



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 :

Etude et modélisation des filtres microondes, planaires et compacts de type PCL et/ou SIR par une formulation en ondes transverses pour des applications multi-bandes, à bande améliorée et automatiquement ajustée

Présentée par :

BENCHERIF Karima

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

Avant 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.

Tout 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.

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

Je 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.

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

En fin je ne saurais remercier les membres de ma famille pour leurs encouragements de tous les instants, en particulier mes parents.

Résumé

Ce travail présente une contribution à l'étude des filtres microondes, planaires et compacts de type (Parallel Coupled Lines) et/ou SIR (Stepped Impedance Resonator) pour des applications multi-bandes, à bande améliorée et automatiquement ajustée par la méthode WCIP. L'analyse de plusieurs structures FSS par la méthode itérative WCIP est proposée, ces structures sont des filtres coupes bandes, la structure a l'avantage de la simplicité et donne des fréquences de résonance multiples facilement contrôlées par une simple variation de la longueur des rubans, ces structures sont des filtres réalisées pour des applications multi-bandes et à double polarisations. Une autre moyen utilisée pour obtenir une réponse en fréquence FSS variable consiste à utiliser des diodes PIN polarisées en inverse pour commuter les diodes entre les états ON et OFF est présentée. Ensuite, une approche de synthèse basée sur des rubans métalliques parallèles non couplées et un anneau est introduite. En déterminant la courbe caractéristique de la ruban / anneau en utilisant la méthode WCIP pour des longueurs de ruban et la circonférence extérieure de l'anneau données. Pour valider l'approche de synthèse présentée, l'approche de synthèse présentée permet également la détermination d'une FSS à base de rubans métalliques équivalentes pour des structures FSS complexes. Un bon accord entre les mesures et les résultats WCIP obtenus pour les FSS synthétisés est observé.

Plusieurs nouvelles FSS ajustées électroniquement, basée sur un résonateur à saut d'impédance (SIR FSS) non couplé pour des applications multi bandes à double polarisation sont proposée. Le premier filtre SIR type patch-ruban présenté est caractérisée par deux résonances selon une direction et une seule résonance selon la direction perpendiculaire. Pour avoir trois résonances selon x et une seule résonance selon y deux motifs type SIR sont placés dans la cellule unitaire du FSS l'un perpendiculaire à l'autre. Les deux motifs sont indépendant dans les domaine spatial et spectral.

Des filtres SIR et PCL à large bande sont proposés et étudiés. Pour des applications nécessitant une bande passante à l'intérieure d'une large bande coupante, trois types de filtres PCL sont proposés, étudiés et validés : des filtres PCL à rubans métalliques parallèles et couplés, filtres PCL à cellule unitaire comportant trois motifs de forme U dont le motif central est de forme U inversé, filtres PCL à base des rubans métalliques non couplés. Dans des situations où le volume ne pose pas de contrainte, deux filtres PCL peuvent être placés l'un sur l'autre séparé d'une distance donnée. SI cette distance est suffisamment grande, les deux filtres sont couplés uniquement par le mode fondamental ce qui permet de choisir une réponse spectrale au préalable construite à partir des réponse spectrale des deux filtres PCL. Un choix judicieux de ces deux réponses spectrale permet d'en finir avec une réponse large bande ou une réponse large bande coupante avec une bande passante à fréquence de résonance ajustable à l'intérieur de la bande passante.

Des filtres compacts peuvent être obtenus en faisant appel à des filtres types PCL et PCL/SIR. Plusieurs filtres compacts sont proposés et étudiés. Un bon accord est enregistré en comparant les résultats de la méthode WCIP avec ceux du simulateur HFSS.

Mots clés : La méthode WCIP, filtres microondes type SIR et PCL, filtres compacts, modes TE et modes TM, diodes PIN, FSS à base de rubans métalliques équivalentes pour des structures FSS complexes, L'hybridation des deux méthodes WCIP-SM.

Abstract

This work presents a contribution to the study of microwave, planar and compact (Parallel Coupled Lines) and / or SIR (Stepped Impedance Resonator) filters for multiband applications, improved band and automatically adjusted by the WCIP method. The analysis of several FSS structures by the iterative WCIP method is proposed, these structures are band-cut filters, the structure has the advantage of simplicity and gives multiple resonant frequencies easily controlled by a simple variation of the length of the strips these structures are filters made for multi-band and dual-polarization applications. Another means used to obtain a variable FSS frequency response is to use reverse biased PIN diodes to switch the diodes between the ON and OFF states. Next, a synthesis approach based on uncoupled parallel metal strips and a ring is introduced. By determining the characteristic curve of the strips / ring using the WCIP method for strips lengths and the outer circumference of the given ring. To validate the synthesis approach presented, the presented synthesis approach also allows the determination of a FSS based on equivalent metal strips for complex FSS structures. A good agreement between the measurements and the WCIP results obtained for the synthesized FSS is observed.

Several new electronically tuned FSSs based on an stepped impedance resonator (SIR FSS) for dual polarization multiband applications are proposed. The first SIR-type patch-strip filter presented is characterized by two resonances in one direction and one resonance in the perpendicular direction. In order to have three x -resonances and a single resonance according to y , two SIR-type patterns are placed in the unit cell of the FSS, one perpendicular to the other. Both motifs are independent in the spatial and spectral domains.

Broadband SIR and PCL filters are proposed and studied. For applications requiring bandwidth with in a wide cutting band, three types of PCL filters are proposed, studied and validated: PCL filters with parallel and coupled metal strips, unit cell PCL filters with three shape patterns U whose central pattern is U-shaped inverted, PCL filters based on uncoupled metal strips. In situations where the volume is not constrained, two PCL filters can be placed one over the other separated by a given distance. If this distance is sufficiently large, the two filters are coupled only by the fundamental mode, which makes it possible to choose a spectral response that has been previously constructed from the spectral response of the two PCL filters. A judicious choice of these two spectral responses makes it possible to finish off a broadband response or a cutting broadband response with an adjustable resonant frequency bandwidth within the bandwidth.

Compact filters can be obtained using standard PCL and PCL / SIR filters. Several compact filters are proposed and studied. A good agreement is recorded by comparing the results of the WCIP method with those of the HFSS simulator.

Keywords: WCIP method, SIR and PCL type microwave filters, compact filters, TE modes and TM modes, PIN diodes, FSS based on equivalent metal strips for complex FSS structures, the WCIP-SM hybridation technique.

الملخص

يسهم هذا العمل في دراسة مرشحات الموجات الدقيقة، المستوي والمضغوط من نوع (خطوط متوازية إلى جانب) PCL و / أو SIR (إنتقال مقاومة الرنان) لتطبيقات متعددة النطاقات، وتعزيز الشبكة وتعديلها تلقائياً من خلال طريق النمذجة WCIP . تحليل العديد من الهياكل FSS من خلال طريق النمذجة WCIP ، هذه الهياكل هي مرشحات قطاع الشرائط، والهياكل لديه ميزة البساطة ويوفر العديد من ترددات الرنين ، التحكم فيها سهل بواسطة تغييرات بسيطة في طول الأشرطة، هذه الهياكل عبارة عن مرشح مخصصة للتطبيقات متعددة النطاق والاستقطاب المزدوج. وهناك وسيلة أخرى تستخدم للحصول على استجابة تردد FSS متغيرة وهي استخدام صمامات ثنائية PIN مستقطبة عكسياً لتبديل الثنائيات بين حالات التشغيل والإيقاف. بعد ذلك ، يتم إدخال مقارنة تركيبية قائمة على شرائط معدنية متوازية غير متصلة وحلقة. من خلال تحديد المنحنى المميز للشريط / الحلقة باستخدام طريقة WCIP لأطوال الشريط والمحيط الخارجي للحلقة المحددة. وللتحقق من نهج التوليف المقدم ، يسمح النهج التوليفي المقدم أيضاً بتحديد FSS استناداً إلى شرائط معدنية مكافئة لهياكل FSS المعقدة. ونلاحظ وجود اتفاق جيد بين القياسات ونتائج WCIP التي تم الحصول عليها.

تم اقتراح عدة مرشحات جديدة (FSS) مُعدلة إلكترونياً تعتمد على مرنان قفزة مقاومة غير متصلة (SIR FSS) للتطبيقات متعددة الاستقطاب ثنائية الاستقطاب. يتميز أول مرشح SIR من نوع الشريط والمربع برنينين في اتجاه x ورنين واحد في الاتجاه العمودي. من أجل الحصول على ثلاثة رنين في استقطاب x ورنين واحد و y ، يتم وضع اثنين من أنماط SIR من نفس النوع في خلية وحدة من FSS ، واحد عمودي على الآخر. كلا الأشكال مستقلة في المجالات المكانية والطيفية.

مرشحات النطاق العريض SIR و PCL مقترحة ومدروسة. للتطبيقات التي تتطلب عرض النطاق الترددي داخل الشريط عدة قطاعات واسعة، وثلاثة أنواع من المرشح متوفرة PCL ومراجعتها والتحقق من صحتها: مرشحات PCL جانب في شرائط متوازية والمعدنية، PCL الخلية وحدة تصفية وجود ثلاثة أشكال U الذي يكون نمطه المركزي عبارة عن مرشح PCL مقلوبة على شكل حرف U ، تعتمد على شرائط معدنية غير مفصولة. في الحالات التي تكون فيها وحدة التخزين غير مقيدة ، يمكن وضع مرشح PCL واحد على الآخر مفصولة بمسافة معينة. إذا كانت هذه المسافة كبيرة بما فيه الكفاية ، فإن المرشح يقترن فقط بالنمط الأساسي ، مما يتيح اختيار الاستجابة الطيفية التي تم بناؤها سابقاً من الاستجابة الطيفية للمرشحين PCL. يتيح الاختيار الحكيم لهذين الاستجابتين الطيفية إمكانية إنهاء استجابة النطاق العريض أو استجابة النطاق العريض المقطوعة مع عرض نطاق ترددي رنوي قابل للتعديل داخل النطاق الترددي.

يمكن الحصول على مرشح مدمجة باستخدام مرشحات PCL و SIR / PCL القياسية. يتم اقتراح ودراسة العديد من المرشحات المدمجة. يتم تسجيل اتفاقية جيدة من خلال مقارنة نتائج طريقة WCIP مع تلك الخاصة بمحاكاة HFSS

الكلمات المفتاحية : طريقة WCIP، والموجات الدقيقة من نوع مرشحات SIR و PCL، والمرشحات المدمجة، وسائط TE و TM ، الثنائيات PIN ، شرائط معدنية مكافئة تعتمد على FSS للهياكل FSS معقدة، تقنية التهجين WCIP-MS.

Liste des figures

Chapitre 1

Les filtres microondes PCL (Parallel Coupled Line) et SIR (Stepped Impedance Resonators)

Figure 1. 1. Structure de la ligne micro ruban.....	6
Figure 1. 2. Répartition des lignes de champs du mode impair dans une ligne coplanaire.....	6
Figure 1. 3. Vue en coupe d'une ligne triplaque.....	7
Figure 1. 4. (a) Photographie du BPF fabriqué (b) Réponses en fréquence simulées et mesurées du BPF proposé [14].	8
Figure 1. 5. Eléments semi-localisés : (a) inductance en spirale, (b) inductance en méandre, (c) capacité de découplage (d) capacité interdigité [5].....	10
Figure 1. 6. Structure symétrique de filtre SIR et les résultats des simulations et des mesures [16].	11
Figure 1. 7. (a) Fabrication du filtre à ligne couplée en parallèle à cinq sections (b) Résultats des simulations et des mesures [17].....	11
Figure 1. 8. FSS à motif métallique	13
Figure 1. 9. FSS à motif diélectrique	13
Figure 1. 10. FSS à plan conducteur avec des ouvertures.....	14
Figure 1. 11. FSS passe-bas	14
Figure 1. 12. Les quatre différents groupes de base des nouvelles FSS.....	15
Figure 1. 13. Radôme en forme de cône qui une fois soulevé montre le radar d'un Airbus A320 [27]	16
Figure 1. 14. Le circuit équivalent de la diode PIN (a) Diode ON (b) Diode OFF.....	17
Figure 1. 15. Diode PIN dans des FSS à base de ruban métallique (a) état ON (b) état OFF [30]	17
Figure 1. 16. Modèle de circuit équivalent d'une FSS à fente [30].....	17
Figure 1. 17. Diode PIN dans une FSS à ruban diélectrique : (a) état OFF (b) état ON [30]	18
Figure 1. 18. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une FSS à base d'un ruban métallique	18
Figure 1. 19. Coefficient de transmission d'une FSS à base de ruban métallique avec diode à l'état ON	19
Figure 1. 20. Coefficient de transmission d'une FSS à base de ruban métallique avec diode à l'état OFF	20

Chapitre 2

La méthode WCIP, principe, théorie et applications

Figure 2. 1. Définition des ondes incidentes et réfléchies.....	26
Figure 2. 2. Exemple de discrétisation de l'interface Ω dans FSS	28
Figure 2. 3. Organigramme du processus itératif.....	36
Figure 2. 4. Schéma équivalent d'une structure planaire multicouche	37
Figure 2. 5. Exemple de discrétisation des éléments localisés dans l'interface Ω	38
Figure 2. 6. Principe du processus itératif dans les antennes microruban.....	40
Figure 2. 7. Exemple de discrétisation de l'interface Ω dans des antenne microruban.....	41

Figure 2. 8. Schéma électrique d'une source d'excitation unilatérale supérieure	42
Figure 2. 9. Filtre planaire à deux FSS.....	43
Figure 2. 10. Cellule unitaire d'une FSS et ses dimensions géométriques.....	45
Figure 2. 11. Fonctions indicatrices des domaines :(a) métallique H_m et diélectrique H_d	45
Figure 2. 12. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement	46
Figure 2. 13. Composantes du champ électrique.....	46
Figure 2. 14. Composantes de la densité du courant électrique sur les deux côtés de l'interface	47
Figure 2. 15. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations (a) A une fréquence proche à la fréquence de résonance (b) A une valeur inférieur à la fréquence de résonance.....	48
Figure 2. 16. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations (a) Partie réelle (b) Partie imaginaire	49
Figure 2. 17. (a) Cellule unitaire d'une FSS et ses dimensions géométriques (b) Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	49
Figure 2. 18. (a) Densité du courant à $f_r=4.6\text{GHz}$ (b) Insertion des diodes	50
Figure 2. 19. Fonctions indicatrices des domaines : (a) Métallique H_m (b) Diélectrique H_i (c) Charge H_s	50
Figure 2. 20. (a) Coefficient de transmission avec diodes ON calculé par la WCIP et le HFSS (b) Coefficient de transmission avec diode OFF calculé par la WCIP et le HFSS	51
Figure 2. 21. Géométrie de la structure à deux niveaux de métallisation	51
Figure 2. 22. Coefficients de transmission des deux structures calculés séparément	52
Figure 2. 23. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=3\text{mm}$	52
Figure 2. 24. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=10\text{mm}$	53
Figure 2. 25. Antenne patch avec encoche.....	53
Figure 2. 26. Coefficient de réflexion de l'antenne patch avec encoche	54
Figure 2. 27. FSS à base d'un ruban : (a) métallique (b) diélectrique.....	54
Figure 2. 28. Circuit équivalent des filtres FSS : (a) Filtre FSS passes bandes (b) Filtre FSS coupes bandes	55
Figure 2. 29. Variation des coefficients de transmission et réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement d'un filtre à ruban métallique : (a) Polarisation x (b) Polarisation y	55
Figure 2. 30. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un filtre à ruban diélectrique horizontal: (a) Polarisation x (b) Polarisation y	56
Figure 2. 31. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un filtre a ruban diélectrique vertical : (a) Polarisation x (b) Polarisation y	56

Chapitre 3

Caractérisation et synthèse d'une structure FSS à rubans métalliques non couplés

Figure 3. 1. Les FSS à base de rubans métalliques parallèles: (a) Réalisation de la FSS avec un réseau de 10×10 cellules unitaires (b) géométrie de la cellule unitaire de la FSS.	63
Figure 3. 2. Coefficient de transmission et de réflexion simulé et mesuré pour la: (a) polarisation x - (b) polarisation y	63
Figure 3. 3. Coefficient de transmission de la structure en supprimant l'un des quatre rubans : (a) polarisation x (b) polarisation y	64

Figure 3. 4. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_3 pour la polarisation x : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL.....	65
Figure 3. 5. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_4 pour la polarisation x : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL.....	65
Figure 3. 6. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_1 pour la polarisation y : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL.....	66
Figure 3. 7. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_2 pour la polarisation y : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL.....	66
Figure 3. 8. Contrôle de la fréquence de résonance des rubans métalliques parallèles: (a) Avec gaps (b) Avec interrupteurs à diodes.....	67
Figure 3. 9. Coefficient de transmission simulé pour la: (a) polarisation x - (b) polarisation y	68
Figure 3. 10. Coefficient de transmission simulé pour la polarisation x : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL.....	68
Figure 3. 11. FSS à base de rubans métalliques parallèles avec trois rubans horizontales	69
Figure 3. 12. Coefficient de transmission et de réflexion simulé pour la: (a) polarisation x - (b) polarisation y	69
Figure 3. 13. Structure FSS avec rubans métalliques parallèles et anneau: (a) Réalisation de la FSS avec un réseau de cellules 10×10 unit et - (b) géométrie de la cellule unitaire FSS.	70
Figure 3. 14. Coefficient de transmission et de réflexion simulé et mesuré pour la: (a) polarisation x - (b) polarisation y	71
Figure 3. 15. Les FSS à base de ruban métalliques parallèles (a) un seul ruban (b) deux ruban (c) trois ruban horizontaux.....	71
Figure 3. 16. Variation de la bande passante en fonction des longueurs des rubans (a) pour la polarisation x en fonction des longueurs L_3, L_4 et L_5 (b) pour la polarisation y en fonction des longueurs L_1, L_2	72
Figure 3. 17. Variation de la fréquence central en fonction des longueurs des rubans (a) pour la polarisation x en fonction des rubans L_3, L_4 et L_5, L_3, L_4 et L_5 (b) pour la polarisation y en fonction des rubans L_1, L_2 ..	73
Figure 3. 18. Coefficient de transmission: (a) Structure L_{An} et L_3, L_4 . - (b) fusionnement $L_3=L_4$. (c) fusionnement $L_3=L_4=L_{An}$	73
Figure 3. 19. Variation de la bande passante en fonction des dimensions des éléments de la FSS (a) pour la polarisation x en fonction de L_3 et L_4 et L_{An} (b) pour la polarisation y en fonction de L_1 et L_2 et L_{An}	74
Figure 3. 20. Variation de la fréquence central en fonction des dimensions des éléments de la FSS (a) pour la polarisation x en fonction de L_3, L_4 et L_5 et L_{An} (b) pour la polarisation y en fonction de L_1, L_2 et L_{An}	74
Figure 3. 21. Procédure de détermination des longueurs des rubans et de la circonférence de l'anneau....	76
Figure 3. 22. Géométrie de la cellule unitaire: (a) Ruban métallique - (b) Anneau métallique	77
Figure 3. 23. Organigramme résumant les différentes étapes pour obtenir la fréquence f_r en fonction de la longueur du ruban L et la longueur de l'anneau L_a	78
Figure 3. 24. Fréquence de résonance par rapport à la longueur du ruban / anneau métallique.	79
Figure 3. 25. Coefficient de transmission de la structure équivalente à base de rubans métalliques parallèles: pour: (a) La polarisation x - (b) La polarisation y	80
Figure 3. 26. Coefficient de transmission de la structure équivalente à base de rubans métalliques parallèles: pour: (a) La polarisation x - (b) La polarisation y	81
Figure 3. 27. Constante diélectrique effective en fonction de: (a) Longueur du ruban métallique / longueur de l'anneau (b) La fréquence de résonance de la FSS à base de ruban/ anneau	82
Figure 3. 28. Erreur de la longueur du ruban / anneau en fonction de la fréquence de résonance souhaitée pour: (a) FSS à rubans métalliques (b) FSS à anneau métallique	84
Figure 3. 29. Erreur de la fréquence de résonance du ruban / anneau par rapport aux longueurs du ruban / anneau donnée pour: (a) FSS à ruban métallique (b) FSS à anneau métallique.....	84

Figure 3. 30. Dimensions de la cellule unitaire de la FSS à anneau ouvert métallique quasi-carré et à une seule encoche [13].....	85
Figure 3. 31. Cellule unitaire du structure FSS équivalente basée sur des rubans métalliques parallèles en double polarisation.	85
Figure 3. 32. Coefficient de transmission de la structure équivalente pour les polarisations x et y	86

