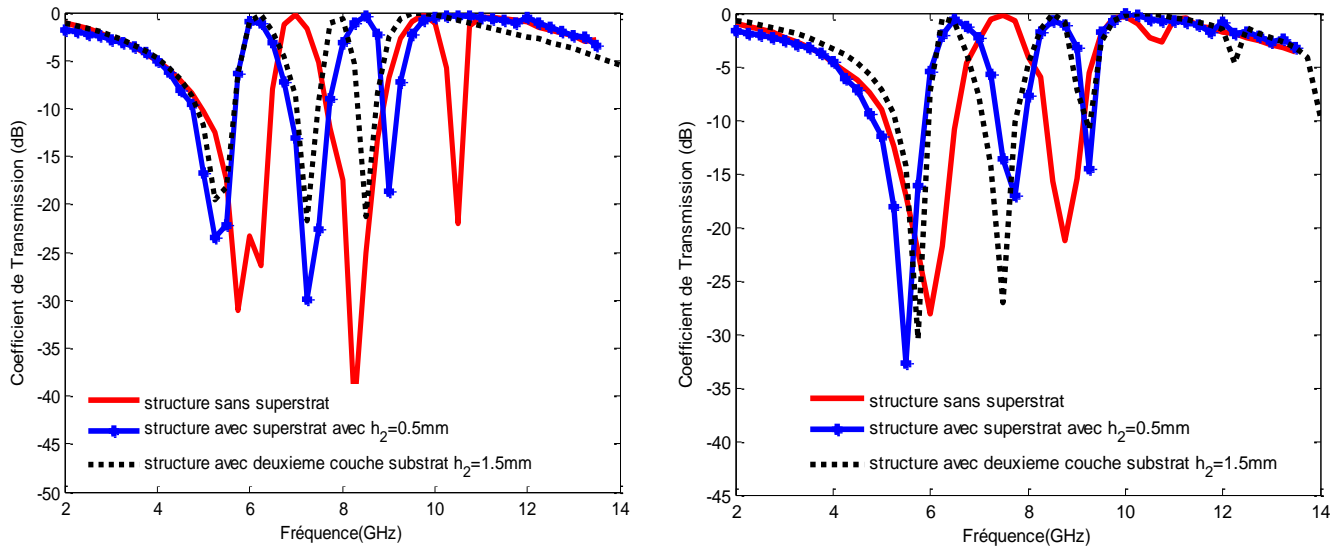


Figure IV.74 Variation de la fréquence de résonance d’une structure FSS en fonction de l’épaisseur de la deuxième couche du substrat/superstrat  $h_2$   
 (a) Pol  $x$   
 (b) Pol  $y$

Le Tableau IV.14 représente la variation des fréquences de résonance de la structure à base de deux rubans parallèles métalliques et un anneau avec l'épaisseur de superstrat  $h_2=0.5\text{mm}$  et avec l'épaisseur de la deuxième couche diélectrique  $h_2=1.5\text{mm}$  dans les deux polarisation  $x$  et  $y$ .

Tableau IV.14 : Variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur de la deuxième couche du substrat/superstrat  $h_2$

Polarisation en $x$	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_3$ (GHz)
Structure avec superstrat ( $h_2=0.5\text{mm}$ )	5.25	7.25	9
Structure avec deuxième couche substrat ( $h_2=1.5\text{mm}$ )	5.25	7.25	8.5
Erreur(%)	0	0	5.55
Polarisation en $y$	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_3$ (GHz)
Structure avec superstrat ( $h_2=0.5\text{mm}$ )	5.5	7.75	9.25
Structure avec deuxième couche substrat ( $h_2=1.5\text{mm}$ )	5.75	7.5	9.25
Erreur(%)	4.34	3.22	0

### 5.3 FSS presque périodiques

Une structure FSS presque périodique constitué de 5 par 5 cellules à base d'un ruban métallique par cellule avec une couche superstrat est étudiée en utilisant la méthode WCIP. La structure est illustrée par la figure IV.54. L'augmentation de  $h_2$  de 3mm à 4mm, conduit à la diminution de la fréquence de résonance dans la polarisation en  $x$  comme montré dans la figure IV.75.