Chapitre 4

Structures de filtrage planaires SIR et PCL

Figure 4. 1. Filtre résonateur à saut d'impédance (SIR-FSS).....	90
Figure 4. 2. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) Polarisation x (b) Polarisation y	91
Figure 4. 3. (a) FSS à patch métallique de dimensions $W_C \times L_C$ (b) FSS à ruban métallique de longueur L_L (c) FSS à ruban métallique de longueur $L_L + L_C$ avec $L_L = L_C$	91
Figure 4. 4. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement	92
Figure 4. 5. (a) Cellule unitaire de la structure FSS équivalente basée sur des rubans métalliques parallèles en double polarisation (b) coefficient de transmission de la structure équivalente pour les polarisations x et y	93
Figure 4. 6. Densité du courant total de la structure (a) pour $f_r = 4.21$ GHz polarisation x (b) pour $f_r = 9.41$ GHz polarisation x (c) pour $f_r = 8.21$ GHz polarisation y	94
Figure 4. 7. Insertions des gaps (a) dans L_L (b) dans L_C	95
Figure 4. 8. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec gap : (a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS	95
Figure 4. 9. Position de l'insertion de gap dans le patch.....	96
Figure 4. 10. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes position du gap dans le patch	96
Figure 4. 11. Insertion des diodes dans le filtre SIR FSS : (a) Diode dans L_C (b) Diode dans L_L	97
Figure 4. 12. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec les diodes dans L_C	97
Figure 4. 13. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec les diodes dans le ruban L_L	98
Figure 4. 14. Insertion des diodes dans le filtre SIR FSS.....	98
Figure 4. 15. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec les diodes réelles : (a) La méthode WCIP (b) Le logiciel HFSS.....	99
Figure 4. 16. Variation du coefficient de transmission avec gap inséré dans les pour plusieurs valeur du patch L_C	100
Figure 4. 17. Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour plusieurs valeur du ruban L_L	100
Figure 4. 18. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de la largeur du patch W_C pour la polarisation y	101
Figure 4. 19. Cellule unitaire d'un filtre SIR- FSS à base d'anneau métallique et un ruban	102
Figure 4. 20. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) selon la polarisation x (b) selon la polarisation y	102
Figure 4. 21. Cellule unitaire d'un filtre SIR-FSS à deux sections	103

Figure 4. 22. Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) selon la polarisation x (b) selon la polarisation y	103
Figure 4. 23. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement en polarisation x : (a) La methode WCIP (b) Le logiciel HFSS	104
Figure 4. 24. Cellule unitaire du Filtre SIR- FSS à deux sections avec insertion de l'encoche	104
Figure 4. 25. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement selon la polarisation y	105
Figure 4. 26. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de L_{C2} en polarisation x	105
Figure 4. 27. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de L_{L1} en polarisation x	106
Figure 4. 28. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de L_{L2} en polarisation y	106
Figure 4. 29. Cellule unitaire du filtre SIR_FSS à quatre résonances	107
Figure 4. 30. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement en polarisation x	107
Figure 4. 31. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de L_{L2} en polarisation x	108
Figure 4. 32. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de L_{C1} en polarisation x	108
Figure 4. 33. Filtre FSS-SIR à trois résonances sur les deux directions de polarisation	109
Figure 4. 34. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) Pour la polarisation x (b) Pour la polarisation y	109
Figure 4. 35. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Pour les deux patches de longueurs L_{C1} et L_{C2} , (b) pour le patch de longueur L_{C2}	110
Figure 4. 36. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Pour le patch de longueurs L_{C1} , (b) pour le ruban de longueur L_{L1}	110
Figure 4. 37. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour (a) le ruban de longueur L_{L1} (b) le ruban de longueur L_{L1} et le patch de largeur $W_{C1}/2$ (C) le ruban de longueur L_{L1} et le patch de largeur W_{C1}	111
Figure 4. 38. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour (a) le ruban de longueur L_{L1} et les patches de largeur W_{C1} et $W_{C2}/2$ (b) le ruban de longueur L_{L1} et les patches de largeur W_{C1} et W_{C2}	111
Figure 4. 39. Filtre PCL à base de deux rubans (a) La cellule unitaire, (b) Le coefficient de transmission	112
Figure 4. 40. Etude du couplage entre les deux rubans (a) Filtre PCL à deux ruban avec variation de d_c (b) Bande passante en fonction de la distance d_c	112
Figure 4. 41. Etude du couplage entre les deux rubans (a) Filtre PCL à deux ruban avec variation de S (b) Bande passante en fonction de distance S	113
Figure 4. 42. Etude du couplage entre les deux rubans (a) Filtre PCL à deux ruban avec variation de la largeur W (b) Bande passante en fonction de la largeur W	113
Figure 4. 43. Filtre PCL à base de Cinq rubans	114
Figure 4. 44. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence (a) pour un ruban (b) pour deux rubans (c) pour trois rubans	114
Figure 4. 45. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence (a) pour quatre rubans (b) pour cinq rubans	114
Figure 4. 46. Variation de la bande passante en fonction du nombre des rubans	115
Figure 4. 47. Filtre (PCL) a base de rubans parallèles couplés	116
Figure 4. 48. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) La méthode WCIP (b) Le logiciel HFSS	116

Figure 4. 49. Filtre couplée parallèle (PCL) avec deux gaps	116
Figure 4. 50. Coefficient detransmission d'un filtre PCL à trois rubans métalliques et gaps insérés :(a) La methode WCIP(b) Le logiciel HFSS.....	117
Figure 4. 51. Filtre couplée parallèle (PCL) à base de quatre rubans	117
Figure 4. 52. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement .	118
Figure 4. 53. Filtre couplé parallèle (PCL) avec deux gaps dans L_2 et L_3	118
Figure 4. 54. Coefficient de transmission d'un filtre PCL à quatre rubans métalliques et gaps insérés ..	119
Figure 4. 55. Filtre couplée parallèle (PCL) en forme de U.....	119
Figure 4. 56. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) WCIP (b) HFSS.....	120
Figure 4. 57. Filtre (PCL) à trois U avec des gaps	120
Figure 4. 58. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement avec des gaps insérés.....	120
Figure 4. 59. Filtre a motif diélectrique à base de trois U diélectriques.....	121
Figure 4. 60. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) La methode WCIP (b) Le logiciel HFSS	121
Figure 4. 61. Filtre (PCL) à base de trois U diélectriques avec deux gaps insérés	122
Figure 4. 62. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	122
Figure 4. 63. Filtre PCL a base de trois U diélectriques avec variation de la position des gaps (S)	122
Figure 4. 64. Bande passante/ bande coupante et fréquence de résonance en fonction de la position de gap (S) avec S entre 1 et 9mm.....	123
Figure 4. 65. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement avec gap dans L_{y1}	124
Figure 4. 66. Filtre PNCL à base de trois rubans métalliques.....	124
Figure 4. 67. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement du filtre PNCL à base de trois rubans métalliques	125
Figure 4. 68. Réalisation de la large bande du filtre PNCL à base de trois rubans	125
Figure 4. 69. Filtre PNCL à trois ruban métalliques avec gap	126
Figure 4. 70. Variation des coefficients de transmission et de réflexion du filtre PNCL à trois ruban métalliques avec gap inséré dans le ruban L_2	126
Figure 4. 71. Filtre SIR à large bande	127
Figure 4. 72. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	127
Figure 4. 73. Filtre SIR FSS avec deux gaps insérés	127
Figure 4. 74. Variation des coefficients de transmission et de réflexion avec gap	128
Figure 4. 75. Filtre SIR FSS large bande à patchs croisés (a) Sans gap (b) Avec gap.....	128
Figure 4. 76. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) sans gap et (b) avec gap	129
Figure 4. 77. Filtre PCL FSS deux ruban.....	129
Figure 4. 78. Variation des coefficients de transmission des deux structure en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	130
Figure 4. 79. Structure PCL à deux niveaux de métallisation.....	130
Figure 4. 80. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x pour $d=0.5\text{mm}$	131
Figure 4. 81. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x pour $d=3\text{mm}$	131

Figure 4. 82. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x pour $d=4.2\text{mm}$	132
Figure 4. 83. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x (a) $L_1=L_2=12$ (b) $L_1=L_2=8.2$ (c) $L_1=L_2=7.2$	132
Figure 4. 84. Variation des coefficients de transmission des deux structure en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Polarisation x (b) Polarisation y	133
Figure 4. 85. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=1\text{mm}$ (a) Polarisation x (b) Polarisation y	133
Figure 4. 86. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=10\text{mm}$ (a) Polarisation x (b) Polarisation y	134
Figure 4. 87. Filtre fonctionnant à une fréquence de 2.2GHz (a) Dimensions de la cellule unitaire (b) Coefficient de transmission.....	135
Figure 4. 88. Filtre compact dans les deux directions de polarisation x et y	135
Figure 4. 89. Réponse en fréquence (a) polarisation x (b) Polarisation y	136
Figure 4. 90. Filtre en forme de U (a) Cellule unitaire et dimensions du filtre en forme de U (b) Cellule unitaire et dimensions du filtre compact.....	136
Figure 4. 91. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) La methode WCIP (b) Le logiciel HFSS.....	137
Figure 4. 92. Filtre compact.....	137
Figure 4. 93. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) La methode WCIP (b) Le logiciel HFSS.....	137
Figure 4. 94. (a) Filtre compact avec encoche (b) Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement.....	138
Figure 4. 95. (a) Cellule unitaire et dimensions d'un filtre à base d'un ruban (b) Cellule unitaire et dimensions d'un filtre compact.....	138
Figure 4. 96. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) WCIP (b) HFSS.....	139
Figure 4. 97. (a) Filtre PCL en forme de L (b) Compact de filtre PCL forme L plus encoche.....	139
Figure 4. 98. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) La methode WCIP (b) Le logiciel HFSS.....	140
Figure 4. 99. Cellule unitaire d'une FSS patchchargée par des composants localisés.....	140
Figure 4. 100. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) Patch avec élément localisé (b) Patch sans élément localisé.....	141
Figure 4. 101. Cellule unitaire d'une FSS à base d'un anneau.....	141
Figure 4. 102. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) anneauavec élément localisé (b) anneausans élément localisé.....	142
Figure 4. 103 (a) Les dimensions de l'antenne patch (b) les dimensions de la FSS coupe bande.....	143
Figure 4. 104 (a).Variation du coefficient de réflexion de l'antenne (b) Variation du coefficient de transmission de la FSS.....	143
Figure 4. 105. Gain de l'antenne seule : (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$	144
Figure 4. 106. Le diagramme de rayonnement de l'antenne pour $f=4.04\text{GHz}$ (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$	144
Figure 4. 107. Le diagramme de rayonnement du FSS (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$	145
Figure 4. 108. Antenne avec FSS à motifs métalliques au-dessous.....	145
Figure 4. 109. Variation du coefficient de réflexion de l'antenne avec FSS au-dessous.....	146
Figure 4. 110. Gain de la structure antenne-FSS au- dessous (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$	146
Figure 4. 111. Le diagramme de rayonnement de la structure antenne -FSS au-dessous : (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$	147
Figure 4. 112. Antenne ULB et ses dimensions avec $R_1=R_2=R_3=R_4=2\text{mm}$ et $w=3\text{mm}$ [14].....	147

Figure 4. 113. Coefficient de reflexion d'antenne à l'intervall 2 à 12GHz (a) Resultats HFSS (b) Resultats référence [14]	148
Figure 4. 114. Gain d'antenne à l'intervall 2 à 12GHz à la fréquence 4.32GHz.....	148
Figure 4. 115. Gain de l'antenne en fonction de la fréquence	149
Figure 4. 116. Antenne avec un plan métallique au-dessous	149
Figure 4. 117. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec le plan métallique au-dessous (a) $d=1,3,5,7,10$ mm (b) $d=12,14,16,18, 20$ mm	150
Figure 4. 118. Réponse fréquentielle de l'antenne seule et celle de l'antenne.....	150
Figure 4. 119. Gain de la structure antenne avec plan métallique au-dessous à 4.32GHz.	151
Figure 4. 120. Gain de l'antenne seule et de l'antenne avec plan métallique au-dessous en fonction de la fréquence	151
Figure 4. 121. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec plan métallique au-dessous avec variation des dimensions de la cellule du plan métallique	152
Figure 4. 122. Gain antenne seul et antenne avec un plan métallique au-dessous en fonction de la fréquence (a) sans zoom (b) avec zoom.....	152
Figure 4. 123. Antenne avec un FSS de forme U au-dessous	153
Figure 4. 124. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec FSS de forme U au-dessous (a) $d=1,3,5,7,10, 12$ mm (b) $d=12,14,16,18, 20$ mm	153
Figure 4. 125. Réponse fréquentielle de l'antenne seule et celle de l'antenne.....	154
Figure 4. 126. Gain antenne seule et antenne avec FSS de forme U au-dessous en fonction de la fréquence (a) sans zoom (b) avec zoom.....	154
Figure 4. 127. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec FSS de forme U au-dessous avec variation des dimensions de la cellule de la FSS.....	155
Figure 4. 128. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec FSS au-dessous avec variation des dimensions de la cellule (a) sans zoom (b) avec zoom	155

Sommaire

Remerciements	i
Résumé	ii
Abstract	iii
المخلص	iv
Liste des figures	v
Introduction générale	1

Chapitre 1

Les filtres microondes PCL (Parallel Coupled Line) et SIR (Stepped Impedance Resonators)

1.1. Introduction	5
1.2. Les filtres micro-ondes	5
1.3. Les structures de propagation microonde	6
1.3.1. Le choix de la technologie planaire	6
1.3.2. Les micro-rubans	6
1.3.3. Les lignes coplanaires	7
1.3.4. Technologie triplaque	7
1.3.5. Avantages et inconvénients des structures planaires	8
1.4. Les filtres compacts	8
1.4.1. Les différents types de filtres compacts en technologie planaire dans la littérature	9
1.4.1.1. Substrat à forte permittivité diélectrique	9
1.4.1.2. Technologie multicouche	10
1.4.1.3. Eléments semi-localisés	10
1.5. Résonateur à Saut d'Impédance (SIR)	11
1.6. Les filters PCL (Parallel Coupled Line)	12
1.7. La technologie Ultra Large Bande (ULB)	12
1.7.1. Application de la technologie ULB	12
1.8. Les surfaces sélectives en fréquence (FSS)	13
1.8.1. Classification des FSSs	13
1.8.2. Les différents motifs des structures FSS	15
1.8.3. Bande passante des structures FSS	15
1.8.4. Applications des FSSs	16
1.8.5. Surfaces sélectives en fréquence commutables	16
1.8.5.1. Diode PIN en états ON/ OFF	17
1.8.5.2. Insertion des Diode PIN dans les structures FSS à motifs métalliques ou diélectriques	17

1.8.5.2.1.	Exemple d'une FSS à base d'un ruban métallique avec une diode de validation	18
1.8.6.	Applications de surface sélectives en fréquence dans les antennes.....	20
1.8.6.1.	Les antennes	20
1.8.6.2.	Les caractéristiques des antennes	20
1.9.	Conclusion.....	21

Chapitre 2

La méthode WCIP, principe, théorie et applications

2.1.	Introduction	24
2.2.	Méthodes d'analyse	24
2.2.1.	Méthode itérative WCIP.....	25
2.2.2.	Formulation de la méthode Itérative	25
2.2.3.	Présentation du processus itératif	25
2.2.3.1.	L'opérateur de diffraction et les conditions aux limites	27
2.2.3.2.	L'opérateur de diffraction du domaine métallique SM	28
2.2.3.3.	L'opérateur de diffraction du domaine diélectrique Sd	29
2.2.3.4.	Opérateur de diffraction à l'interface SΩ	30
2.2.3.5.	Opérateur de réflexion Γ	30
2.2.3.6.	Transformée rapide en modes (FMT)	32
2.2.3.7.	Exécution du processus itératif.....	34
2.2.3.8.	Structure planaire multicouches	36
2.2.4.	Caractérisation des éléments localisés	37
2.2.4.1.	Opérateur de diffraction à l'interface SΩ	39
2.2.5.	Caractérisation des antennes micro rubans	39
2.2.5.1.	Domaine de la source Ss	40
2.2.5.2.	Opérateur de diffraction à l'interface SΩ	42
2.2.6.	Structure planaire à plusieurs niveaux de métallisation	42
2.3.	Applications de la méthode WCIP	44
2.3.1.	Analyse d'une structure FSS à base d'un anneau métallique.....	45
2.3.1.1.	La densité du courant et le champ électrique de la structure FSS	46
2.3.1.2.	Convergence du processus itérative	47
2.3.2.	Insertion des diodes PIN dans les structures FSS.....	49
2.3.3.	Analyse d'une structure FSS a plusieurs niveaux de métallisation par la technique WCIP-SM.....	51
2.3.4.	Analyse d'une antenne patch avec encoche	53
2.3.5.	Les FSS inductive et capacitive.....	54
2.3.5.1.	Réponse spectrale d'un Filtre à ruban métallique	55
2.3.5.2.	Réponse spectrale d'un Filtre à ruban diélectrique (fente linéaire).....	55
2.4.	Conclusion.....	57

Chapitre 3

Caractérisation et synthèse d'une structure FSS à rubans métalliques non couplés

3.1.	Introduction	60
3.2.	Analyse des structures sélectives en fréquence (FSS) par la méthode WCIP	60
3.3.	Configuration du filtre.....	62
3.3.1.	Etude de l'effet du couplage des rubans métalliques parallèles	64
3.3.2.	Ajustement des fréquences de résonance	64
3.3.3.	Calcul de la fréquence de résonance théoriquement	66
3.3.4.	Fréquences de résonance contrôlées électroniquement.....	67
3.3.5.	Ajout d'une troisième résonance dans les deux directions de polarisation	69
3.3.5.1.	Selon la direction de polarisation x	69
3.3.5.2.	Selon la direction de polarisation x et y	70
3.3.6.	Amélioration de la bande passante en fonction des longueurs des rubans.....	71
3.4.	Synthèses des FSS basées sur des rubans métalliques parallèles non couplés et un anneau.....	74
3.4.1.	Détermination de la longueur du ruban / anneau métallique pour une fréquence de résonance souhaitée	77
3.4.2.	Validation de l'approche	79
3.4.2.1.	FSS à rubans métalliques parallèles à double polarisation.....	80
3.4.2.2.	FSS à double polarisation à base de rubans métalliques parallèles et un anneau.....	81
3.4.3.	Estimation de l'erreur de l'approche.....	83
3.4.4.	Structure équivalente à base de rubans métalliques d'une FSS à anneau ouvert métallique quasi-carré et à une seule encoche	84
3.5.	Conclusion.....	86

Chapitre 4

Structures de filtrage planaires SIR et PCL

4. 1.	Introduction	89
4. 2.	Filtres résonateur à saut d'impédance (SIR-FSS)	90
4. 2.1.	Filtre résonateur à saut d'impédance SIR-FSS à base d'un patch relié à un ruban	90
4. 2.1.1.	La densité du courant de surface	94
4. 2.1.2.	Insertion des gaps	94
4. 2.1.2.1.	Variation de la position du gap sur la longueur du patch L_C	95
4. 2.1.3.	Insertions des commutateurs à diodes PIN idéal.....	96
4. 2.1.3.1.	Insertions des diodes dans le patch.....	96
4. 2.1.3.2.	Insertions des diodes dans le ruban	98
4. 2.1.4.	Insertions des commutateurs à diodes PIN idéal dans le ruban et dans le patch.....	98

4. 2.1.5.	Ajustement de la fréquence de résonance du filtre SIR-FSS avec insertion des gaps.....	99
4. 2.1.5.1.	Insertion des gaps dans le ruban.....	99
4. 2.1.5.2.	Insertion de gap au centre du patch.....	100
4. 2.2.	Filtre SIR-FSS à base d'un anneau métallique et d'un ruban	101
4. 2.3.	Filtre FSS-SIR à deux sections perpendiculaire.....	102
4. 2.3.1.	Étude de l'effet du couplage du filtre SIR-FSS à deux sections perpendiculaire	103
4. 2.3.2.	Structure améliorée avec insertion d'une encoche	104
4. 2.3.3.	Ajustement des fréquences de résonance	105
4. 2.3.3.1.	Effet de la longueur L_{C2}	105
4. 2.3.3.2.	Effet de la longueur L_{L1}	105
4. 2.3.3.3.	Effet de la longueur L_{L2}	106
4. 2.4.	Filtre à saut d'impédance SIR -FSS à deux section parallèle et à quatre résonances.....	106
4. 2.4.1.	Ajustement des fréquences de résonance	107
4. 2.5.	Filtre FSS-SIR à trois résonance sur les deux directions de polarisation.....	108
4. 2.5.1.	Etude du couplage	109
4. 3.	Etude d'un filtre PCL par la méthode WCIP	111
4. 3.1.	Etude du couplage dans les filtres PCL.....	111
4. 3.1.1.	Etude du couplage en fonction de la distance d_c	112
4. 3.1.2.	Etude du couplage en fonction de la distance S	113
4. 3.1.3.	Etude du couplage par la largeur W	113
4. 3.2.	Etude d'un filtre PCL à base de Cinq rubans métalliques.....	114
4. 4.	Les filtres large bande PCL et SIR.....	115
4. 4.1.	Les filtres coupe bande avec une bande de transmission au milieu de la réponse spectrale .	115
4. 4.1.1.	Etude de la largeur de la bande avec les filtres PCL	115
4. 4.1.1.1.	Filtre à trois rubans couplés	115
4. 4.1.1.2.	Filtre PCL à base de quatre rubans.....	117
4. 4.1.1.3.	Filtre PCL à base de trois U métalliques	119
4. 4.1.1.4.	Filtres à base de rubans non couplés (PNCL)	124
a.	Réalisation d'un filtre PNCL à large bande	125
4. 4.1.1.5.	Réalisation d'un filtre SIR à large bande	126
4. 4.1.1.6.	Filtre SIR FSS à patch croisés.....	128
4. 4.1.1.7.	Filtre PCL à deux niveaux de métallisations.....	129
4. 4.1.1.8.	Filtre à deux niveaux de métallisations à double polarisation.....	132
4. 5.	Filtres microonde compacts	134
4. 5.1.	La miniaturisation des filtres (filtres compacts).....	134
4. 5.1.1.	Miniaturisations de filtres fonctionnant dans la partie inférieure du spectre des hyperfréquences	134
4. 5.1.1.1.	Filtre fonctionnant à une fréquence de 2.2GHz	134
4. 5.1.1.2.	Filtre compact dans les directions deux polarisation.....	135
4. 5.1.2.	Miniaturisations de filtres de plusieurs formes géométriques	136

4. 5.1.2.1.	Filtre compact en forme de U.....	136
4. 5.1.2.2.	Filtre compact à base d'un ruban métallique.....	138
4. 5.1.2.3.	Filtre compact PCL en forme de L.....	139
4. 5.1.3.	Structure FSS miniaturisée chargée par des éléments localisés	140
4. 6.	Amélioration du gain des antennes microruban	142
4. 6.1.	Antenne microruban à bande étroite	142
4. 6.2.	Antenne microruban Ultra Large Bande	147
4. 6.2.1.	Antenne avec structure de rejection au-dessous.....	149
4. 6.2.1.1.	Plan métallique comme structure de rejection	149
4. 6.2.1.2.	FSS de forme U comme structure de rejection.....	152
4. 7.	Conclusion.....	157
	Conclusion générale	159
	Publication scientifiques	161

LISTE DES ABREVIATIONS

FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transforms</i>
FMT	<i>Transformation Modale Rapide</i>
FSS	<i>Frequency Selective Surfaces</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulation</i>
MICs	<i>Microwave Integrated Circuit</i>
MLT	<i>Transmission Line Matrix.</i>
MoM	<i>Method of Moment</i>
Quasi-TEM	<i>Quasi- Transverse Electro Magnetique</i>
RF	<i>Radio Fréquence</i>
TEM	<i>Transverse Electro Magnetique</i>
TE	<i>Transverse Electric</i>
TM	<i>Transverse Magnitic</i>
WCIP	<i>Wave Concept Iterative Procedure</i>
PCL	<i>Parallel Coupled Line</i>
PNCL	<i>Parallel No Coupled Line</i>
PIN	<i>Positive Intrinsic Negative</i>
SM	<i>Scattring Matrix</i>
SIR	<i>Stepped Impedance Resonators</i>
UWB	<i>Ultra-Wide Band</i>

LISTE DES SYMBOLES

\vec{E}	<i>Champ Electrique</i>
\vec{H}	<i>Champ Magnétique</i>
\vec{J}	<i>Densité de Courant</i>
ϵ	<i>Permittivité dans le Substrat</i>
ϵ_e	<i>Permittivité Effective</i>
μ	<i>Perméabilité dans le Substrat</i>
ω	<i>Fréquence Angulaire</i>
k	<i>Constante de Propagation</i>
d	<i>Distance entre les deux FSS</i>
T_1	<i>Coefficient de Transmission</i>
R_1	<i>Coefficient de Réflexion</i>
k_0	<i>Nombre D'onde Dans le Vide</i>
Z	<i>Impédance</i>
Y	<i>Admittance</i>
\hat{Y}	<i>Operateur Admittance</i>
\hat{Z}	<i>Opérateur Impédance</i>
Y_{mn}^{TE}	<i>Admittance des Modes TE</i>
Y_{mn}^{TM}	<i>Admittance des Modes TM</i>
Z_s	<i>L'impédance de Surface</i>
W_s	<i>Largeur du Domaine Equivalent de L'élément Locatif</i>
L_s	<i>La Longueur du Domaine Equivalent de L'élément Locatif</i>
Z_L	<i>L'impédance des Eléments Localisés</i>
H_m	<i>Fonction Indicatrice du Domaine Métallique</i>
H_d	<i>Fonction Indicatrice du Domaine Diélectrique</i>
H_z	<i>Fonction Indicatrice du Domaine des Elément Localise</i>
H_s	<i>Fonction Indicatrice du Domaine de la Source</i>
B_{mn}^{TE}	<i>Amplitude du Mode TE_{mn}</i>
B_{mn}^{TM}	<i>Amplitude du Mode TM_{mn}</i>
\hat{T}	<i>Matrice de Passage du Domaine de Fourier au Domaine Modal</i>
\hat{S}_Ω	<i>Opérateur de Diffraction au Niveau de L'interface</i>
\hat{S}_m	<i>Opérateur de Diffraction au Niveau du Domaine Métallique</i>
\hat{S}_d	<i>Opérateur de Diffraction au Niveau du Domaine Diélectrique</i>
\hat{S}_s	<i>Opérateur de Diffraction au Niveau du Domaine de la Source</i>
$\hat{\Gamma}_\Omega$	<i>Opérateur de Réflexion</i>
$\hat{\Gamma}_{mn}^{TE}$	<i>Coefficient de Réflexion du Mode TE_{mn}</i>
$\hat{\Gamma}_{mn}^{TM}$	<i>Coefficient de Réflexion du Mode TM_{mn}</i>

Introduction générale

Introduction générale

Le développement rapides des systèmes des télécommunications a permis la création et l'innovation des plusieurs technologies. D'une part il y a une tendance vers la miniaturisation des composants liés aux dispositifs mobiles tenus dans la main, d'autre part il y a une demande croissante concernant le transfert des données rapides, qui exige alternativement des composants à large bande et à multi bandes. Ces deux contraintes contradictoires doivent être soulevées avec des solutions peu coûteuses, et fournissant un rendement élevé. La réduction de la taille des composants a suscité ces dernières années un très grand intérêt auprès des chercheurs dans le monde des télécommunications. La course à cette miniaturisation est motivée par l'intégration des composants dans l'architecture des terminaux mobiles, pour réduire au maximum leur encombrement.

Les filtres microondes type PCL (Parallel Coupled Lines) et/ou SIR (Stepped Impedance Resonator) sont utilisés pratiquement dans tous les systèmes de communications nécessitant un filtrage à bande large. Dans les radiomètres ce genre de filtres vient pour remplacer les filtres à guides d'ondes utilisés depuis longtemps et présentant des problèmes d'interconnexions, de poids et d'encombrements. L'emploi de diode PIN ou Schottky rend le filtre réalisé électroniquement ajusté. L'emploi de plusieurs niveaux de métallisation pourra mener à la conception des filtres microondes compacts caractérisés par plusieurs bandes qui peuvent se fusionner en une seule bande large si un ajustement judicieux, basée sur la compréhension du comportement électromagnétique du filtre est réalisé.

Les exigences de la circuiterie actuelle pousse les chercheurs à réfléchir sur un simulateur basé sur une méthode de calcul électromagnétique rigoureuse qui prendra en considération le couplage inter-éléments qui peuvent être embarqués sur le même dispositif. Ces exigences sont imposées par la diminution de l'encombrement et de l'interférence. Une formulation en ondes transverses WCIP (Wave Concept Iterative Procedure) représente une méthode adéquate pour suivre le développement des méthode de calcul en l'actualisant aux nouvelles structures et en proposant de nouvelles approches pour l'améliorer.

La méthode WCIP est initialement proposée par le professeur Henri Baudrand directeur du laboratoire d'électronique de recherches à LEN7 de Toulouse, France en début des années 90 du siècle précédent. Elle est basée sur la collecte des ondes diffractées aux niveaux de l'interface

inter-milieux et les laisser réfléchir des murs de fermetures pour donner naissance aux ondes incidentes de la prochaine itération. Cette procédure itérative est répétée jusqu'à l'obtention de la convergence qui existe indépendamment de la structure étudiée. Un passage du domaine spatial (domaine de définition des ondes diffractées) au domaine modal (domaine de définition des ondes réfléchies) est assuré par la transformée rapide en modes. C'est dans ce contexte que ce travail prend place, puisqu'il présente une contribution à l'étude des filtres microondes, planaires et compacts de type (Parallel Coupled Lines) et/ou SIR (Stepped Impedance Resonator) pour des applications multi-bandes, à bande améliorée et automatiquement ajustée par la méthode WCIP est utilisée pour caractériser les structures de filtrage microondes proposées. Pour prendre en considération les détails des motifs complexes un maillage fin local est réalisé. Un quadripôle prenant en considération le domaine à maillage fin sera déterminé en faisant appel au modèle de l'impédance de surface et/ou d'une nouvelle formulation de la méthode WCIP. Un opérateur de passage d'un niveau de métallisation à un autre sera déterminé en se basant sur l'approche de longueur de guide et en ramenant toute l'énergie électromagnétique projetée dans la base modale des modes TE et TM. Un quadripôle représentant l'insertion des éléments passifs et/ou actifs dans le circuit sera aussi déterminé en faisant appel à l'approche de schéma équivalents et celui de l'impédance de surface.

Le manuscrit comporte quatre chapitres. Le premier chapitre est intitulé «Les filtres microondes PCL (Parallel Coupled Line) et SIR (Stepped Impedance Resonators) » dont lequel les différentes structures planaires de filtrage, les filtres compact et les types de filtres compacts en technologie planaire, ainsi que les filtres sont présentés. Pour obtenir un filtre microondes actif une ou plusieurs diodes type PIN peuvent être employées et les structures résultantes sont caractérisées et simulés pour confirmer les réponses attendues. Pour améliorer le gain et ajuster la fréquence de résonance de l'antenne micro ruban un filtre type surfaces sélectives de fréquences (FSS) est placé au-dessous de l'antenne pour refléter l'énergie électromagnétique rayonnée derrière et favoriser la participation des modes évanescents assurant le couplage entre l'antenne et le filtre.

Dans le deuxième chapitre qui est intitulé « La méthode WCIP, principe, théorie et applications », le principe de la méthode itérative et son applications sont présentés et détaillés dans les cas des FSS simple couche de forme U, FSS active à ruban métallique centré par une encoche portant trois diodes PIN, FSS a deux niveaux de métallisation en insérant l'approche SM (Scattering Matrix) dans la méthode WCIP, antennes microrubans enfermées par des filtres.

Le chapitre trois intitulé «Caractérisation et synthèse d'une structure FSS à rubans métalliques non couplés» Dans ce chapitre, l'analyse d'une FSS simple basée sur des rubans métalliques parallèles non couplés est présentée. Cette structure est caractérisée par l'indépendance des rubans métalliques dans les deux domaines spatial et spectral. Par conséquent une suppression d'un ou plusieurs rubans résulte en une suppression de sa résonance sans altérer le reste de la réponse fréquentielle. Un autre moyen souvent utilisé pour obtenir une réponse en fréquence FSS ajustable consiste à utiliser des diodes PIN inversement polarisées pour commuter les diodes entre les états ON et OFF. Le non couplage des rubans métalliques dans la structure FSS présentée mène à une introduction d'une méthode de synthèse permettant de déterminer le nombre et les longueurs des rubans nécessaires pour reproduire une réponse fréquentielle donnée. L'emploi de la méthode de synthèse introduite est étendue à la détermination des structures équivalentes des structures à motifs complexes tout en se basant sur les rubans métalliques non couplés. Cette structure équivalente offre un avantage primordial lorsque il est possible de remplacer la structure complexe dont les dimensions responsables des résonances ne sont pas explicitement déterminées.

Le chapitre 4 est intitulé «Structures planaires à filtres SIR et PCL». Dans ce chapitre plusieurs nouvelles FSS ajustées électroniquement et basées sur un résonateur à saut d'impédance (SIR FSS) non couplé pour des applications multi bandes à double polarisation sont proposées. Le premier filtre SIR type patch-ruban métallique présenté est caractérisé par deux résonances selon une direction et une seule résonance selon la direction perpendiculaire. Pour avoir trois résonances selon une direction et une seule résonance selon la direction perpendiculaire deux motifs type SIR sont placés dans la cellule unitaire du FSS l'un perpendiculaire à l'autre. Les deux motifs sont indépendants dans les domaines spatial et spectral. Des filtres SIR et PCL à large bande sont proposés et étudiés. Pour des applications nécessitant une bande passante à l'intérieur d'une large bande coupante, trois types de filtres PCL sont proposés, étudiés et validés : des filtres PCL à rubans métalliques parallèles et couplés, filtres PCL à cellule unitaire comportant trois motifs de forme U dont le motif central est de forme U inversé, filtres PCL à base des rubans métalliques non couplés. Des filtres compacts peuvent être obtenus en faisant appel à des filtres types PCL et PCL/SIR. Plusieurs filtres compacts sont proposés et étudiés. Un bon accord est enregistré en comparant les résultats de la méthode WCIP avec ceux du simulateur HFSS.

Chapitre 1

Les filtres microondes PCL
(Parallel Coupled Line) et SIR
(Stepped Impedance Resonators)

Chapitre 1

Les filtres microonde PCL (Parallel Coupled Line) et SIR (Stepped Impedance Resonators)

1.1. Introduction

Les filtres microonde passifs représentent une partie très importante des systèmes de télécommunications modernes: systèmes embarqués sur satellite, systèmes de téléphonie mobile, etc.. La technologie des filtres microondes a fait ses preuves que ce soit du point de vue conception et miniaturisation que sur le plan d'utilisation de matériaux spécifiques et ce afin d'atteindre de meilleurs réponses du point de vue sélectivité, facteur de qualité et ajustement en fréquence. La plupart des filtres RF et hyperfréquences sont constitués d'un ou plusieurs résonateurs couplés, et le résonateur est l'unité de base pour réaliser le filtre. Au cours des dernières années, plusieurs nouveaux concepts ont été appliqués aux circuits hyperfréquences distribués afin de répondre aux exigences de hautes performances, de taille compacte, de faible coût, etc [1].

Ce chapitre permet de voir les concepts de base de la technologie planaire, et son intégration dans les circuits électroniques, ainsi que les différentes structures planaires et leurs applications, et les caractéristiques des résonateurs micro ruban, Les filtres microondes PCL (Parallel Coupled Line) et SIR (Stepped Impedance Resonators). Comme la miniaturisation des circuits présente l'un des plus grands défis dans la conception des circuits hyperfréquences, les différentes technologies pour les filtres compacts sont décrites. En dernier lieu une étude sur les structures sélective en fréquences (FSS), et leurs applications dans les différents domaines a été présentée.

1.2. Les filtres micro-ondes

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en termes de pertes, de transmission et de réflexion. Il atténue certaines composantes d'un signal sur une bande de fréquence et en laisse passer d'autres dans une autre bande de fréquence appelée bande passante [2].

Tous les filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande peuvent être obtenus à partir de filtre passe-bas normalisé via des transformations de fréquence [2]. En effet, un filtre passe-bas est constitué de deux éléments : inductance et capacité. Donc, les réseaux *LC* des filtres (passe-haut, passe-bande, coupe-bande) se déduisent du prototype passe-bas par une simple transformation en impédance et en fréquence.

1.3. Les structures de propagation microonde

1.3.1. Le choix de la technologie planaire

Les filtres planaires présentent l'avantage d'un faible encombrement, d'une intégration totale à l'environnement électronique, d'un faible cout de production et d'une grande reproductibilité. Leur inconvénient majeur est leur faible facteur de qualité à vide, ce qui engendre des pertes importantes pour des filtres bande étroite (quelques pourcents) [3].

Les technologies planaires sont constituées d'un ou plusieurs substrats diélectriques comportant des rubans et des plans de masse métallisés. Les modes de propagation sont les modes TEM ou quasi-TEM. La souplesse des réalisations et la facilité des interconnexions entre les fonctions font que ces technologies sont les plus utilisées dans le filtrage hyperfréquence. Il existe trois principales familles de filtres planaires, les micro-rubans, les coplanaires et les multicouches multi-technologies [4].

1.3.2. Les micro-rubans

Les micro-rubans sont constitués d'un ruban métallique sur un substrat diélectrique et un plan de masse sur la face arrière de ce substrat. Sur cette ligne, le mode de propagation est de type quasi-TEM et l'impédance caractéristique, pour une permittivité donnée, est déterminée par le rapport w/h (avec w largeur de la ligne et h hauteur du diélectrique). Les lignes de champs électromagnétiques sont situées principalement dans le substrat diélectrique [4]. La structure de la ligne micro ruban est représentée sur la figure 1.1.

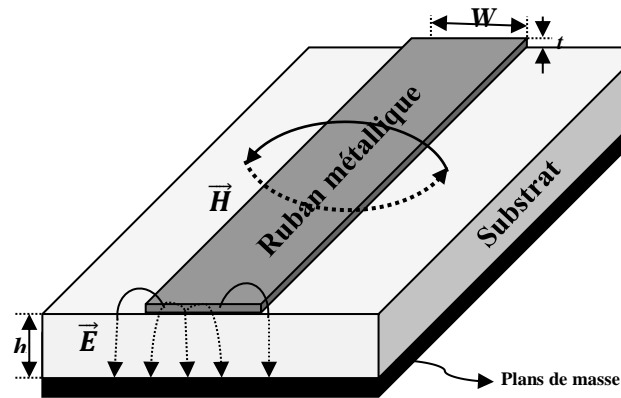


Figure 1. 1. Structure de la ligne micro ruban

1.3.3. Les lignes coplanaires

La ligne coplanaire est constituée d'un ruban métallique central, et deux plans de masses se situant de part et d'autre de ce ruban et séparés par deux fentes identiques. Deux modes fondamentaux de propagation coexistent, un mode pair quasi-TE dispersif et un mode impair quasi-TEM peu dispersif. Le mode non-dispersif est majoritairement recherché. L'impédance caractéristique est déterminée par le rapport entre la largeur de la ligne et la largeur des fentes. Une même impédance peut donc être réalisée avec différents couples largeur de la ligne - largeur des fentes. Cette souplesse de conception est très appréciée [4].

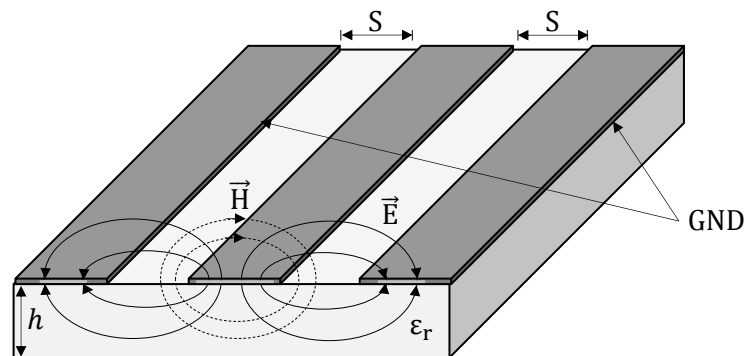


Figure 1. 2. Répartition des lignes de champs du mode impair dans une ligne coplanaire

1.3.4. Technologie triplaque

La technologie triplaque (figure .1.3) est composée d'un ruban métallique situé entre deux substrats collés. Les plans de masse sont situés sur les faces inférieure et supérieure de la structure. Cette technologie est très appréciée dans le domaine industriel car elle permet d'avoir un blindage naturel entre les circuits [5].

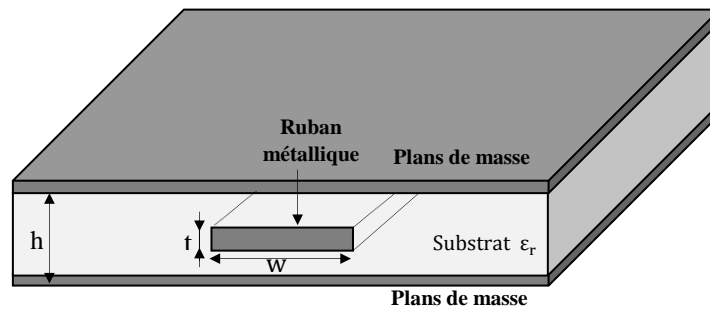


Figure 1. 3. Vue en coupe d'une ligne triplaque

1.3.5. Avantages et inconvénients des structures planaires

Les lignes de transmissions possèdent certaines propriétés telles que :

- Faible coût
- Faible poids, faibles dimensions et légèreté
- Compatibilité avec circuits intégrés
- Performances intéressantes
- Meilleure fiabilité et reproductibilité
- Les composants élémentaires peuvent être additionnées aux circuits ; sa structure ouverte la rend en effet, très commode pour l'utilisation des MICs.

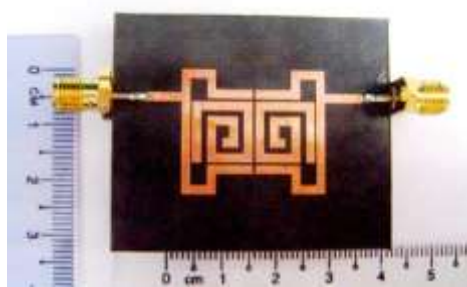
L'inconvénient majeur qui retient l'attention est que les lignes microrubans sont considérées comme des lignes ouvertes qui rayonnent de l'énergie dans l'espace environnant.

Mais l'intérêt particulier de cet inconvénient est qu'il a donné lieu à des recherches dont le résultat essentiel fut la caractérisation des structures microrubans [6].