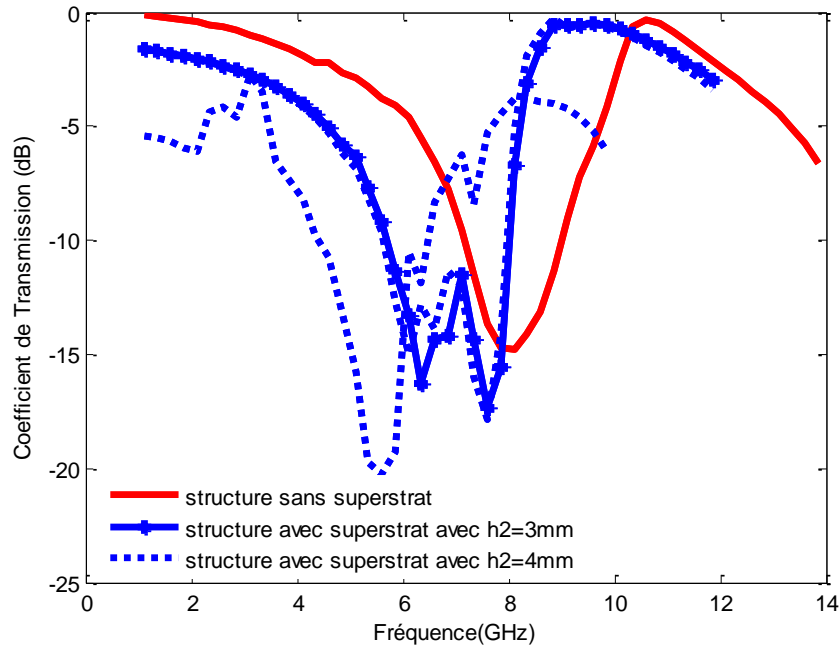


Figure IV.75 variation de la fréquence de résonance d'une structure FSS en fonction de l'épaisseur  $h_2$  du superstrat

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre, un patch FSS métallique rectangulaire perturbé est étudié par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS. Une ou plusieurs encoches dans différentes positions de cette structure sont ajoutées au patch rectangulaire initiale, afin d'étudier leur influence sur le comportement électromagnétique de la structure lorsque cette dernière est excitée par des ondes planes en incidence normale et orthogonale par rapport à l'interface. L'ajout d'une encoche au patch a créé une résonance supplémentaire. L'insertion de deux encoches symétriques dans le patch élimine la fréquence de résonance la plus basse. Pour ajuster la fréquence de résonance restante, la profondeur des deux encoches est variée.

L'insertion d'une fente diélectrique au centre du patch fournit une résonance avec une fréquence d'inférieure à celle du patch initial, car la résonance dans ce cas est liée à la longueur de l'anneau. Afin d'ajouter une autre résonance, une encoche est insérée à l'anneau obtenu. Une deuxième encoche symétrique à la première est ajoutée afin d'éliminer la plus haute résonance. Les structures sont simulées par la méthode WCIP et / ou le logiciel HFSS.

L'obtention de structures à plusieurs fréquences de résonances dans les deux directions est souvent difficile à cause des dimensions de la cellule unitaire du FSS, pour cela des structures presque périodiques sont proposées. En se basant sur l'isolation entre les cellules unitaire FSS assurée par les murs périodiques, une légère variation dans la symétrie de la structure n'affectera pas trop le comportement électromagnétique de la structure globale. Cette approche a abouti à une structure FSS avec plus d'espace et offrant plus de fréquences de résonances ajustables. Pour déterminer les dimensions influentes sur les réponses spectrales une étude paramétrique de la structure presque périodique proposée est effectuée.

Un filtre type FSS est constitué d'un ruban métallique, deux rubans métalliques et trois rubans métalliques couplés en parallèle est proposé. Une large bande passante est obtenue grâce à un couplage amélioré entre les rubans couplés en parallèle dans la même cellule périodique. L'inconvénient de cette proposition est la limitation d'espace. Pour résoudre ce problème, une approche basée sur une structure presque périodique est proposée. La bande passante résultante est améliorée de 20.31% par rapport à la structure à une seule cellule.

Une autre structure proposée est basée sur l'approche de la presque périodicité bidimensionnelle pour avoir plus de contrôle sur l'amélioration de la bande passante. L'approche presque périodique bidimensionnelle en conjonction avec l'approche des rubans non couplés sont adoptées pour synthétiser une structure caractérisée par deux bandes larges. Cette nouvelle approche est employée pour donner naissance à une structure presque périodique avec deux rubans non couplés les uns selon la polarisation en  $x$  et les autres selon  $y$  ayant deux bandes passantes larges dont les largeurs sont contrôlables l'une selon  $x$  et l'autre selon  $y$ .