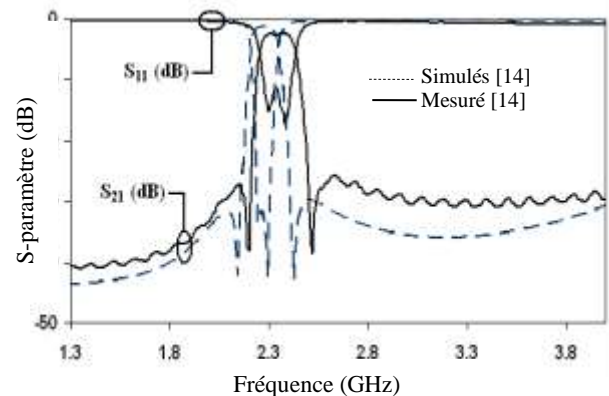
1.4. Les filtres compacts

Avec le développement rapide des systèmes sans fil modernes, les objectifs de conception sont la taille compacte, les faibles pertes, une sélectivité élevée, des coûts abordables et des composants hautes performances. Le filtre est un élément essentiel du système de communication moderne. En réponse à ce besoin, de nombreux filtres planaires à performances passe-bande, passe-bas ou coupe-bande ont récemment fait l'objet d'une grande attention, et de nombreuses techniques et méthodologies utilisées pour atteindre les objectifs ont été étudiées [7,8]. Les filtres passe-bande multi bandes hyperfréquences (BPF) sont des composants importants et essentiels pour satisfaire ces exigences. Afin de réduire les coûts de fabrication et d'améliorer les performances, des filtres BPF multi bande sont été développés avec des tailles compactes, une réjection hors bande

importante et une sélectivité élevée [9,10]. La miniaturisation des filtres hyperfréquences planaires est un sujet de recherche populaire ces dernières années, les résonateurs distribués conventionnels sont trop volumineux pour être utilisés à basses fréquences lorsque la miniaturisation est un problème clé. Ainsi, ces résonateurs ont été progressivement remplacés par des structures plus petites [11]. Les résonateurs de demi-longueur d'onde étaient à l'origine utilisés pour mettre en œuvre des filtres de ligne à couplage parallèle qui ont été remplacés par des résonateurs en épingle à cheveux [12]. Une version plus compacte du résonateur en épingle à cheveux est le résonateur carré à boucle ouverte [13], mais ce résonateur fonctionne toujours comme un dispositif distribué produisant des dispositions trop grandes aux basses fréquences. Un inconvénient supplémentaire des résonateurs distribués est la dégradation du niveau de réjection hors bande en raison de l'existence d'harmoniques parasites indésirables [11]. La structure des résonateurs en spirale présente de nombreux avantages, notamment une efficacité élevée, l'utilisation de la surface du substrat, une bonne gestion de la puissance et une fabrication simple basée sur le couplage entre résonateurs comme illustré par la figure 1.4.b [14].



(a)



(b)

Figure 1. 4. (a) Photographie du BPF fabriqué (b) Réponses en fréquence simulées et mesurées du BPF proposé [14].

1.4.1. Les différents types de filtres compacts en technologie planaire dans la littérature

Les parties suivantes proposent plusieurs types de compacité en technologie planaire disponibles dans la littérature : le substrat à forte permittivité diélectrique, la technologie multicouche, les structures périodiques et les éléments semi-localisés.

1.4.1.1. Substrat à forte permittivité diélectrique

En effet, ces matériaux ont l'avantage de réduire considérablement la taille des filtres. La dimension des éléments distribués est directement liée à la longueur d'onde qui dépend de la permittivité diélectrique du matériau utilisé (Eq.1.1). Les substrats à forte permittivité diélectrique $\epsilon_{reff} > 20$ permettent d'avoir des filtres compacts en comparaison avec un substrat d'alumine standard $\epsilon_{reff} = 9.9$. Cette technologie permet de diminuer la taille des technologies encombrantes ayant de bonnes performances électrique [5]. Toute fois en technologie planaire, l'impédance caractéristique est inversement proportionnelle à la permittivité relative. Donc, pour un substrat à forte permittivité, la largeur de la ligne de propagation est plus faible pour réaliser une valeur d'impédance caractéristique donnée. Cette loi entraîne une diminution de la limite d'impédance caractéristique forte réalisable à cause de la limite technologique des largeurs des lignes de propagation [5].

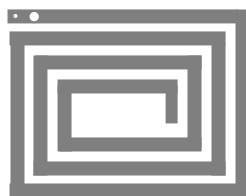
$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (1.1)$$

1.4.1.2. Technologie multicouche

Les technologies multicouches sont très utilisées pour diminuer la complexité du motif métallique des circuits tout en gardant des performances électriques équivalentes. Les topologies de filtres utilisées en multicouches sont généralement des éclatements de topologies de filtres planaires à motif complexe.

1.4.1.3. Éléments semi-localisés

La famille de technologies planaires appelée technologie à éléments semi-localisés est composé d'éléments considérés comme étant semi-localisés ou semi-distribués car les dimensions de ces éléments sont très inférieures à la longueur d'onde ($< \lambda/20$). Les inductances et les capacités des filtres à éléments localisés sont remplacés par des lignes distribuées avec des effets inductifs (figure 1.5 (a), (b)) ou capacitifs (figure 1.5 (c), (d)) [5].



(a)



(b)



Figure 1. 5. Eléments semi-localisés : (a) inductance en spirale, (b) inductance en méandre, (c) capacité de découplage (d) capacité interdigitée [5]

Les filtres à éléments semi-localisés apportent l'intérêt de réaliser des filtres aux topologies souples et compactes. Il est aussi possible d'utiliser les couplages parallèles pour réaliser des filtres multi-bandes ou d'utiliser la hauteur du substrat pour réaliser les éléments semi-localisés. Cependant, les pertes d'insertion sont importantes en comparaison avec les technologies à éléments distribués. De plus, les valeurs des capacités et des inductances sont faibles comparées à celles obtenues avec des technologies à éléments localisés [5].

1.5. Résonateur à Saut d'Impédance (SIR)

Les résonateurs à saut d'impédance SIR (Stepped Resonator Impedance) sont des petits résonateurs électriques utiles pour la mise en œuvre des filtres planaires, couplés à des lignes de transmission planaires. Bien que les SIRs soient généralement implémentés comme des résonateurs métalliques, les contre-parties complémentaires (SIR à fentes, également appelées structures au sol à haltères) sont également intéressantes pour la conception de circuits micro-ondes [15]. Les filtres passe-bande sont faits à l'aide de la technologie traditionnelle de résonateurs à saut d'impédance (SIR).

La figure 1.6.a montré une structure symétrique de filtre SIR, la figure 1.6.b représente les résultats des simulations et des mesures pour le structure symétrique [16].

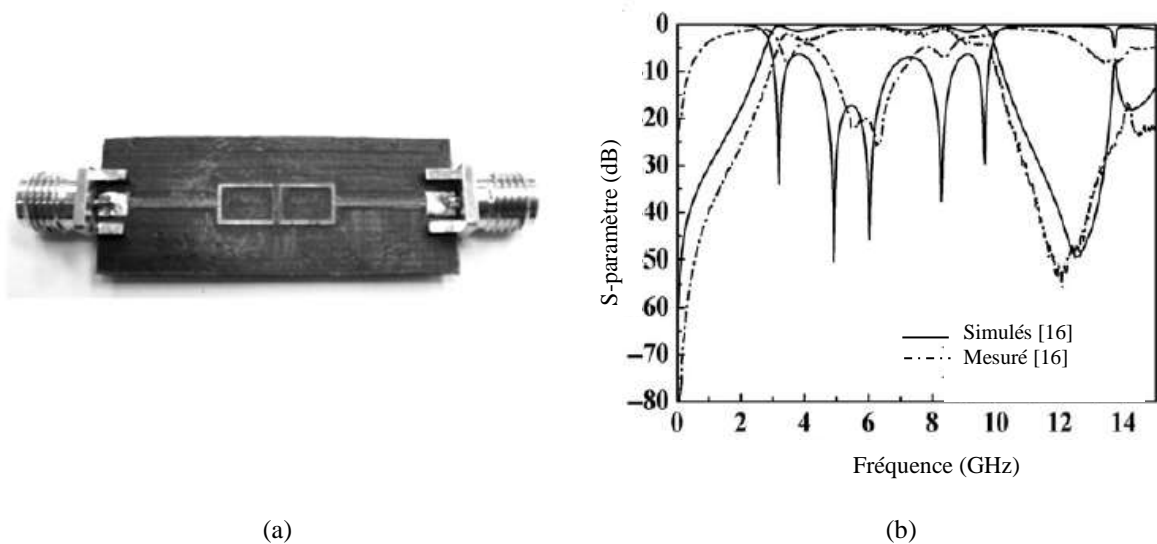


Figure 1. 6. Structure symétrique de filtre SIR et les résultats des simulations et des mesures [16].

1.6. Les filtres PCL (Parallel Coupled Line)

Depuis l'introduction des lignes à couplage parallèle (PCL) dans la conception des filtres, de nombreux travaux de recherche ont été menés sur ces circuits pour différentes d'applications. Ces lignes couplées en parallèle sont utilisées dans la conception des filtres passe-bande et à rejet de bande, en raison de l'avantage d'une conception et d'une fabrication faciles sur la technologie des microrubans [15]. Ces filtres sont aussi des composants courants des circuits intégrés à hyperfréquences. En raison de la nécessité de nouvelles spécifications ultra-large bande (UWB) proposées, des filtres passe-bande avec une bande passante GHz ont été proposés figure 1.7 [17].

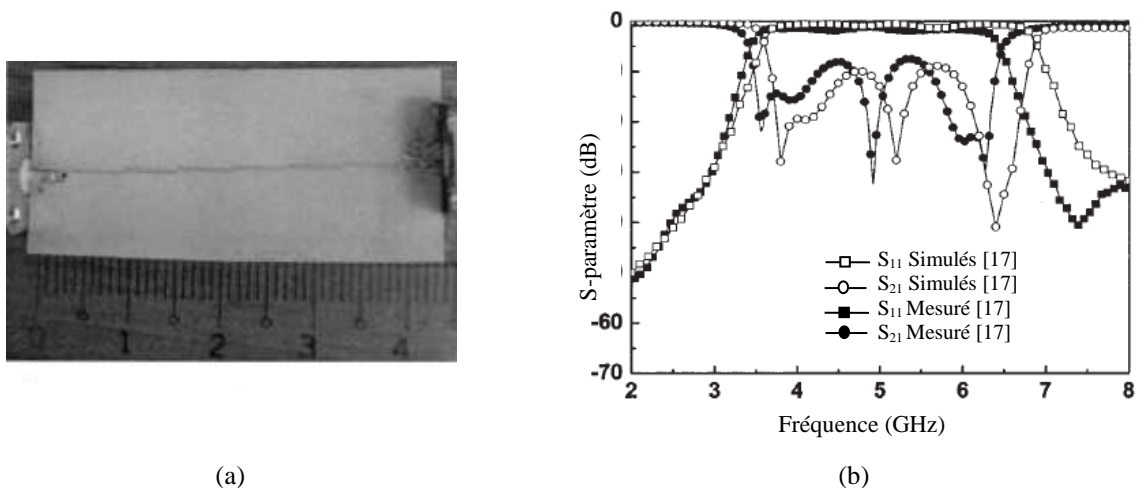


Figure 1. 7. (a) Fabrication du filtre à ligne couplée en parallèle à cinq sections (b) Résultats des simulations et des mesures [17]

1.7. La technologie Ultra Large Bande (ULB)

Les systèmes ULB (Ultra Large Bande) en anglais UWB (Ultra-Wide band) fonctionnent dans la bande [3.1-10.6] GHz en raison du gabarit spectral proposé par l'organisme de normalisation des Etat-Unis, puis par d'autre pays [18,19]. UWB est une technologie sans fil développée pour transférer des données à haut débit sur de très courtes distances, à très basse densité de puissance et dans un domaine d'intérêt immense, avec de nombreuses applications. La technique ultra large bande consiste à émettre des impulsions de très courte durée. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications [19].

1.7.1. Application de la technologie ULB

Des efforts de recherche considérables ont été déployés pour appliquer la technologie ultra large bande (UWB) aux secteurs militaire et public. Cette technologie largement utilisée dans les applications radar et de télédétection a récemment fait l'objet d'une grande attention, tant dans le monde universitaire que dans l'industrie, pour les applications de communications sans fil [20,21].

1.8. Les surfaces sélectives en fréquence (FSS)

La technologie des Surfaces Sélectives en Fréquences SSF, en anglais (Frequency Selective Surfaces, FSS) faisait partie du domaine militaire. Les FSS sont des surfaces périodiques constituées d'un arrangement périodique dans un plan d'éléments passifs électriquement conducteurs. Les FSSs sont un élément clé dans la conception de systèmes multifréquences.

Dans une FSS, les cellules répétées périodiquement sont identiques. En fonction du type d'élément utilisé, de ses dimensions géométriques, de la taille de la cellule élémentaire et du substrat, la FSS se comporte soit comme un filtre passe-bande, passe-haut, passe-bas ou coupe-bande [22].

Les performances de la FSS dépendent également de l'angle d'incidence et de la polarisation des ondes électromagnétiques incidentes. Les performances des FSSs sont généralement évaluées en faisant l'hypothèse d'une FSS de dimension infinie et périodique en utilisant les modes de Floquet [22, 23], le temps de calcul étant alors réduit quasiment à celui de la cellule élémentaire. Par ailleurs, le choix de structures périodiques impose des contraintes fortes sur les performances atteignables et suppose un fonctionnement similaire pour toutes les cellules quelle que soit leur position dans le réseau.

1.8.1. Classification des FSSs

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. Elles peuvent être conçues pour donner les quatre réponses spectrales standard ; c'est-à-dire: coupe-bande, passe-bande, passe haut et passe-bas. Par conséquent, les filtres de toute réponse spectrale souhaitable peuvent être créés. Un filtre approprié est choisi selon les critères de conception qui sont : le niveau d'atténuation, la fréquence de coupure, la bande passante et la sensibilité à l'angle d'incidence d'ondes électromagnétiques. Des exemples typiques des quatre types de filtres sont décrits ci-dessous [5,24].

- Si la surface est composée de motifs périodiques métalliques, dans ce cas il s'agit d'une FSS capacitive qui a un comportement de filtre coupe-bande (Motif métallique) figure 1.8.

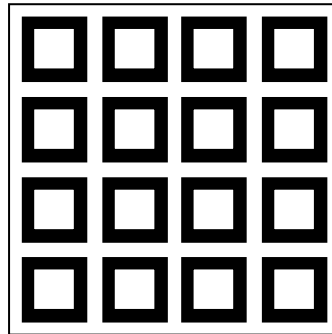


Figure 1. 8. FSS à motif métallique

- Si la surface est composée d'ouvertures périodiques dans un plan métallique, dans ce cas, il s'agit d'une FSS inductive qui a un comportement de filtre passe-bande (Motif diélectrique) figure 1.9.

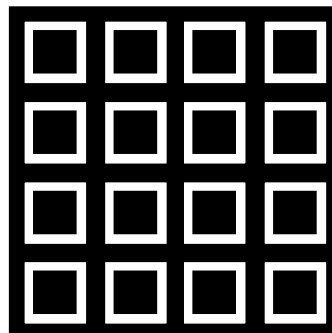


Figure 1. 9. FSS à motif diélectrique

Les deux cas peuvent être représentés par des périodicités d'éléments électroniques capacitifs ou inductifs, dont les valeurs dépendent de la géométrie de la FSS.

- Les FSS passe-haut peuvent être construites par perforation d'un plan conducteur avec des ouvertures ayant des formes quelconques (Figure 1.10).

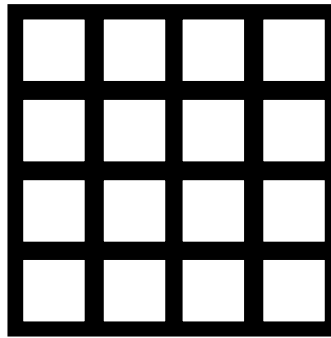


Figure 1. 10. FSS à plan conducteur avec des ouvertures

- Les FSS passe-bas : Un filtre passe bas peut être le complément de Babinet du filtre passe haut (figure 1.11).

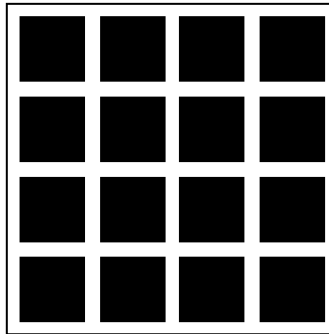


Figure 1. 11. FSS passe-bas

Les FSS sont utilisées en multicouches avec des diélectriques et/ou avec d'autres surfaces sélectives en fréquences. Ainsi, il est courant de trouver des dispositifs associant plusieurs FSS inductives ou capacitatives mais également le couplage des deux types. Ceci à l'avantage, entre autres, d'augmenter la sélectivité de la transmission [21].

1.8.2. Les différents motifs des structures FSS

La figure 1.12 montre les quatre types de base des FSSs. L'association de plusieurs motifs a pour avantage d'avoir une réponse particulière de la structure. Par exemple, la combinaison de deux ou trois anneaux métalliques permet d'avoir plusieurs résonances ainsi qu'une ou plusieurs bandes passantes, à l'intérieur de la résonance coupe-bande du motif anneau seul [24].

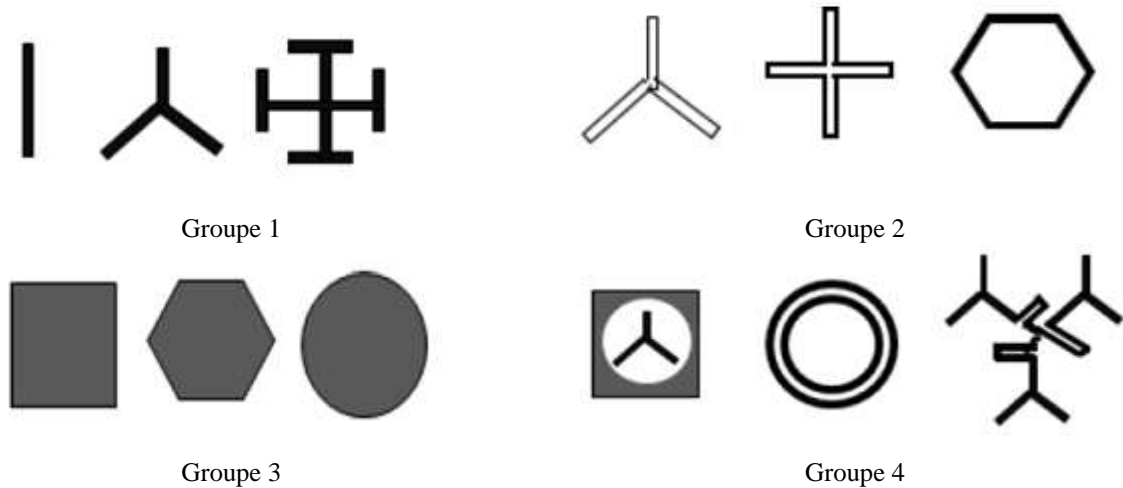


Figure 1. 12. Les quatre différents groupes de base des nouvelles FSS

1.8.3. Bande passante des structures FSS

La bande passante de l'élément est un bon point de départ lors de la conception d'une FSS à large bande. Pour augmenter la bande passante de la FSS, il est important d'essayer d'arranger les éléments plus proches les uns des autres. Cet objectif peut être atteint en choisissant des éléments qui permettent de minimiser la taille de la cellule.

La bande passante d'une FSS coupe-bande ou passe-bande peut aussi être élargie en mettant deux FSS en cascade. En choisissant la distance entre les deux surfaces soigneusement, cette technique permet d'aplatir et d'élargir la courbe du coefficient de réflexion (ou de transmission) dans la bande de fréquences de fonctionnement. En plus, dans ce cas, le coefficient de réflexion (ou de transmission) tombe brusquement aux limites de bande [22].

1.8.4. Applications des FSSs

Les Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS) sont un élément clé dans la conception de systèmes multifréquences, donc leur utilisation dans les systèmes de télécommunication est motivée par le caractère de plus en plus multi-bandes des applications et donc la possibilité de réduire le nombre d'antennes spatiales [24]. Initialement destinées au domaine militaire où elles sont utilisées dans les missiles et blindages électromagnétiques, les FSSs sont employées aussi comme réflecteurs, polariseurs ou dans des absorbeurs [25]. L'application des FSSs la plus connue est son emploi comme radôme comme illustré par la figure 1.13; elles se trouvent dans les radômes terrestres et intégrés dans les avions, Certains radômes utilisent également un couplage des deux types de FSS, capacitives et inductives [26].



Figure 1. 13. Radôme en forme de cône qui une fois soulevé montre le radar d'un Airbus A320 [27]

Les FSSs trouvent aussi une utilisation commerciale à l'échelle de la porte d'écran de fours à micro-ondes: la plaque métallique perforée reflète complètement l'énergie micro-ondes à 2,45 GHz tout en laissant passer la lumière, ce qui permet ainsi de voir les aliments dans le four [24]

1.8.5. Surfaces sélectives en fréquence commutables

Les surfaces sélectives en fréquence ont une performance de fréquence fixe qui limite la fonctionnalité de la structure. Il serait avantageux que la structure puisse fonctionner sur plusieurs fréquences sans remplacer le matériel. Cela peut être réalisé en ajoutant des éléments commutables à la FSS. La commutation offre des fonctionnalités supplémentaires aux structures 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. 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 se faire électriquement en ajoutant des éléments actifs des diodes PIN en états ON ou OFF aux FSSs; dans ce cas, elles peuvent être contrôlées de manière distante [25].

1.8.5.1. Diode PIN en états ON/ OFF

Les diodes PIN sont modélisées comme des circuits série RL pour l'état ON et une combinaison de circuits RLC série-parallèle pour l'état OFF. Le circuit équivalent de la diode PIN, est représenté à la figure 1.14 [28].

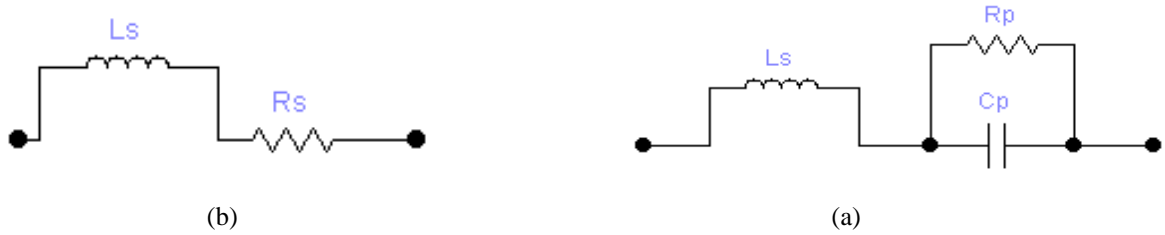


Figure 1. 14. Le circuit équivalent de la diode PIN (a) Diode ON (b) Diode OFF

1.8.5.2. Insertion des Diode PIN dans les structures FSS à motifs métalliques ou diélectriques

La figure 1.15 montre une cellule FSS active à base de ruban métallique avec une diode PIN insérée dans son centre. Dans le cas idéal, lorsque la diode est polarisée en direct, les rubans sont reliés par les diodes formant une série inductive de cellules élémentaires, les rubans sont connectés les uns aux autres et la diode agissent comme des court circuits [25,28,29,30].