L'emploi d'un empilement de deux substrats dans la structure planaire diminue la fréquence de résonance suite à l'augmentation de la constante diélectrique effective de la structure équivalente. Si une fréquence ou plusieurs de fréquences de résonance plus faibles avec les mêmes dimensions du volume de la structure proposée est désirée, l'une des deux couches diélectriques du substrat peut être déplacée au-dessus de l'interface pour créer un superstrat ce qui conduit à la miniaturisation de la structure au niveau de l'épaisseur de la structure.

## Références

- [1] Ismail Alhzzoury Ahmed, Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication, thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Juin 2013.
- [2] Djouimaa Awatef, Contribution à l'étude des structures planaires à plusieurs niveaux de métallisation et à substrats multicouches homogènes et inhomogènes par une formulation en ondes transverses, thèse de Doctorat, Université de Batna, 25 Mai 2017.
- [3] Euloge Budet TCHIKAYA, Modélisation électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence finies uniformes et non-uniformes par la Technique de Changement d'Echelle (SCT), Thèse doctorat en Micro-onde, Université de Toulouse, 22 Octobre 2010.
- [4] Latifa, M., Latrach, L., Gharsallah, A. Analysis of an Almost Periodic Reconfigurable Circuits Using Iterative Method. International Journal of Applied Engineering Research v, Vol 11, N 4, pp 2508-2512.
- [5] Zugari, A., Raveu, N., Girard, C., Baudrand, H., Khalladi, M, A fast hybrid WCIP and FDTLM approach to study inhomogeneous circuits. Progress In Electromagnetics 2014, Vol 51, pp 55-62.
- [6] Mohammed Titaouine, Alfrêdo Gomes Neto, Henry Baudrand, and Farid Djahli Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic/Anisotropic Layers Using WCIP Method, ETRI Journal February 2007, Vol 29, No 1, 36-44.
- [7] Adoui, I., Titaouine, M., Choutri, H., Djouimaa, A., De Sousa, T.R., Neto, A.G., Baudrand, H. Characterization Of Novel Open Notched Quasi-Square Metallic Ring FSS Using WCIP Method For Multiband Applications. Microwave and Optical Technology Letters. Vol 58, No 9 pp 2071-2075, 2016, doi: 10.1002/mop.
- [8] Mohammed Titaouine, Nathalie Raveu, Alfrêdo Gomes Neto, and Henry Baudrand, Electromagnetic Modeling of Quasi-Square Open Metallic Ring Frequency Selective Surface Using Wave Concept Iterative Procedure, ETRI Journal February 2009, Vol 21, N° 1, 77-79.
- [9] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.

- [10] A. G. D'Assunção Jr., "A New Proposal for Multiband Planar Antenna for Mobile Communications," *in portuguese, Master Dissertation*, UFRN, Natal, 2007.
- [11] Adaildo Gomes D'Assunção Júnior, Glauco Fontgalland, Mohammed Titaouine, Henri Baudrand, Diego Nóbrega Meireles, Alfrêdo Gomes Neto, "Analysis of Quasi-Square Open Ring Frequency Selective Surface Using the Wave Concept Iterative Procedure", *2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC 2009)*, 2009, Brazil.
- [12] Douglas J. Kern, Douglas H. Werner, Michael J. Wilhelm, and Kenneth H. Church, "Genetically Engineered Multiband High-Impedance Frequency Selective Surfaces", *Microwave and Optical Technology Letters* / Vol. 38, No. 5, September 5 2003.
- [13] Amine Habani, Étude, Conception et Réalisation des Antennes à Polarisation Linéaire/Circulaire pour les Communications, Mémoire Présenté comme Exigence Partielle de Maîtrise en Télécommunications Corporelles Dans Les Mines Souterraines, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, Juin 2018.



# **Conclusion générale**

## **Conclusion générale**

Ce travail présente une contribution à l'étude des filtres planaires microondes à réseaux périodiques et/ou presque périodiques de patches perturbés par la méthode WCIP pour des applications à bandes larges et à double polarisations.

Après une présentation générale du principe de conception d'un filtre micro-onde, les intérêts et les motivations d'utiliser ces différentes structures planaires dans les applications micro-ondes tels que La technologie micro-ruban, la technologie guide d'onde coplanaire, La technologie CPS et La technologie ligne à fente ou slot line ont été présentés. Une théorie sur les FSS et leur caractéristique ainsi que leurs réponses spectrales a été illustrée. A la fin de ce chapitre quelques applications des structures FSS tel que les FSS à bande étroites, et l'utilisation de ces structures dans l'amélioration des performances de l'antenne ont été présentées.