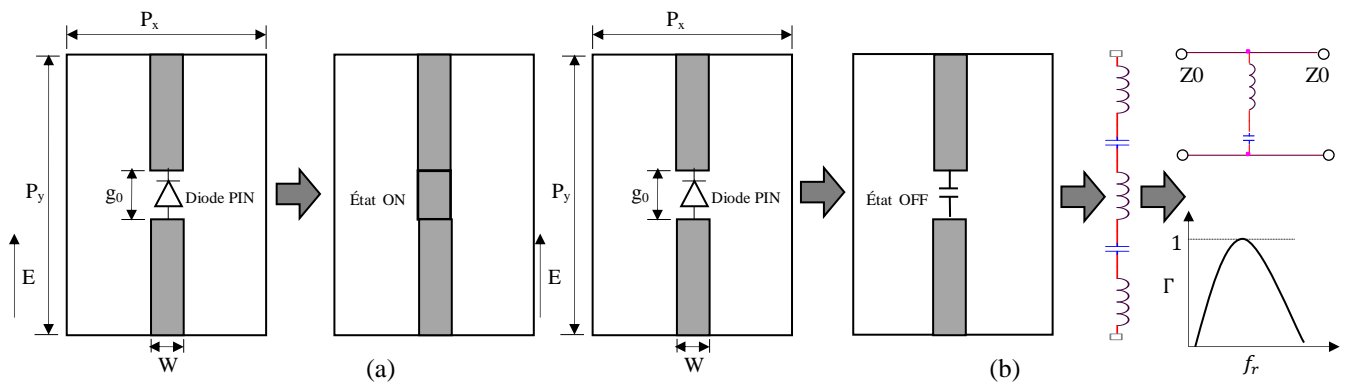


Figure 1. 15. Diode PIN dans des FSS à base de ruban métallique (a) état ON (b) état OFF [30]

La figure 1.16 représente une FSS à base de rubans diélectriques et son circuit équivalent.

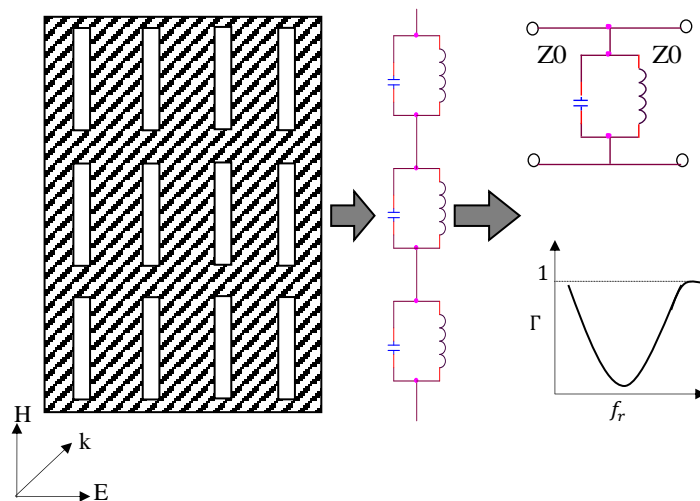


Figure 1. 16. Modèle de circuit équivalent d'une FSS à fente [30]

Des diodes PIN dans les deux états OFF et ON sont insérées au centre du ruban diélectriques. Les figures 1.17.a et 1.17.b représentent les circuits équivalents aux deux états OFF et ON respectivement.

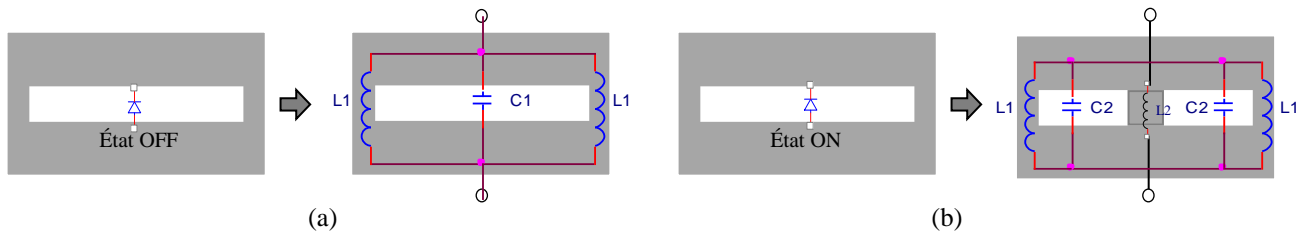


Figure 1. 17. Diode PIN dans une FSS à ruban diélectrique : (a) état OFF (b) état ON [30]

1.8.5.2.1. Exemple de validation d'une FSS à base d'un ruban métallique avec une diode

La figure 1.18 illustre un exemple d'une FSS à base d'un ruban métallique sans diode. Le coefficient de transmission (S_{21}) indique une fréquence de résonance à environ 6.6GHz pour un ruban d'une largeur de 1mm et une longueur de 15mm. Le filtre est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$ et d'épaisseur $h = 1$ mm.

L'outil de simulation électromagnétique utilisé est le logiciel HFSS™ (High Frequency Structure Simulator) d'ANSYS©. Ce logiciel de simulation 3D est répandu dans les milieux industriel et universitaire. Il permet la simulation à hautes fréquences des structures rayonnantes. HFSS™ utilise la méthode des éléments finis (FEM).

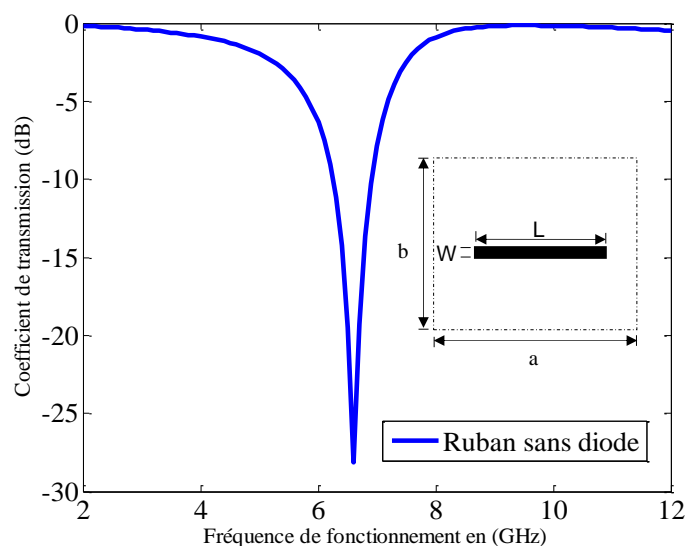


Figure 1. 18. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement d'une FSS à base d'un ruban métallique

La figure 1.19 illustre un exemple d'une FSS à base d'un ruban métallique avec une diode ON insérée au centre. En pratique, la diode à l'état ON est équivalente à une résistance $R = 5\Omega$ en série avec une inductance $L=0.5nH$ [28]. Les résultats obtenus par le logiciel HFSS indiquent que le filtre FSS à ruban métallique présente une fréquence de résonance à 6.3GHz.

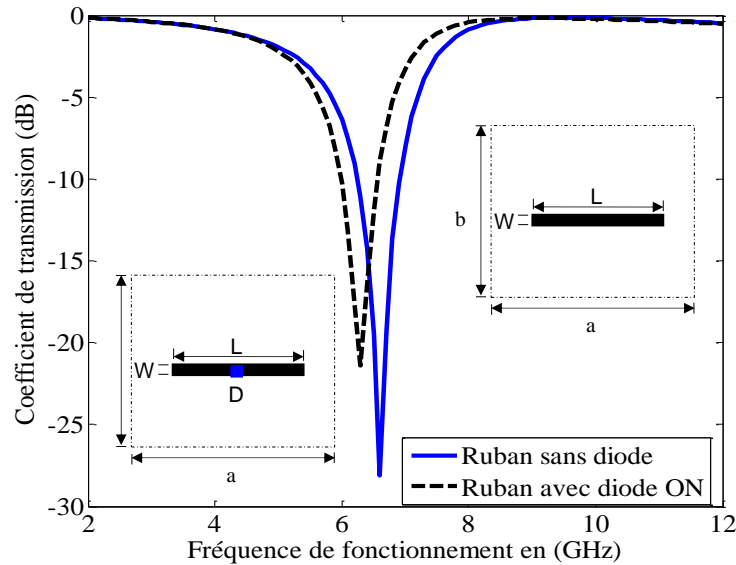


Figure 1. 19. Coefficient de transmission d'une FSS à base de ruban métallique avec diode à l'état ON

La figure 1.20 illustre l'exemple d'une FSS à ruban métallique avec une diode PIN OFF. En pratique, la diode à l'état OFF présente une inductance $L=0.45nH$ en série avec une résistance et un condensateur en parallèle avec $R = 1k\Omega$ et $C=0.02pF$ [28]. Le filtre FSS à ruban métallique présente une fréquence de résonance à 8.1GHz. Lorsque les diodes PIN sont désactivées. Le ruban sont déconnectés les uns des autres et la diode agissent comme un circuit ouvert. Cela conduit à décaler la résonance vers une fréquence plus élevée.

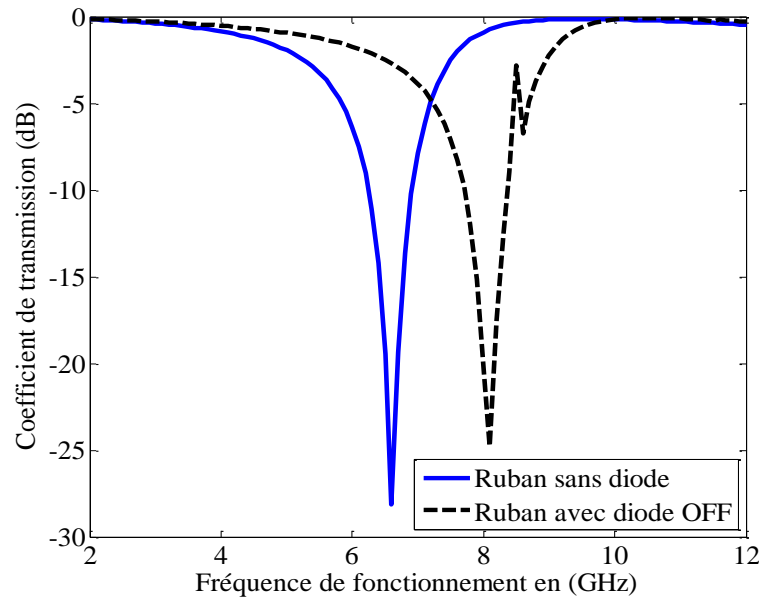


Figure 1. 20. Coefficient de transmission d'une FSS à base de ruban métallique avec diode à l'état OFF

1.8.6. Applications de surface sélectives en fréquence dans les antennes

1.8.6.1. Les antennes

Les antennes sont des dispositifs permettant de rayonner ou de capter les ondes électromagnétiques. L'antenne d'émission transforme le courant modulé d'excitation en ondes électromagnétiques capables de se déplacer dans l'atmosphère. Tandis que l'antenne de réception convertit les ondes électromagnétiques reçues en courant susceptible d'être traité par le récepteur [31].

1.8.6.2. Les caractéristiques des antennes

Une antenne se définit par les caractéristiques principales suivantes : impédance d'entrée, fréquence de fonctionnement et bande passante ; caractéristiques de rayonnement : directivité, gain, diagramme de rayonnement et polarisation [31].

Les pertes d'ondes de surface dans l'antenne patch réduisent la largeur de bande et le gain de l'antenne patch. Ce problème peut être résolu par l'utilisation d'une surface sélective en fréquence. Une FSS est utilisée comme surface réfléchissante partielle ou transparente dans de nombreuses conceptions d'antenne pour améliorer les performances de l'antenne sous de nombreux aspects, tels que le gain d'antenne et le diagramme de rayonnement [25,32,33].

L'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement est modélisée par la conception de la cellule unitaire des surfaces sélectives en fréquence commutées [25].

1.9. Conclusion

Dans ce premier chapitre les filtres microondes, les filtres de type SIR (Steped Impedance Resonator) et PCL (Parallel Coupled Line) ont été présentés. Ensuite les différents types de filtres compacts en technologie planaire qui existent dans la littérature ainsi que la technologie ULB ultra large bande et ses applications ont été exposé. Dans la dernière section, les filtres à surfaces sélectives en fréquence (FSS), ont été décrits, des structures FSS commutables avec des diodes PIN en états ON et OFF ont été présentées avec des exemples d'application validés par le logiciel HFSS. Enfin l'utilisation des FSSs et leurs avantages dans l'amélioration des caractéristiques des antennes a été abordée.

Références

- [1] Yuxiang. Tu, "Design, Modelling And Implementation Of Several Multi-Standard High Performance Single-Wideband And Multi-Wideband Microwave Planar Filters," Thèse De Doctorat, Engineering and Informatics, University of Bradford, 2016.
- [2] Seghier. Salima, "Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications," Thèse De Doctorat, En Télécommunications. Université de AbouBekrBelkaid-Tlemcen, 2013.
- [3] H. ISSA, "Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS – Application à la synthèse de filtre", Thèse de Doctorat de l'université de Joseph Fourier, Novembre 2009.
- [4] Stéphane. PINON, "Etude de la reconfigurabilité de circuits RF par des réseaux fluidiques. Conception et fabrication de microsystèmes intégrés sur substrat souple," Micro et Nanosystèmes, 10 Décembre 2012.
- [5] L. Thepaut, "Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence," Thèse de doctorat, En Electronique, Université De Bretagne Occidentale, 08.03.2017.
- [6] Sourabh. Bisht, Shweta.Saini, DrVed.Prakash, Bhaskar Nautiyal, "Study The Various Feeding Techniques of Microstrip Antenna Using Design and Simulation Using CST Microwave Studio," International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, Vol. 4, pp. 318-2September 2014.
- [7] D. Cui, Y. Liu, Y. Wu, S. Li, and C. Yu, "A Compact Bandstop Filter Based On Two Meandered Parallel-Coupled Lines," Progress In Electromagnetics Research, vol. 121, pp. 271-279, 2011.
- [8] Lahcen Yechou, Abdelwahed Tribak, Mohamed Kacim, Jamal Zbitou, and Angel Mediavilla Sanchez, "A Novel Wideband Bandpass Filter Using Coupled Lines and T-Shaped Transmission Lines with Wide Stopband on Low-Cost Substrate," Progress In Electromagnetics Research C, Vol.67, pp. 143–152, 2016.
- [9] Gyuje. Sung, "Compact Dual-Band Bandpass Filter Using U-Shaped Stepped-Impedance Resonators with ParallelCoupled Structures," Journal Of Electromagnetic Engineering And Science, Vol. 18, pp. 73-77, APR. 2018.
- [10] Hui-Hsiang Huang and Tzyy-Sheng Horng, "Design Of Compact Bandpass Filter With Controllable Multiple Transmission Zeros Using The Second-Order Inductive-Coupled Resonator," Microwave And Optical Technology Letters, Vol. 55, pp. 2155-2157, September 2013.
- [11] M. D. C. Velazquez-Ahumada, "Design Of A Band-Pass Filter Using Stepped Impedance Resonators With Floating Conductors," Progress In Electromagnetics Research, vol. 105, pp. 31-48, 2010.
- [12] Mohd Khairul Mohd Salleh, "Contribution à la Synthèse de Résonateurs Pseudo-Elliptiques en Anneau. Application au Filtrage Planaire Millimétrique", thèse DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 10 octobre 2008.
- [13] Ahmed Basti, "Développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences compacts et optimisés en pertes", thèse Doctorat De l'université De LIMOGES, 25 septembre 2014.
- [14] A. R. H. AlHawari, A. Ismail , M. F. A. Rasid , R. S. A. R. Abdullah, B. K. Esfeh& H. Adam, "Compact MicrostripBandpass Filter with Sharp Passband Skirts Using Square Spiral Resonators and Embedded- esonators," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 23, 675–683, 2009.
- [15] Salman Raju Talluri, "Design of Wide Band-Rejection Filter using All-Stop Parallel Coupled Line Canonical Form along with Transmission Line," International Journal of Advances in Microwave Technology (IJAMT), vol.3, pp.165-169, August 2018.
- [16] Ru-Yuan. Yang, Hung-Wei.Wu, and Der-Sun. Lee, "Ultra wideband filter using dumbbell etched stepped impedance resonator," International Journal of Electronics, Vol. 98, pp.1589–1595, 2011.
- [17] Chia-Chung Chen, Jen-Tsai Kuo, Meshon Jiang and Albert Chin, "Microstrip Filter In Broadband," Microwave And Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 2, February 2006.

- [18] Marie Devulder, "Etude et faisabilité d'un système Ultra Large Bande (ULB) en gamme millimétrique en technologie Silicium avancée, " Thèse De Doctorat, Microondes et Micro technologies, Université des sciences et technologies de Lille, 2008.
- [19] Anne-Laure Deleuze, "Contributions à l'étude des systèmes ultra large bande par impulsions, " Thèse De Doctorat, Electronique et Communications, École Nationale Supérieure des Télécommunications 30 Mar 2006.
- [20] Sana. Ullah, Murad Ali, Md. Asdaque Hussain, and Kyung Sup Kwak, "Applications of UWB Technology," Xiv:0911.1681v3 [cs.NI] 2 Apr 2015.
- [21] Weihua. Zhuang, Xuemin (Sherman) Shen and Qi Bi, "Ultra-wideband wireless communications," Wireless Communications And Mobile Computing, 2003;3:663–685, 2003.
- [22] El hani . Rachid, "Contributions Au Contrôle Du Faisceau D'antenne Réflecteur En Utilisant Les Surfaces Sélectives En Fréquences Et Les Réseaux Réflecteurs," Thèse De Doctorat , Département De Génie électrique, Université De Montreal, Mars 2014.
- [23] Wu, T. K., K. Woo, and S. W. Lee. "Multi-ring element FSS for multi-band applications," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest. IEEE, 1992.
- [24] Euloge Budet. Tchikaya, "Modélisation électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence finies uniformes et non-uniformes par la Technique de Changement d'Echelle (SCT), " Micro-onde, Electromagnétisme et Optoélectronique, 22 octobre 2010.
- [25] Suhair Mansoor Mahmood, "Antennes Reconfigurables en Diagramme de Rayonnement à base de Surfaces Sélectives de Fréquence, " Thèse du Doctorat, En Télécommunications, 2016.
- [26] Munk, Ben A, "Frequency Selective Surfaces Theory and Design," John Wiley and Sons, Inc., 2000
- [27] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Rad%C3%B4me>
- [28] Hüseyin Altun, Erdal Korkmaz, Bahattin Türetken, "Reconfigurable Fractal Tree Antenna for Multiband Applications," IEEE, 2011.
- [29] JIA-SHENG. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF –Microwave applications," K. Chang, Ed. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [30] Qi Luo, Steven Shichang Gao, Wei Liu, Chao Gu, "Low-cost Smart Antennas," 2019.
- [31] Trong Duc. Nguyen, "Conception d'antenne intelligente recon_gurable pour la radio cognitive," Optique et Radiofréquences, 7 août 2006.
- [32] Sagar. Shinde, Dr. Rajkumar, Prof. Yelalwar, "Frequency Selective Surface to Improve the Gain of the Patch Antenna," International Journal of Advances in Electrical and Electronics Engineering, Vol. 2, pp. 64-67.
- [33] Avneet. Kaur, Er. Garima Saini, "Review of Various Designs of Periodic Structures for Frequency Selective Surfaces," International Journal of Engineering Trends and Technology, Vol. 37, pp.246-250, July 2016.

Chapitre 2

**La méthode WCIP, principe,
théorie et applications**

Chapitre 2

La méthode WCIP, principe, théorie et applications

2.1. Introduction

De nos jours, plusieurs méthodes numériques ont été développées pour modéliser et étudier des circuits micro-ondes en technologie planaire, à savoir les méthodes intégrales et différentielles. Le choix de la méthode est basé sur le temps d'exécution rapide pour analyser et simuler la structure et pour sauver l'espace mémoire [1].

Face à la complexité des circuits, ces méthodes ont été réajustées pour la mise en œuvre d'une approche itérative en ondes transverses. Dans ce chapitre, l'étude détaillée de cette méthode appelée méthode itérative connue sous l'abréviation anglaise WCIP (Wave Concept Iterative Procedure) est présentée [2]. De nombreuses études ont été menées avec cette approche pour étudier des circuits planaires simples ou multicouches de forme arbitraires et comportant des éléments passifs et des circuits planaires intégrant des éléments actifs (diode, transistor)[3].

La méthode WCIP est relativement simple et facile pour la mise en œuvre, elle est caractérisée par sa rapidité d'exécution due essentiellement à l'absence de produit scalaire et d'inversion matriciel, en plus l'utilisation de la FMT (Fast Modal Transform) basée sur la FFT bidimensionnelle assure les alternances entre les deux domaines spatial et spectral [2].

2.2. Méthodes d'analyse

La diffraction des ondes électromagnétiques a fait l'objet de nombreuses études, dont découlent plusieurs méthodes numériques comme la méthode des moments, la méthode des éléments finies, la méthode des différences finies. Ces méthodes sont limitées dans leurs applications, elles nécessitent un espace mémoire assez important lorsque la structure à caractériser comporte beaucoup d'éléments. Chaque méthode a ses inconvénients et ses limites d'utilisation [1].

Dans ce travail la méthode itérative ou Wave Concept Itérative Procedure (WCIP) a été choisie pour caractériser les structures planaires. La WCIP offre plusieurs avantages par rapport aux autres méthodes full wave, en premier lieu elle est simple à appliquer, en raison de l'absence de fonctions de test, en deuxième lieu elle offre un important gain dans le temps de calcul essentiellement réalisé grâce à l'utilisation systématique de la transformée FMT basée sur la FFT2 bidimensionnelle. En plus, la méthode WCIP n'est pas limitée par la forme du patch ni par le nombre d'éléments métalliques composant le circuit planaire [1].

2.2.1. Méthode itérative WCIP

La méthode itérative WCIP (Wave Concept Iterative Procedure) est basée sur le concept d'onde transverse. Elle a été dévoilée à la communauté scientifique par Pr. H. Baudrand en 1995 lors d'une conférence internationale comme une méthode de résolution des problèmes de diffraction électromagnétique et l'analyse des circuits planaires. Le principe de cette méthode est de mettre en relation les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans les milieux autour des discontinuités en exprimant la réflexion dans le domaine modal et la diffraction dans le domaine spatial. La transition entre les deux domaines se fait à travers une Transformation Modale Rapide (FMT), respectivement, et sa transformation inverse FMT^{-1} . Le processus itératif est arrêté à une convergence des paramètres physiques observés [4]. L'approche itérative est connue par la manipulation des ondes incidentes et réfléchies.

Cette méthode permet d'offrir des hybridations avec d'autres méthodes numériques telle que la méthode des moments et la méthode TLM [5].

2.2.2. Formulation de la méthode Itérative

Dans la méthode WCIP, les coefficients de diffraction et de réflexion sont déterminés une seule fois et les ondes incidentes et réfléchies doivent être définies à chaque itération. Le circuit planaire est enfermé dans un boîtier de forme rectangulaire à parois métalliques, magnétiques ou périodiques.

Le concept d'ondes est introduit en exprimant les grandeurs électromagnétiques, champ électrique et densité du courant, au moyen des ondes incidentes et réfléchies à l'interface (Ω) pour les différents sous domaines, la densité de courant est nulle sur le diélectrique et le champ électrique E est nul sur le métal [4].

2.2.3. Présentation du processus itératif

L'interface Ω dans la figure 2.1 est considérée d'avoir une épaisseur négligeable sur lequel est imprimé le circuit, l'interface sépare deux milieux différents, chaque milieu est caractérisé par sa propre permittivité et sa propre perméabilité.

En excitant la structure par une onde plane A_0 , les ondes incidentes \vec{A}_i seront diffractées à l'interface Ω par les deux domaines diélectrique et métallique. Cette opération est résumée dans l'opérateur de diffraction \hat{S}_Ω . Ces ondes seront réfléchies par les impédances de fermeture résumées dans le coefficient de réflexion $\hat{\Gamma}$ pour donner naissance aux ondes incidentes de l'itération suivante après l'ajout de l'onde source. L'opérateur de réflexion est définie dans le domaine modal impliquant l'emploi de la transformée rapide en modes FMT/FMT⁻¹ pour assurer le passage du domaine spatial au domaine modal et vice-versa.

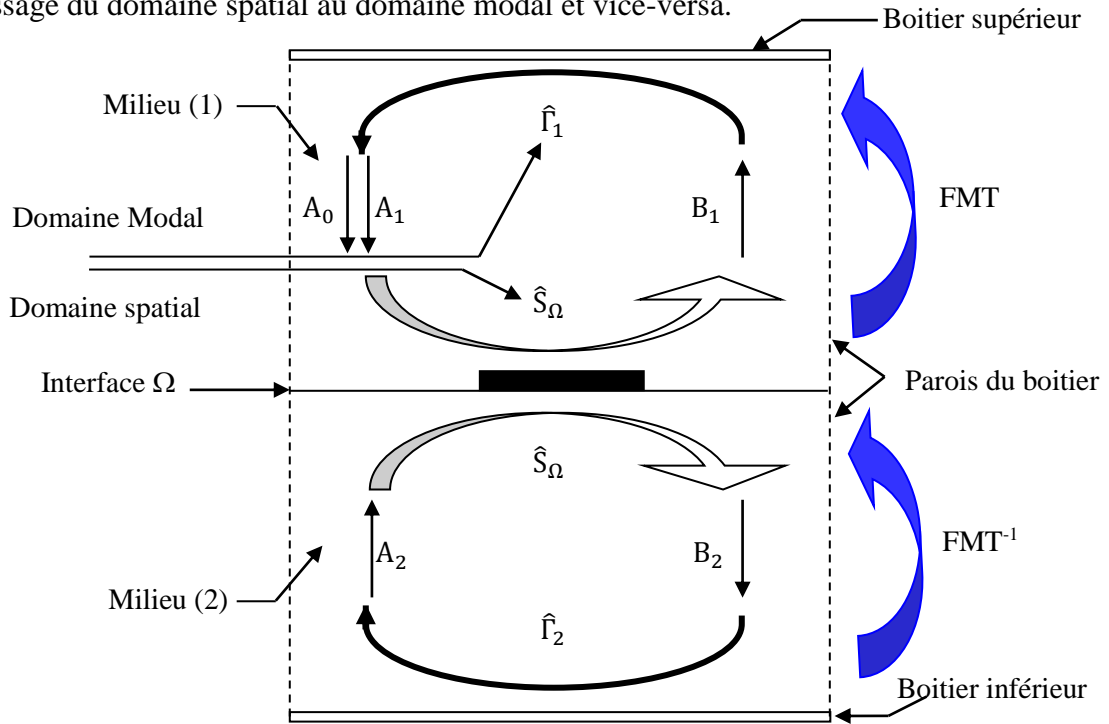


Figure 2. 1. Définition des ondes incidentes et réfléchies

Définition des ondes incidentes et réfléchies

Les ondes incidentes \vec{A}_i et les ondes réfléchies \vec{B}_i sont données en fonction des champs électriques et magnétiques transverses à l'interface en tant que [6][7][8]:

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{oi}}} \left(\vec{E}_{Ti} + Z_{oi} (\vec{H}_{Ti} \wedge \vec{n}) \right) \quad (2.1)$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_{Ti} - Z_{0i}(\vec{H}_{Ti} \wedge \vec{n})) \quad (2.2)$$

Z_{0i} désigne l'impédance d'onde du milieu i , (i est l'indice de milieu ($i=1, 2$)), et a pour expression $Z_{0i} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_i \varepsilon_0}}$. Cette valeur est calculée à partir du rapport $\frac{|\vec{E}_i|}{|\vec{H}_i|}$.

\vec{E}_T et \vec{H}_T désignent respectivement le champ magnétique et électrique tangentiels à l'interface Ω . Etant donné que la densité de courant de surface des deux supports à l'interface est donnée par [9] :

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

L'équation 2.1 peut alors s'écrire :

$$\begin{cases} \vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_{Ti} + Z_{0i}\vec{J}_{Ti}) \\ \vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_{Ti} - Z_{0i}\vec{J}_{Ti}) \end{cases} \quad (2.4)$$

Les champs électriques et magnétiques tangentiels peuvent être calculés comme [9] :

$$\begin{cases} \vec{E}_{Ti} = \sqrt{Z_{0i}}(\vec{A}_i + \vec{B}_i) \\ \vec{J}_{Ti} = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}}(\vec{A}_i - \vec{B}_i) \end{cases} \quad (2.5)$$

2.2.3.1. L'opérateur de diffraction et les conditions aux limites

L'opérateur de diffraction \hat{S} à l'interface Ω contenant le circuit, étant défini dans le domaine spatial est déterminé à partir de la géométrie de la cellule unité plane et des conditions aux limites de l'interface et il décrit les conditions aux limites à l'interface [10][11].

$$\vec{B}_i^{(k)} = \hat{S}_\Omega \vec{A}_i^{(k)} \quad (2.6)$$

Afin d'établir la relation entre l'onde incidente et réfléchi dans le domaine spatial, l'exemple de la figure 2. 3 est considéré. Le plan de discontinuité Ω comportant le circuit planaire est discrétisé en introduisant un maillage de pixels rectangulaires. La grille de discrétisation

supposée uniforme de taille $M \times N$. M et N sont le nombre de pixels dans les directions (Ox) et (Oy), respectivement. Un pixel prend la forme d'un rectangle, généralement de dimension $(\Delta x, \Delta y)$, avec $(\Delta x = a/M)$ et $(\Delta y = b/N)$ où a et b représentent les dimensions du boîtier enfermant le circuit planaire dans la direction x et y respectivement [1][2]. Deux opérateurs relatifs aux trois domaines (métal, diélectrique, source) sont définis.

Pour bien décrire le circuit dans le domaine spatial, les fonctions indicatrices des domaine sont des échelons d'Heaviside, H_m, H_d sachant que :

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

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

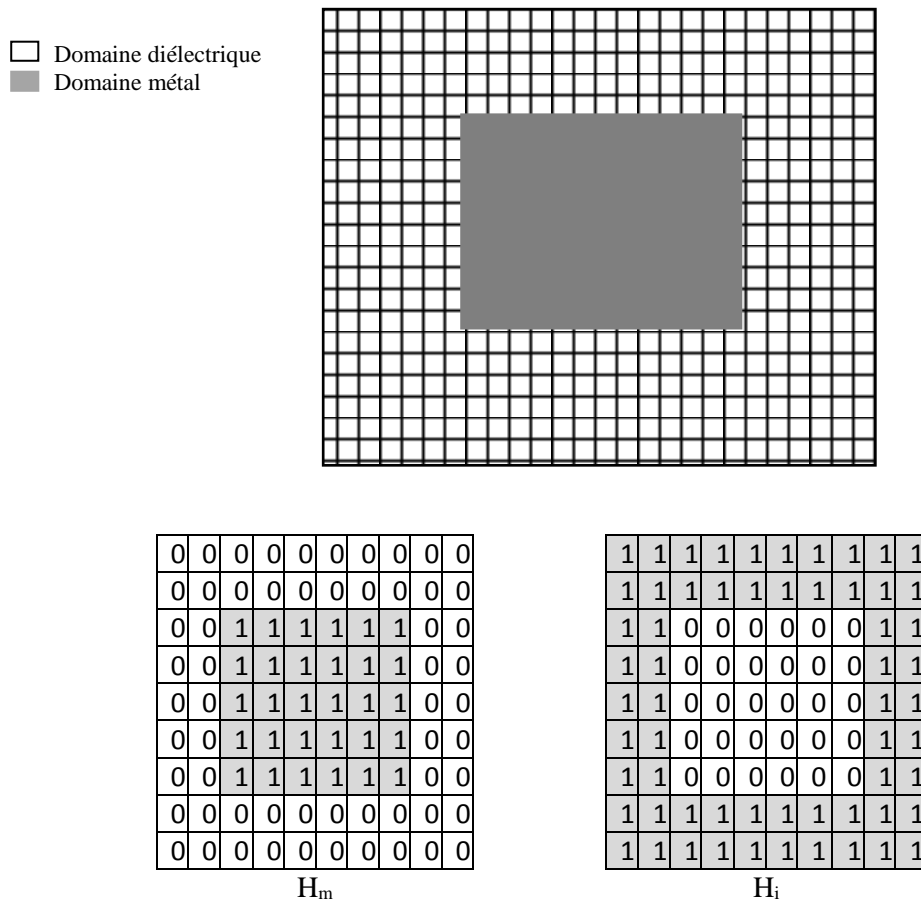


Figure 2. 2. Exemple de discrétisation de l'interface Ω dans FSS

2.2.3.2. L'opérateur de diffraction du domaine métallique \widehat{S}_M

Le domaine métallique est constitué d'une couche métallique mince supposée idéale, sans perte et de conductivité infinie. Il représente les éléments passifs du circuit. Le champ électrique tangentiel de part et d'autre de l'interface est nul sur le métal, ce qui s'exprime par [12] :

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

En remplaçant (2.4) dans (2.9) on obtient :

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

Ce qui permet d'en déduire que :

$$\begin{cases} \vec{B}_1 = -\vec{A}_1 \\ \vec{B}_2 = -\vec{A}_2 \end{cases} \quad (2.11)$$

L'équation (2.11) peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

L'opérateur de diffraction \widehat{S}_M du domaine métallique est donné en termes de la fonction indicatrice du domaine métallique H_M par :

$$[\widehat{S}_M] = \begin{bmatrix} -H_M & 0 \\ 0 & -H_M \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Les deux relations précédentes peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel de L'opérateur de diffraction du domaine métallique comme:

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_M & 0 \\ 0 & -H_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

2.2.3.3. L'opérateur de diffraction du domaine diélectrique \widehat{S}_d

Dans ce domaine, les conditions aux limites des champs électromagnétiques transverses sur le domaine diélectrique imposent l'annulation du courant et la continuité du champ électrique et L'égalité de chaque côté de l'interface.

$$\begin{cases} \vec{J}_{T \text{ tot}} = \vec{J}_{T1} + \vec{J}_{T2} = \vec{0} \\ \vec{E}_{T1} = \vec{E}_{T2} \end{cases} \quad (2.15)$$

En termes d'ondes, les équations du système (2.15) deviennent :

$$\begin{cases} \sqrt{Z_{01}}(A_1 + B_1) = \sqrt{Z_{02}}(A_2 + B_2) \\ \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(A_1 - B_1) = -\frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(A_2 - B_2) \end{cases} \quad (2.16)$$

Le domaine diélectrique sous forme matricielle est donné par :

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

$$\text{avec : } N = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}$$

L'opérateur de diffraction du domaine diélectrique \hat{S}_d est donné par :

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

2.2.3.4. Opérateur de diffraction à l'interface \hat{S}_Ω

L'opérateur de diffraction total décrivant l'interface Ω correspond à la somme des opérateurs de diffraction des sous domaines caractérisant l'interface.

Dans le cas où l'interface de la structure planaire est composée des deux domaines diélectrique et métal, l'opérateur de diffraction sera alors égale à la somme des deux opérateurs de diffractions de ces deux domaines \hat{S}_M et \hat{S}_d :

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

2.2.3.5. Opérateur de réflexion $\hat{\Gamma}$

Une fois que les ondes diffractées apparaissent, elles seront réfléchies par les modes d'impédance de fermeture au niveau des discontinuités supérieure et inférieure du support constituées du substrat et de l'air et représentant les parois de fermeture du guide d'ondes périodique rectangulaire hypothétique contenant la cellule unitaire FSS. Les ondes incidentes $\vec{A}_i^{(k+1)}$ de la $(k+1)^{\text{eme}}$ itération sont calculées par [13]:

$$\vec{A}_i^{(k+1)} = \hat{\Gamma}_i B_i^{(k)} + \vec{A}_0 \quad (2.20)$$

A chaque demi-espace de part et d'autre du plan Ω , la relation suivante est donnée [3]:

$$J_i = \hat{Y}_i E_i \quad (2.21)$$

\hat{Y}_i : Opérateur admittance associé au demi-espace entourant le plan d'interface Ω et désigné au milieu i .

En combinant l'équation (2.5) avec l'équation de relation de fermeture (2.21) [3]:

$$\begin{cases} \frac{A_i}{\sqrt{Z_{0i}}} - \frac{B_i}{\sqrt{Z_{0i}}} = Y\sqrt{Z_{0i}}(B_i + A_i) \\ A_i \left(\frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} - Y\sqrt{Z_{0i}} \right) = B_i \left(Y\sqrt{Z_{0i}} + \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} \right) \end{cases} \quad (2.22)$$

La relation entre les ondes incidentes et réfléchies est déduite par l'équation suivante :

$$B_i = \frac{1 - Z_{0i}Y}{1 + Z_{0i}Y} A_i \quad (2.23)$$

Le coefficient de réflexion dans le domaine modal est donné par [2][12]:

$$\Gamma_{mn}^\alpha = \frac{1 - Z_{0i}Y_{mn}^\alpha}{1 + Z_{0i}Y_{mn}^\alpha} \quad (2.24)$$

Avec

$$Y_{mn}^{TE} = \frac{Y_{mn}^{(i)}}{j\omega\varepsilon_0\mu_0}, Y_{mn}^{TM} = \frac{j\omega\varepsilon_0\mu_0}{Y_{mn}^{(i)}} \quad (2.25)$$

$\alpha = TE, TM$

- Si le boîtier est terminé par un mur métallique équivalent à un court-circuit l'admittance est donnée par [1,12] :

$$Y_{mn}^{\alpha cc} = \hat{Y}_{mn}^{\alpha} \coth(\gamma_{mn}^{(i)} h_i) \quad (2.26)$$

- Dans le cas où il n'existe aucun mur métallique (circuit ouvert) l'admittance vue par chaque mode est donnée par [1,12]:

$$Y_{mn}^{\alpha co} = \hat{Y}_{mn}^{\alpha} \tanh(\gamma_{mn}^{(i)} h_i) \quad (2.27)$$

La constante de propagation est donnée par :

$$\gamma_{mn}^{(i)} = \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2 - k_0^2 \epsilon_{ri}} \quad (2.28)$$

k_0 étant le nombre d'ondes dans le vide à la fréquence de travail et $\gamma_{mn}^{(i)}$ la constante de propagation dans le milieu i .

m, n : désignant l'indice relatif aux modes ;

a : Correspondant à la dimension du boîtier en fermant le circuit suivant l'axe (ox) ;

b : Correspondant à la dimension du boîtier en fermant le circuit suivant l'axe (oy) ;

μ_0 : Permittivité magnétique du vide ;

ϵ_0 : Permittivité électrique du vide ;

ϵ_{ri} : Permittivité relative du milieu i ;

ω : Pulsation angulaire égale à $2\pi \cdot f$.

La relation entre les ondes dans le domaine modal sera :

$$\begin{pmatrix} A_i^{\text{TE}} \\ A_i^{\text{TM}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_i^{\text{TE}} & 0 \\ 0 & \Gamma_i^{\text{TM}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_i^{\text{TE}} \\ B_i^{\text{TM}} \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$i=1,2$ est l'indice du milieu. TE et TM désignent les modes TE (Transverse Electric) et les modes TM (Transverse Magnetic).

2.2.3.6. Transformée rapide en modes (FMT)

Les deux relations qui lient les ondes entrantes et sortantes ont été définies par (2.6) et (2.20). Ces deux relations ne sont pas définies dans le même espace puisque l'opérateur de réflexion n'est pas encore connu dans le domaine spatial et il reste uniquement connu dans le domaine

modal. Le passage d'un domaine à l'autre doit se faire rapidement d'où l'utilisation d'une transformée de Fourier en mode rapide FMT et de son inverse $(FMT)^{-1}$ [14,15,16].

L'utilisation de la FMT dans la méthode itérative permet un temps de calcul faible puisque elle est basée sur la FFT bidimensionnelle intégrée dans la plus part des logiciel de calcul.

La transformé en mode (FMT), et la transformé en mode inverse FMT^{-1} , permettent respectivement le passage du domaine spatial au domaine modale, et du domaine modal au domaine spatial comme le résume les équations (2.30) et (2.31).

$$B_{\text{Modal}} = FMT (B_{\text{Spatial}}) \quad (2.30)$$

$$A_{\text{Spatial}} = FMT^{-1}(A_{\text{Modal}}) \quad (2.31)$$

Avec

$$FMT = FFT2(B_{\text{Spatial}}) (T) \text{ et } FMT^{-1} = IFFT2 (T^{-1}A_{\text{Modal}})$$

T et T^{-1} sont l'opérateur de transition dans le domaine spectral et l'opérateur de transition inverse dans le domaine modal respectivement [12,16,17].

$$T = \begin{pmatrix} K_{ymn} & -K_{xmn} \\ K_{xmn} & K_{ymn} \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} K_{ymn} & K_{xmn} \\ -K_{xmn} & K_{ymn} \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

$$FMT \left(\begin{pmatrix} |E_x(x,y)| \\ |E_y(x,y)| \end{pmatrix} \right) = \begin{pmatrix} |B_{mn}^{TE}| \\ |B_{mn}^{TM}| \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_{ymn} & -K_{xmn} \\ K_{xmn} & K_{ymn} \end{pmatrix} FFT2 \left(\begin{pmatrix} |E_x(x,y)| \\ |E_y(x,y)| \end{pmatrix} \right) \quad (2.34)$$

$$FMT^{-1} \left(\begin{pmatrix} |B_{mn}^{TE}| \\ |B_{mn}^{TM}| \end{pmatrix} \right) = \begin{pmatrix} |E_x(x,y)| \\ |E_y(x,y)| \end{pmatrix} = FMT2^{-1} \left(\begin{pmatrix} |K_{ymn} & K_{xmn}| \\ |-K_{xmn} & K_{ymn}| \end{pmatrix} \begin{pmatrix} |B_{mn}^{TE}| \\ |B_{mn}^{TM}| \end{pmatrix} \right) \quad (2.35)$$

Et $K_{xmn}K_{ymn}$ deux équations

$$K_{xmn} = \frac{m}{a} K_{mn} \quad (2.36)$$

$$K_{ymn} = \frac{n}{a} K_{mn} \quad (2.37)$$

Avec

$$K_{mn} = \frac{1}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}} \quad (2.38)$$

2.2.3.7. Exécution du processus itératif

Pour clarifier l'emploi de la méthode itérative, le processus itératif est exécuté itération par itération. A l'initialisation, une structure de filtrage FSS (Frequency Selective Surfaces) est éclairée par une onde plane A_0 polarisée suivant la direction (ox).