La présentation et au développement de la méthode itérative WCIP. La méthode a été validée en simulant une structure planaire à patch de forme rectangulaire et à simple couche diélectriques excitée par une onde plane en incidence normale et en comparant les résultats avec les résultats du logiciel HFSS. Ensuite une structures FSS à base d'un ruban métallique avec une diode PIN insérée au centre du ruban est étudiée par la méthode WCIP.

La diffusion de l'onde plane normalement incidente de polarisation  $y$  a été simulée. Les coefficients de réflexion calculés pour le FSS avec différentes charges capacitives et inductives sont enregistrés. Les FSS à emplacement d'anneau non chargés présentent un comportement résonnant de leur coefficient de transmission. La première transmission résonante se produit lorsque la circonférence de la fente en anneau est approximativement égale à la longueur d'onde  $\lambda$ . Le chargement capacitif entraîne la diminution de la première fréquence de résonance par rapport à la fréquence de résonance du FSS non chargé, alors que le chargement inductif augmente la première fréquence de résonance. En fait, pour de petites valeurs d'inductance des charges. Cependant, l'augmentation de la capacité de la charge  $C$  ainsi que celle de l'inductance de la charge  $L$  entraînent une réduction de la première fréquence de résonance du FSS.

Ensuite, l'analyse d'une antenne à base d'un patch métallique avec encoches par la méthode WCIP et valide par le logiciel HFSS et résultat de littérature, les résultats obtenus ont montré un bon accord.

Puis une simple technique combinant la méthode WCIP et la SM a été proposée pour l'analyse des structures planaires à plusieurs niveaux de métallisation. Tout d'abord une structure à deux niveaux de métallisation d'anneau métallique de forme rectangulaire a été analysée par la technique WCIP-SM. Les résultats obtenus ont été comparés avec par le logiciel HFSS et ont montré un bon accord.

Dans la dernière partie une antenne à base d'un patch métallique est simulée par logiciel HFSS, en ajoutant une structure FSS à 4x4 cellule unitaire au-dessus d'une antenne patch de forme rectangulaire pour améliorer le gain et le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Une FSS à un anneau métallique rectangulaire avec des rubans métalliques parallèles non couplés pour des applications à trois bandes et en double polarisation est simulée et fabriquée. Dans la structure FSS proposée, les rubans et l'anneau rectangulaire faisant la cellule unitaire du FSS sont indépendants dans les domaines spatial et spectral, car les éléments métalliques sont découplés pour un arrangement déterminé. Cette caractéristique offre aux utilisateurs un comportement complet de la FSS à toute fréquence de résonance de leur réponse en fréquence puisque chaque fréquence de résonance n'est due qu'à un élément FSS métallique intervenant d'une seule dimension. En outre, sa résonance n'est qu'un circuit LC résonnant équivalent.

Les fréquences de résonance peuvent être ajustées indépendamment par la variation des longueurs des rubans métalliques. Pour le FSS commutable, l'insertion d'un commutateur à diode PIN au centre des rubans permet l'insertion ou la suppression de la fréquence de résonance correspondante. Trois structures FSS sont fabriquées et caractérisées. Les résultats obtenus par la méthode WCIP sont en bon accord avec le logiciel COMSOL multi physiques et les mesures.

La FSS présentée est caractérisée par des largeurs de bande pouvant être améliorées jusqu'à plus de 122% dans les deux directions des sources polarisées en  $x$  et  $y$  en faisant varier de manière indépendante les longueurs du ruban et les dimensions de l'anneau. De plus, la même manière peut conduire à régler la fréquence de résonance en centrant la bande passante améliorée.

Une approche de synthèse basée sur le motif FSS proposé est introduite et les courbes montrant la variation de la fréquence de résonance souhaitée en fonction de la longueur du ruban métallique et de la circonférence de l'anneau sont tracées à l'aide de la méthode WCIP et de la méthode des moindres carrés. Les réponses en fréquence mesurées des FSS fabriquées sont considérées comme les réponses en fréquence souhaitées et l'approche de synthèse est ensuite utilisée pour déterminer les longueurs des rubans et la circonférence de l'anneaux. Les FSS synthétisées sont caractérisées à l'aide de la méthode WCIP et un bon accord est observé par rapport aux réponses en fréquence mesurées.