Cette onde A_0 se diffracte sur l'interface, en donnant naissance aux deux ondes diffractées \vec{B}_1 et \vec{B}_2 issues des deux côtés de l'interface. Les ondes diffractées \vec{B}_i sont à leurs tours réfléchies des murs de fermeture de la structure enfermer dans le boîtier à murs périodiques. En leurs ajoutant la source, les ondes incidentes dans le cas de la deuxième itération sont prêtes [18]. Les équations (2.39-2.44) résument le processus itératif lors de la première itération, deuxième itération et la $k^{\text{ième}}$ itération. Le processus itératif est résumé par l'algorithme donné dans la figure 2.3 [19].

A la 1^{ère} itération

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{bmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{bmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Avec $\vec{A}_1^{(0)} = \vec{A}_0$

$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{bmatrix} = \hat{\Gamma} \begin{bmatrix} \vec{B}_1^{(1)} \\ \vec{B}_2^{(1)} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

A la 2^{ème} itération

$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(1)} \\ \vec{A}_2^{(1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{A}_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1^{(2)} \\ \vec{B}_2^{(2)} \end{bmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{bmatrix} \vec{A}_1^{(2)} \\ \vec{A}_2^{(2)} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

A la $k^{\text{ième}}$ itération

$$\begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(k)} \\ \vec{B}_2^{(k)} \end{vmatrix} = \hat{S}_\Omega \begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(k)} \\ \vec{A}_2^{(k)} \end{vmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{vmatrix} \vec{A}_1^{(k+1)} \\ \vec{A}_2^{(k+1)} \end{vmatrix} = \hat{\Gamma} \begin{vmatrix} \vec{B}_1^{(k)} \\ \vec{B}_2^{(k)} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \vec{A}_0 \\ \mathbf{0} \end{vmatrix} \quad (2.44)$$

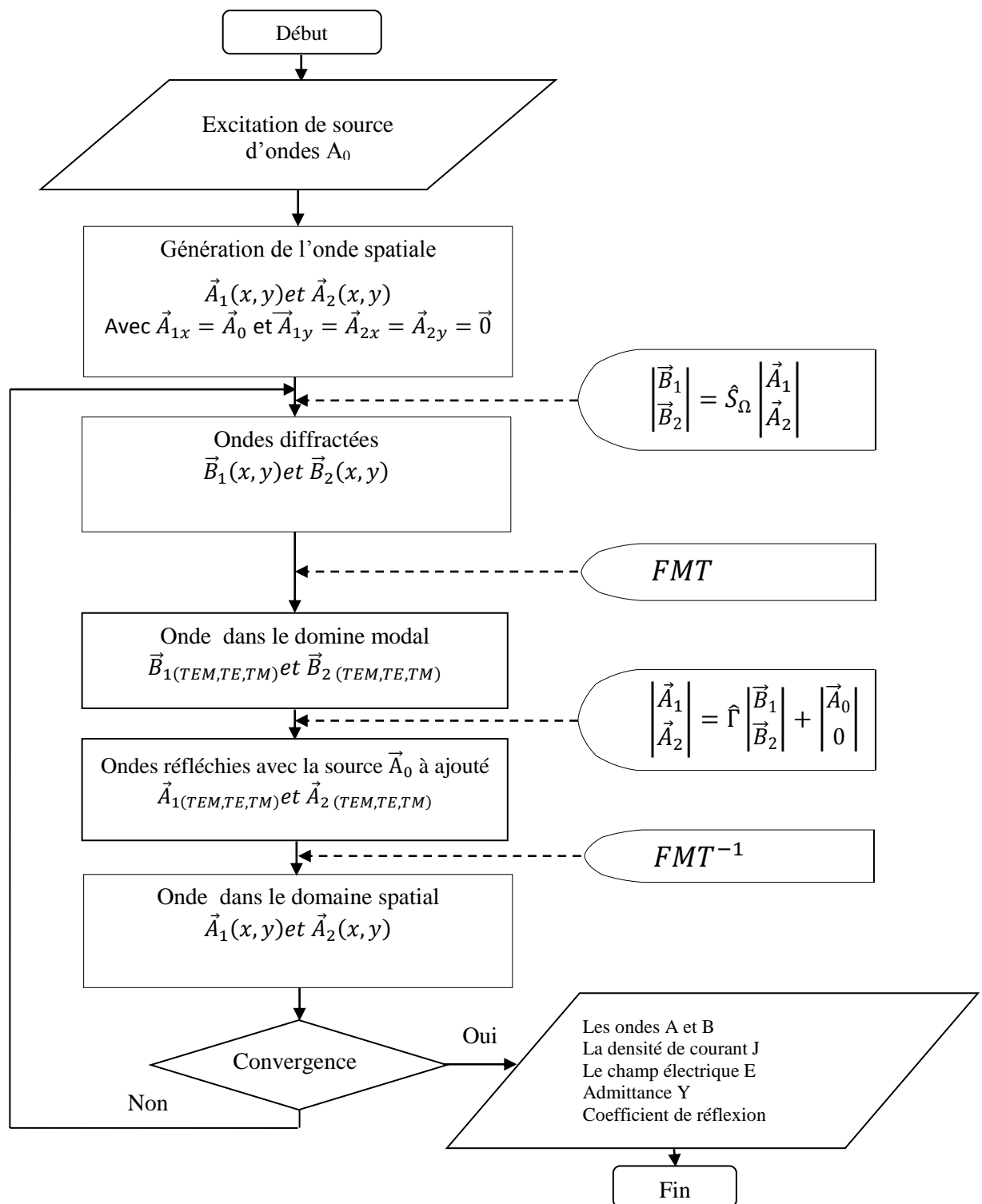


Figure 2. 3. Organigramme du processus itératif

2.2.3.8. Structure planaire multicouches

Dans la méthode itérative une structure planaire multicouches peut être réduite en une structure à deux milieux [1,3,12]. La figure 2.4 représente le circuit électrique équivalent à la structure planaire multicouches.

Avec: Q_1, Q_2, \dots, Q_{N-1} sont les quadripôles de longueur h_2, h_3, \dots, h_{N+1} et de constante de propagation $\gamma_{mn}^2, \gamma_{mn}^3, \dots, \gamma_{mn}^{N+1}$ respectivement.

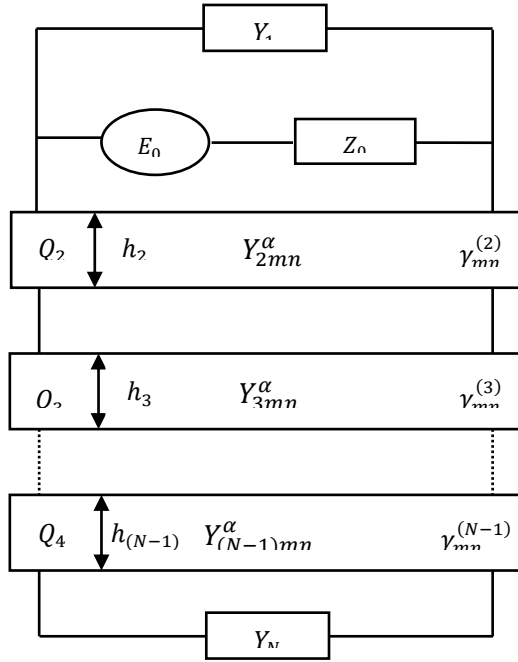


Figure 2. 4. Schéma équivalent d'une structure planaire multicouches

En ramenant l'admittance de la couche N du mode TE_{mn} ou TM_{mn} au niveau de l'interface Ω [1,3,12].

A la $N^{\text{ème}}$ couche l'admittance modale est donnée par les équations (2.45) et (2.46), terminée par un court-circuit ou un circuit ouvert, respectivement.

L'admittance modale vue à l'interface entre la couche N-1 et la couche N-2 est [3,12] :

$$Y_{\text{imn}(N-1)}^{\alpha} = \hat{Y}_{\text{imn}(N-1)}^{\alpha} \left(\frac{Y_{\text{imn}(N)}^{\alpha} + \hat{Y}_{\text{imn}(N-1)}^{\alpha} \tanh(\gamma_{mn}^{(N-1)} h_{(N-1)})}{\hat{Y}_{\text{imn}(N-1)}^{\alpha} + Y_{\text{imn}(N)}^{\alpha} \tanh(\gamma_{mn}^{(N-1)} h_{(N-1)})} \right) \quad (2.45)$$

À partir de l'équation (2.39) l'admittance modale au niveau de l'interface est donnée de la même façon comme :

$$Y_{\text{imn}(2)}^{\alpha} = \hat{Y}_{\text{imn}(2)}^{\alpha} \left(\frac{Y_{\text{imn}(3)}^{\alpha} + \hat{Y}_{\text{imn}(2)}^{\alpha} \tanh(\gamma_{mn}^{(2)} h_{(2)})}{\hat{Y}_{\text{imn}(2)}^{\alpha} + Y_{\text{imn}(3)}^{\alpha} \tanh(\gamma_{mn}^{(2)} h_{(2)})} \right) \quad (2.46)$$

2.2.4. Caractérisation des éléments localisés

Dans le domaine des éléments localisés, les conditions aux limites à vérifier sont données par [2,12] :

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_2 = Z_s(\vec{J}_1 + \vec{J}_2) \tag{2.47}$$

Où Z_s est l'impédance de surface liée à l'impédance des éléments localisés Z_L via [2.10] :

$$Z_s = \frac{W_s}{L_s} = Z_L \tag{2.48}$$

$\frac{W_s}{L_s}$ est le facteur de forme de l'élément localisé et Z_L est l'impédance de son circuit équivalent.

W et L sont respectivement la largeur et la longueur du domaine équivalent de l'élément localisé

Le domaine des éléments localisés peut être déterminé en utilisant les échelons d'Heaviside comme (2.49) :

$$\begin{cases} H_z = 1 \text{ sur le diélectrique} \\ H_z = 0 \text{ ailleurs} \end{cases} \tag{2.49}$$

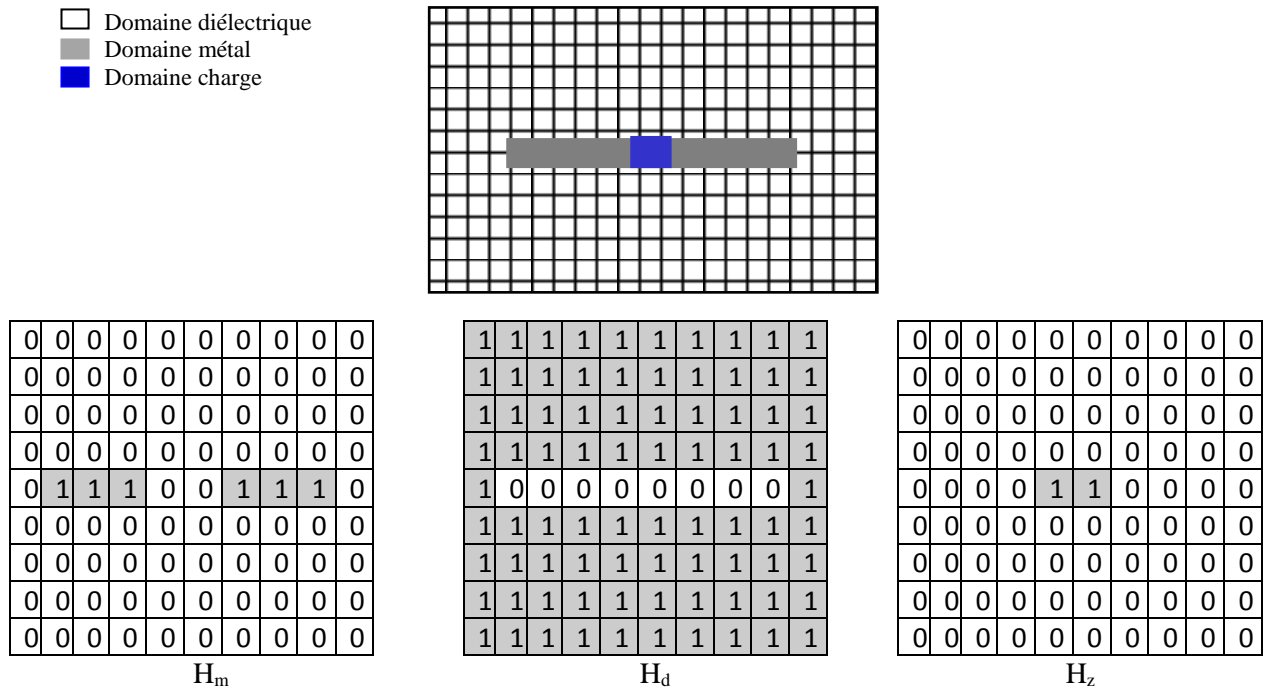


Figure 2. 5. Exemple de discrétisation des éléments localisés dans l'interface Ω

L'utilisation de (2.47) en conjonction avec (2.5) entraîne [18] :

$$\begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Z_{01}Z_{02} - Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} & \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} \\ \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} & \frac{-Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s - Z_{02}Z_s}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

L'opérateur de diffraction sur le domaine des éléments localisés est [2.10] :

$$[\hat{S}_z] = \begin{bmatrix} \frac{-Z_{01}Z_{02} - Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_z & \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_z \\ \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_z & \frac{-Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s - Z_{02}Z_s}{Z_{01}Z_{02} + Z_{01}Z_s + Z_{02}Z_s} H_z \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$[\hat{S}_z] = \begin{bmatrix} S_{z11}H_z & S_{z12}H_z \\ S_{z21}H_z & S_{z22}H_z \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Lorsque de nombreux éléments localisés d'impédances Z_s différentes sont utilisés, chacun aura son propre opérateur de diffraction défini sur son sous-domaine. L'opérateur de diffraction du domaine des éléments localisés sera [13]

$$[\hat{S}_z] = \sum_i [\hat{S}_{zi}] \quad (2.53)$$

2.2.4.1. Opérateur de diffraction à l'interface \hat{S}_Ω

Dans le cas où l'interface Ω est composée des trois domaines : diélectrique, métal et diode, l'opérateur de diffraction de toute l'interface est donné par la somme des trois opérateurs de diffraction correspondants \hat{S}_M, \hat{S}_d et \hat{S}_z :

$$[\hat{S}_\Omega] = \begin{bmatrix} -H_m + \frac{1 - N^2}{1 + N^2} H_d + S_{z11} & H_z \frac{2N}{1 + N^2} H_d + S_{z12} H_z \\ H_m + \frac{2N}{1 + N^2} H_d + S_{z21} H_z & -H_m - \frac{1 - N^2}{1 + N^2} H_d + S_{z22} H_z \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

2.2.5. Caractérisation des antennes micro rubans

Pour appliquer la méthode WCIP au antenne, la même théorie présentée pour les FSS est adoptée mais avec une modification sur l'excitation qui sera dans le cas des antennes une source d'excitation. Les deux équations résumant la méthode WCIP appliquée aux antennes sont données par :

$$\vec{B}_1 = S_\Omega \vec{A}_1 + \vec{B}_0 \quad (2.55)$$

$$\vec{B}_2 = S_\Omega \vec{A}_2 \tag{2.56}$$

Le principe du calcul itératif des ondes calcule l'évolution des ondes incidentes, réfléchies et transmises au sein de la structure en boîte métallique, comme illustré à la figure 2.6.

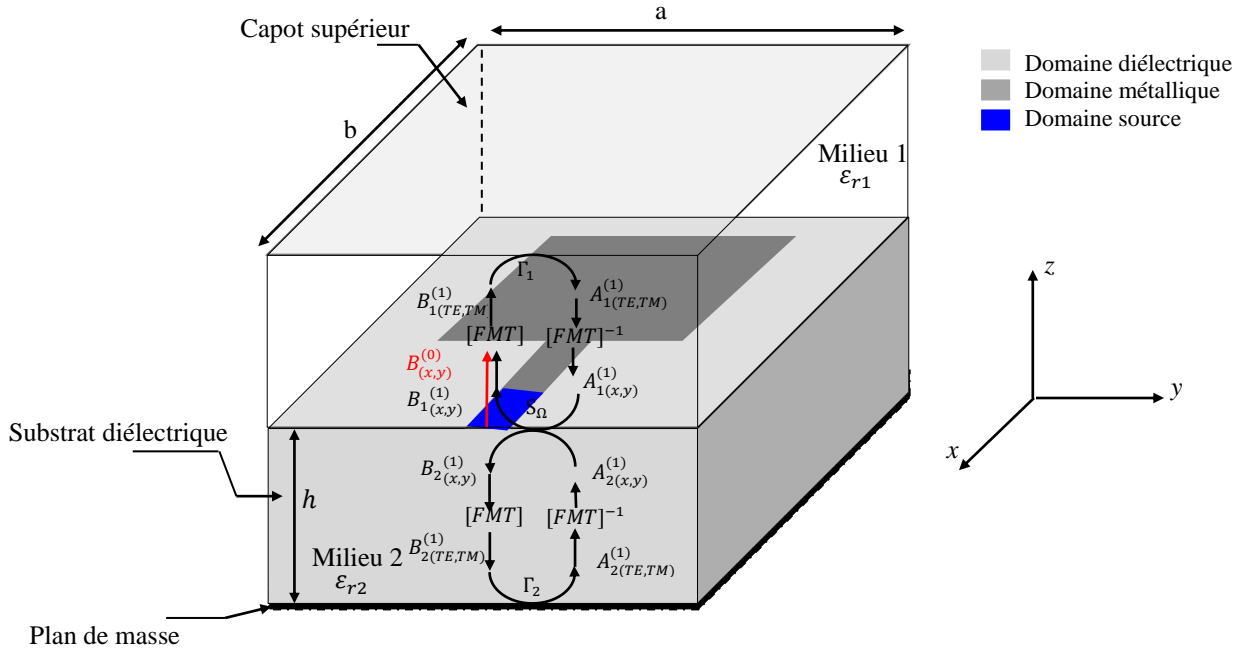


Figure 2. 6. Principe du processus itératif dans les antennes microruban

2.2.5.1. Domaine de la source \hat{S}_s

Il est constitué de tous les éléments actifs intégrés dans le circuit passif planaire. Le sous domaine source peut être une source ou tout élément placé au bord, à côté du boîtier, à condition qu'il engendre de l'énergie afin d'exciter le circuit. Il est limité par deux murs magnétiques parallèles et deux murs électriques parallèles.

Dans la méthode WCIP trois types de sources peuvent être considérés : la source d'excitation bilatérale, la source d'excitation unilatérale inférieure, et l'excitation unilatérale supérieure. Sa fonction indicatrice est H_s comme représenté dans la figure 2.7.

Pour l'antenne microruban le domaine de la source peut être déterminé en utilisant les échelons d'Heaviside comme (2.57) :

$$\begin{cases} H_s = 1 \text{ sur la source} \\ H_s = 0 \text{ ailleurs} \end{cases} \tag{2.57}$$

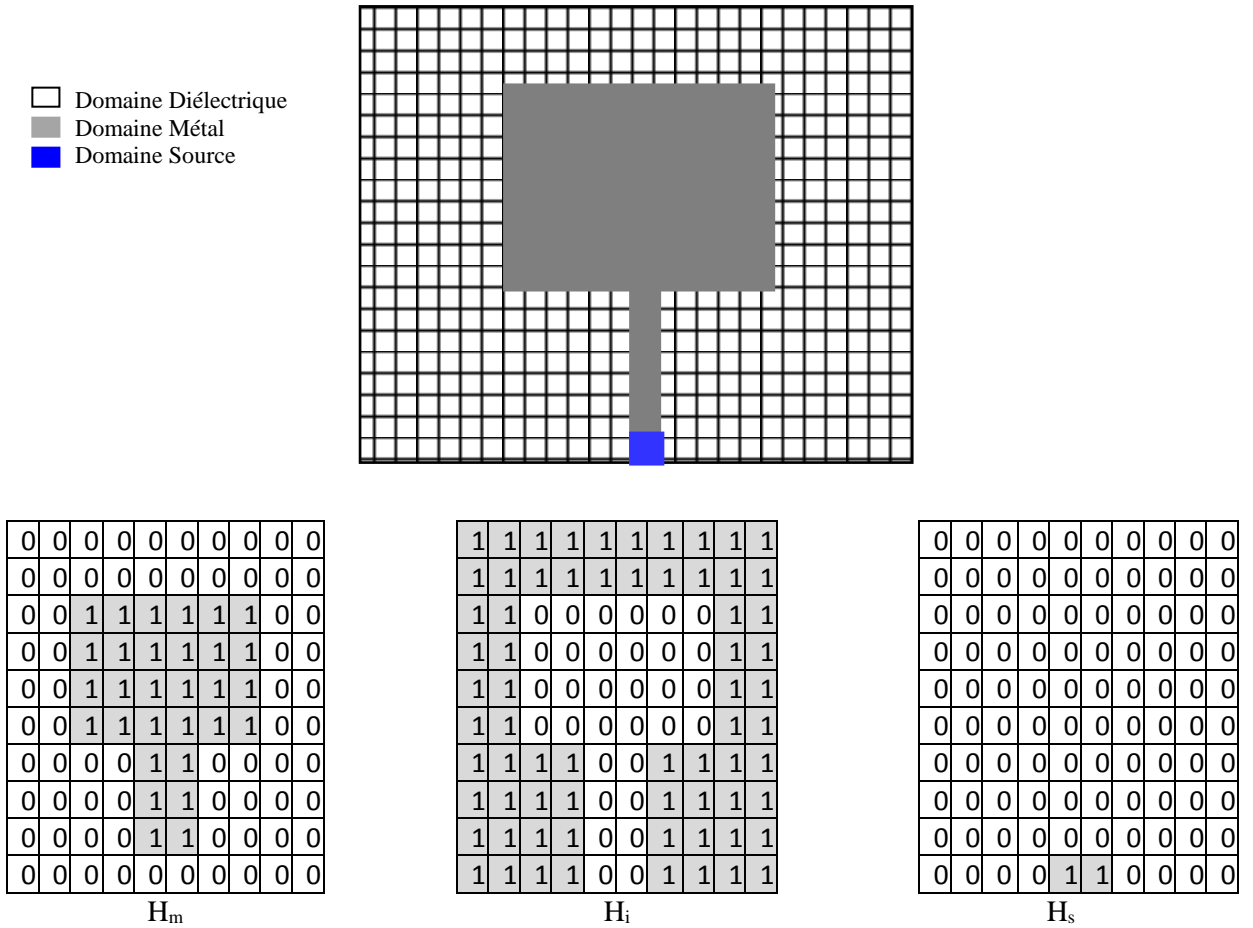


Figure 2. 7. Exemple de discrétisation de l'interface Ω dans des antenne microruban

a. Cas d'une Source d'excitation unilatérale dans le milieu supérieur

Une source planaire peut générer des ondes dans un seul milieu, c'est une source unilatérale et dans le cas d'une source unilatérale supérieure, la face de la source qui ne produit pas des ondes sera métallisée. Le circuit équivalent à une source générant des ondes dans le premier milieu est illustré dans la figure 2.8.