Les comportements des FSS à motifs complexes ne sont pas toujours faciles à modéliser. Ainsi, une FSS équivalente basée sur des rubans métalliques parallèles et un anneau est utilisée pour déterminer le comportement complet de la FSS puisque les fréquences de résonance varient indépendamment en raison des éléments métalliques non couplés de la structure FSS composant chaque cellule unitaire. De plus, chaque élément est facilement modélisé comme un circuit *LC* série monté en parallèle en raison de l'effet du non-couplage régissant les éléments du FSS. Un anneau métallique ouvert quasi-carré publié est considéré comme un motif complexe et ses fréquences de résonance pour les polarisations  $x$  et  $y$  sont utilisées comme fréquences de résonance souhaitées à insérer dans l'approche de synthèse. Les longueurs des rubans métalliques de la structure équivalente sont déterminées. La méthode WCIP et le logiciel HFSS sont utilisés pour caractériser la structure FSS équivalente à la structure FSS à anneau métallique ouvert quasi-rectangulaire, puis ils sont comparés à la réponse en fréquence du FSS complexe donnés par les mesures, un bon accord est enregistré.

Un patch FSS métallique rectangulaire perturbé est étudié par la méthode WCIP et validé par le logiciel HFSS. Une ou plusieurs encoches dans différentes positions de cette structure sont ajoutées à au patch rectangulaire initiale, afin d'étudier leur influence sur le comportement électromagnétique de la structure lorsque cette dernière est excitée par des ondes planes en incidence normale et orthogonale par rapport à l'interface. L'ajout d'une encoche au patch créa une résonance supplémentaire. L'insertion de deux encoches symétriques dans le patch élimine la fréquence de résonance la plus basse. Pour ajuster la fréquence de résonance restante, la profondeur des deux encoches est variée.

L'insertion d'une fente diélectrique au centre du patch fournit une résonance avec une fréquence d'inférieure à celle du patch initial, car la résonance dans ce cas est liée à la longueur de l'anneau. Afin d'insérer une autre résonance, une encoche est ajoutée à l'anneau obtenu, et afin d'éliminer la résonance plus haute, une deuxième encoche symétrique à la première est ajoutée et cela contrairement au patch à deux encoches symétriques. Les structures sont simulées par la méthode WCIP et / ou le logiciel HFSS.

Pour plus de résonances dans les deux directions non supportables par les dimensions de la cellule unitaire du FSS, une structure presque périodique est proposée. En se basant sur l'isolation entre les cellules unitaires FSS assurée par les murs périodiques, une légère variation dans la symétrie de la structure n'affectera pas trop le comportement électromagnétique de la structure globale. Cette approche a abouti à une structure FSS avec plus d'espace et offrant plus de fréquences de résonance

ajustables. Pour déterminer les dimensions influentes sur les réponses spectrales une étude paramétrique de la structure presque périodique proposée est effectuée.

L'emploi d'un empilement de deux substrats dans la structure planaire diminue la fréquence de résonance suite à l'augmentation de la constante diélectrique effective de la structure équivalente. Si une fréquence de résonance plus faible avec les mêmes dimensions du volume de la structure proposée est désirée, l'un des deux couches diélectriques du substrat peuvent être déplacées sur l'interface pour créer un superstrat d'où la miniaturisation de la structure est réalisée au niveau de l'épaisseur de la structure.

## Liste des publications

### **Publication internationale**

**SAIDI Raouia**, TITAOUINE Mohammed, DJOUIMAA Awatef, Thayuan Rolim De Sousa, Alfrêdo Gomes Neto, BENCHERIF Karima, BAUDRAND Henri, “Characterization of Switchable Rectangular Ring FSS with Non Coupled Parallel Metallic Strips for Multi Band and Dual Polarized Applications Using WCIP Method,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol 17, No 1, pp. 102-120, March 2018.

**SAIDI Raouia**, TITAOUINE Mohammed, DJOUIMAA Awatef, ADOUI Ibtissem, BENCHERIF Karima, Thayuan Rolim De Sousa, Alfrêdo Gomes Neto, BAUDRAND Henri, “Analysis and synthesis of multiband dual polarized parallel metallic strips FSS with a ring using WCIP method,” *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, Vol 96, No 14, pp. 294-302, September 2018.

### **Conférences internationale**

**SAIDI Raouia**, TITAOUINE Mohammed, DJOUIMAA Awatef, BENCHERIF Karima, BAUDRAND Henri, “Characterization of FSS Based on a Rectangular Disturbed Metallic Patch Using the WCIP Method”, *Second International Conference on Electrical Engineering ICEEB'18*, Biskra, December, 2-3, 2018.

**SAIDI Raouia**, TITAOUINE Mohammed, DJOUIMAA Awatef, BENCHERIF Karima, KEMMOUNI Yasmine, TAYEB Kenza, BAUDRAND Henri, “Microstrip antenna with homogeneous and inhomogeneous substrate by the SWOI approach,” *International Conference on Communications and Electrical Engineering ICCEE'18, 17-18 December 2018*, El Oued, Algeria.  
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8634530>