En appliquant les conditions aux limites sur le schéma équivalent :

- *Dans le milieu supérieur*

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_0 - Z_{01}(\vec{J}_1 + \vec{J}_2) \tag{2.58}$$

- *Dans le milieu inférieur*

$$\vec{E}_2 = \vec{0} = \sqrt{Z_{02}}(A_2 + B_2) \tag{2.59}$$

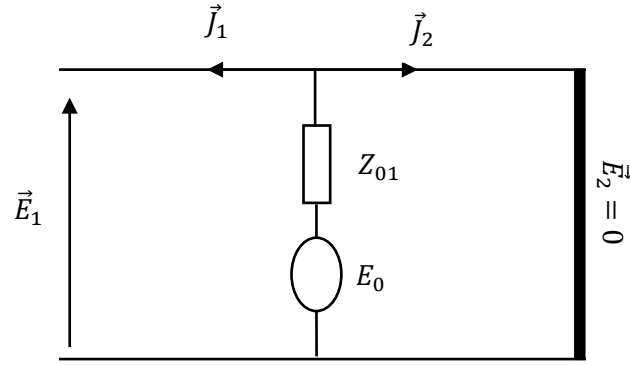


Figure 2. 8. Schéma électrique d'une source d'excitation unilatérale supérieure

En termes d'ondes

$$\sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) = \vec{E}_0 - Z_{02} \left(\frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(\vec{A}_1 - \vec{B}_1) + \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(\vec{A}_2 - \vec{B}_2) \right) \quad (2.60)$$

$$\sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = 0 \Rightarrow \vec{A}_1 = -\vec{B}_1 \quad (2.61)$$

Les ondes incidentes et diffractées sont liées entre elles en fonction des fonctions génératrices :

$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -H_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{E}_0 \\ 2\sqrt{Z_{01}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

L'opérateur de diffraction du domaine de la source est donné par :

$$[\hat{S}_S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

2.2.5.2. Opérateur de diffraction à l'interface \hat{S}_Ω

L'opérateur de diffraction de toute l'interface dans le cas des trois sous domaines (diélectrique, métal et source) est donné par l'addition des trois opérateurs de diffraction correspondants \hat{S}_M, \hat{S}_d et \hat{S}_S :

$$[\hat{S}_\Omega] = \begin{bmatrix} -H_m + \frac{1 - N^2}{1 + N^2} & H_d \frac{2N}{1 + N^2} H_d \\ H_m + \frac{2N}{1 + N^2} H_d & -H_m - \frac{1 - N^2}{1 + N^2} H_d - H_S \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

2.2.6. Structure planeaire à plusieurs niveaux de métallisation

Une augmentation de la bande passante de la FSS peut être réalisée en ajoutant un niveau de métallisation supplémentaire comme indiqué dans la figure 2.9.

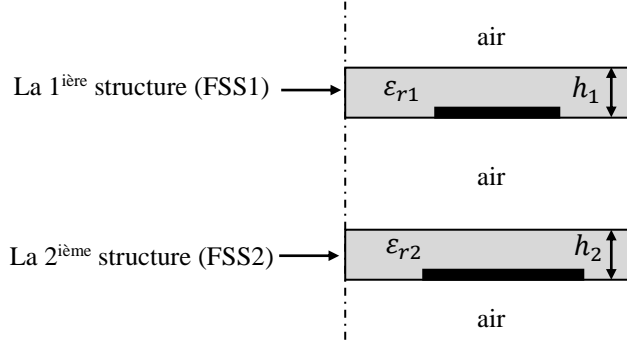


Figure 2. 9. Filtre planeaire à deux FSS

Les FSS à plusieurs niveaux de métallisations peuvent offrir une bande de réjection large si un choix judicieux des motifs de la FSS est réalisé [11]. L'une des méthodes utilisées pour l'analyse des structures planeaires à plusieurs niveaux de métallisation, est l'approche hybridant la méthode WCIP et la méthode de la matrice de diffraction (Scattering Matrix), WCIP-SM [20]. Dans cette technique les coefficients de transmission et de réflexion de chaque surface périodique sont calculés séparément par la méthode WCIP, ensuite ils sont montés en cascade par un calcul matriciel. L'interaction des modes d'ordre supérieur est supprimée et seul le mode fondamental est pris en considération comme une ligne de transmission où le mode fondamental qui s'y propage est le mode TEM, défini par une impédance caractéristique Z_C et un coefficient de propagation β_{TEM} [21].

$$\beta_{TEM} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (2.65)$$

$$Z_C = Z_{TEM} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (2.66)$$

La matrice de diffraction (SM) des coefficients de transmission et de réflexion de chaque surface périodique est donnée par [1] :

$$S_n = \begin{bmatrix} T_n \left(1 - \frac{R_n^2}{T_n^2} \right) \left(\frac{R_n}{T_n} \right) e^{i2kl_n} \\ - \left(\frac{R_n}{T_n} \right) e^{-i2kl_n} \frac{1}{T_n} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

T_n et les coefficients de transmission calculés par la méthode WCIP.

R_n et les coefficients de réflexion calculés par la méthode WCIP.

L'épaisseur totale l_n de la structure FSS pour n structures et donnée par :

$$l_n = d_1 + d_2 + \dots + d_{n-1}, n = 1, 2, \dots, N \quad (2.68)$$

Les coefficients de transmission et de réflexion de la structure multicouche sont donnés respectivement par [1,22]:

$$T = A - \left(\frac{BC}{D} \right) \quad (2.69)$$

$$R = - \left(\frac{C}{D} \right) \quad (2.70)$$

Les coefficients (A, B, C, D) des équations 2.69 et 2.70 sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = S_n S_{n-1} \dots S_2 S_1 \quad (2.71)$$

Dans ce cas, pour une FSS avec deux niveaux de métallisation, $n=2$.

Les coefficients de transmission et de réflexion sont simplifiés aux deux équations (2.72) et (2.73) [15] :

$$T = \frac{T_1 T_2}{1 - R_1 R_2 e^{(-2ikd_1)}} \quad (2.72)$$

$$R = R_1 + \frac{T_1^2 R_2}{1 - R_1 R_2 e^{(-2ikd_1)}} e^{(-ikd_1)} \quad (2.73)$$

T_1, T_2 sont les coefficients de transmission de la première et de la deuxième FSS calculés séparément par la méthode WCIP.

R_1 et R_2 sont les coefficients de réflexion de la première et de la deuxième FSS calculés séparément par la méthode WCIP.

D est la distance entre les deux FSS

K est la constante de propagation.

2.3. Applications de la méthode WCIP

Pour valider les équations données précédemment, la méthode WCIP est appliquée sur plusieurs structures planaires. La première structure est une FSS à base d'anneau rectangulaire, ensuite des FSS actives à base de ruban métallique, aux FSS à deux niveaux de métallisation et enfin sur une antenne microruban de forme circulaire à encoche.

2.3.1. Analyse d'une structure FSS à base d'un anneau métallique

Dans la méthode WCIP chaque cellule de la FSS peut être analysée indépendamment du circuit. Des murs périodiques virtuels sont supposés séparant les cellules les unes des autres. Donc il suffit de faire l'étude d'une seule cellule pour donner les caractéristiques de toute la structure FSS. La structure étudiée est donnée par la figure. 2.10. Le coefficient de transmission de la structure obtenu par la méthode itérative WCIP est comparé aux résultats de simulations et des mesures données dans [23].

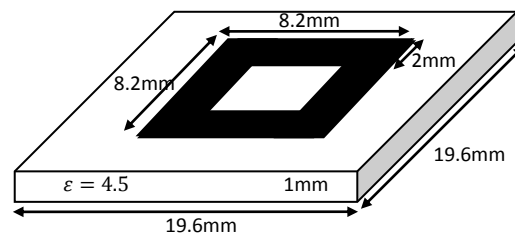
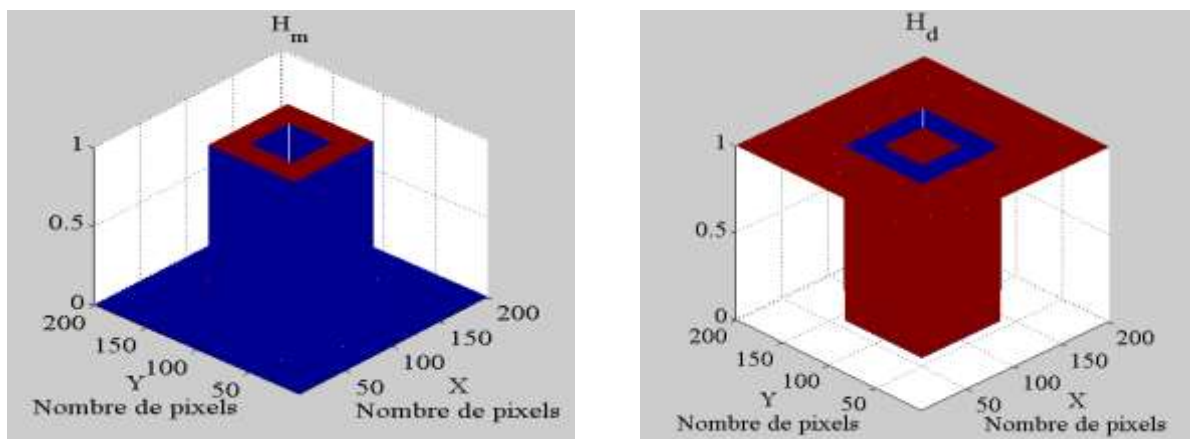


Figure 2. 10. Cellule unitaire d'une FSS et ses dimensions géométriques

La structure est excitée par une onde plane en incidence normale. Un maillage de 200×200 pixels est utilisé et le processus itératif est arrêté après 450 itérations.

Les fonctions indicatrices des deux domaines métallique et diélectrique H_m et H_d sont représentées dans les figures 2.11.a et 2.11.b respectivement.



(a)

(b)

Figure 2. 11. Fonctions indicatrices des domaines :(a) métallique H_m et diélectrique H_d

Le coefficient de transmission calculé par la méthode WCIP indique une résonance à environ 7.75GHz, les résultats simulés par le HFSS indiquent une résonance à environ 7.83GHz, tandis que les résultats donnés par les mesures montrent une résonance de 7.9GHz [23]. Il est clair que les résultats sont en bon accord avec une erreur de 1.8% entre les mesures et les résultats de la méthode itérative.

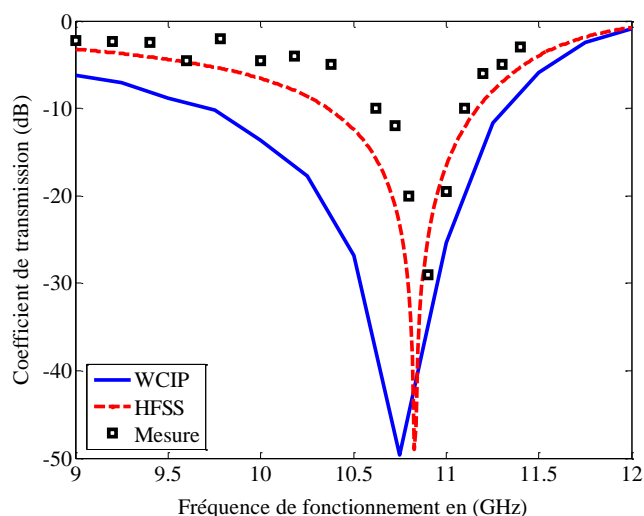


Figure 2. 12. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

2.3.1.1. La densité du courant et le champ électrique de la structure FSS

Pour vérifier les conditions aux limites. Les distributions du champ électrique et de la densité du courant tangentiel à la surface sur les deux côtés de l'interface sont tracées à la fréquence de résonance. Dans la figure 2.13 le champ électrique sur les deux côtés de l'interface est nul sur le métal et différent de zéro sur le diélectrique, avec une valeur maximale à la discontinuité diélectrique métal.

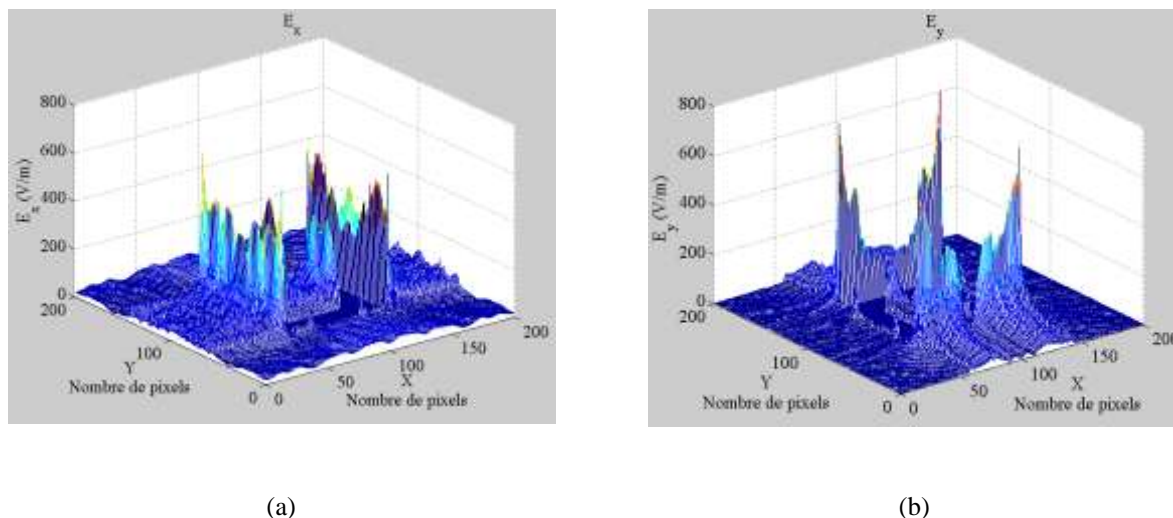


Figure 2. 13. Composantes du champ électrique

Les figures 2.14.a et 2.14.b représentent la densité du courant électrique qui est maximale sur les bords du métal au niveau de la discontinuité métal-diélectrique et nulle sur le diélectrique. le courant J_x (figure 2.14.a) présente un arche de sinus sur le métal correspondant à la direction de polarisation, à cette même valeur le champ électrique perpendiculaire E_y est presque nul sur le métal puis il devient max sur ses bords.

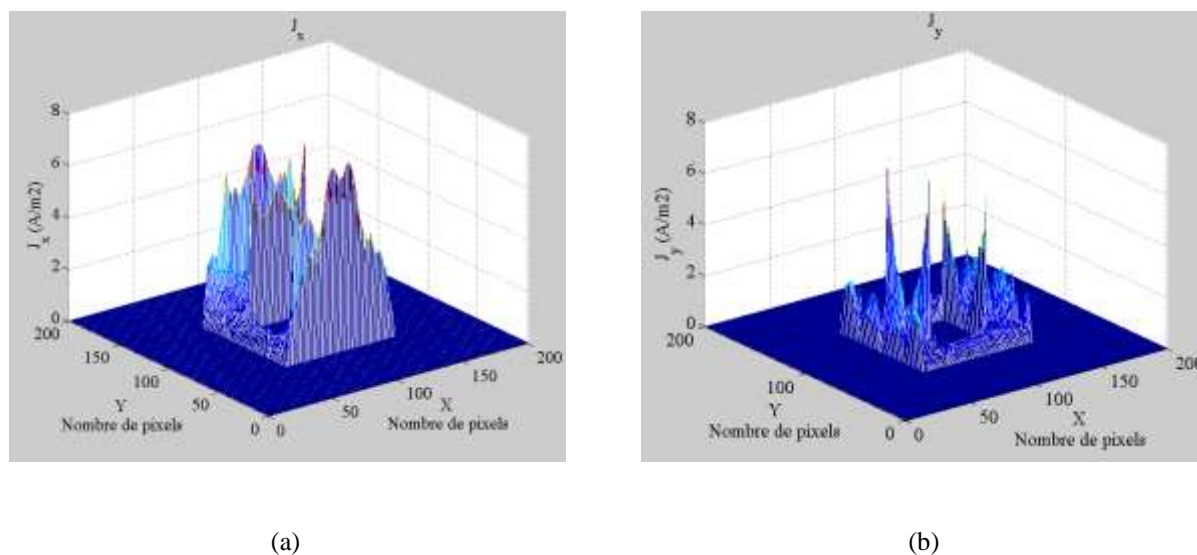


Figure 2. 14. Composantes de la densité du courant électrique sur les deux côtés de l'interface

2.3.1.2. Convergence du processus itérative

Le processus itérative est répétée jusqu'à ce que la convergence de l'admittance d'entrée Y_{in} soit atteinte. La convergence de la méthode WCIP est assurée indépendamment de la structure analysée grâce à l'opérateur de réflexion limité.

Les figures 2.15.a et 2.15.b représentent la variation des deux parties réelle et imaginaire de l'admittance d'entrée Y_{in} en fonction du nombre des itérations pour deux valeurs différentes de fréquences; à une fréquence proche à la fréquence de résonance la convergence est plus lente. Par contre en s'éloignant de la résonance la convergence devient plus rapide. Le nombre de pixel influe sur la convergence, puisque lorsque le nombre de pixels augmente les pertes dans l'énergie diminuent et vice versa.

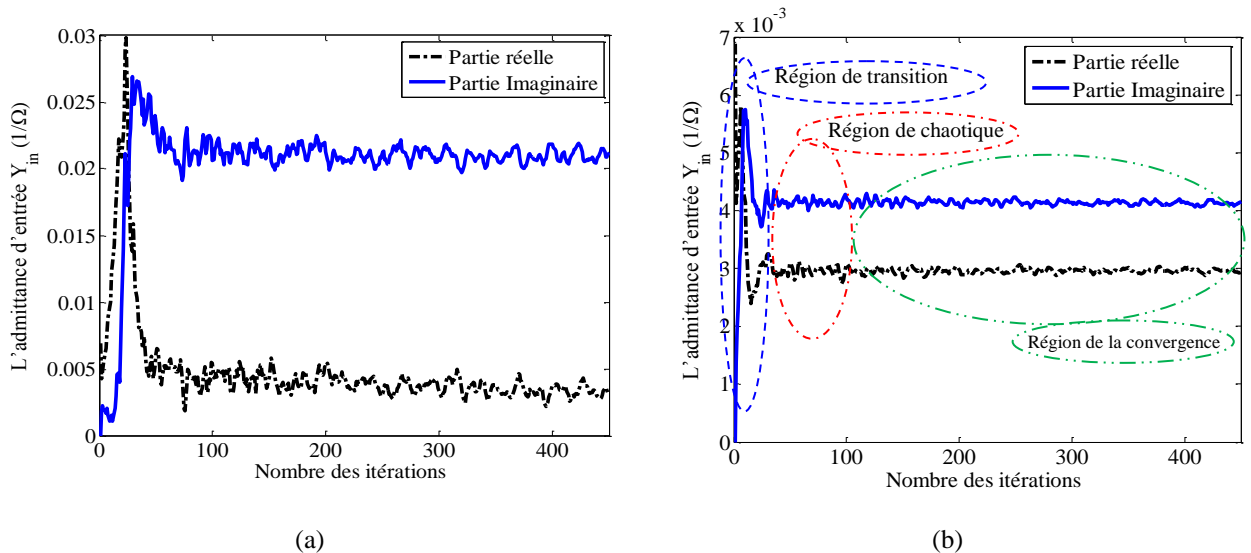


Figure 2. 15. Variation de l'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations (a) A une fréquence proche à la fréquence de résonance (b) A une valeur inférieure à la fréquence de résonance

L'admittance d'entrée en fonction du nombre des itérations pour une fréquence de fonctionnement loin de la résonance forme trois régions différentes comme représenté dans la figure 2.15.b Les trois régions sont : la région de transition, la région chaotique et la région de la convergence.

Pour accélérer la convergence de la méthode itérative une moyenne mobile est appliquée. La technique de la moyenne mobile permet une prédiction précoce de la convergence, comme il est résumé par [19] :

$$Y_{in}^{(k)} = \frac{1}{L} \sum_{p=(k+1-L)}^k Y_{in}^{(p)} \quad (2.74)$$

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

La figure 2.16 montre l'admittance d'entrée de la FSS de la figure 2. 10 par rapport au nombre des itérations effectuées à une fréquence de fonctionnement de 7,75GHz très proche de la résonance avec et sans l'utilisation de la valeur mobile. Une grille de 200x200 pixels est utilisée pour décrire l'interface Ω et la procédure itérative est arrêtée à 450 itérations.

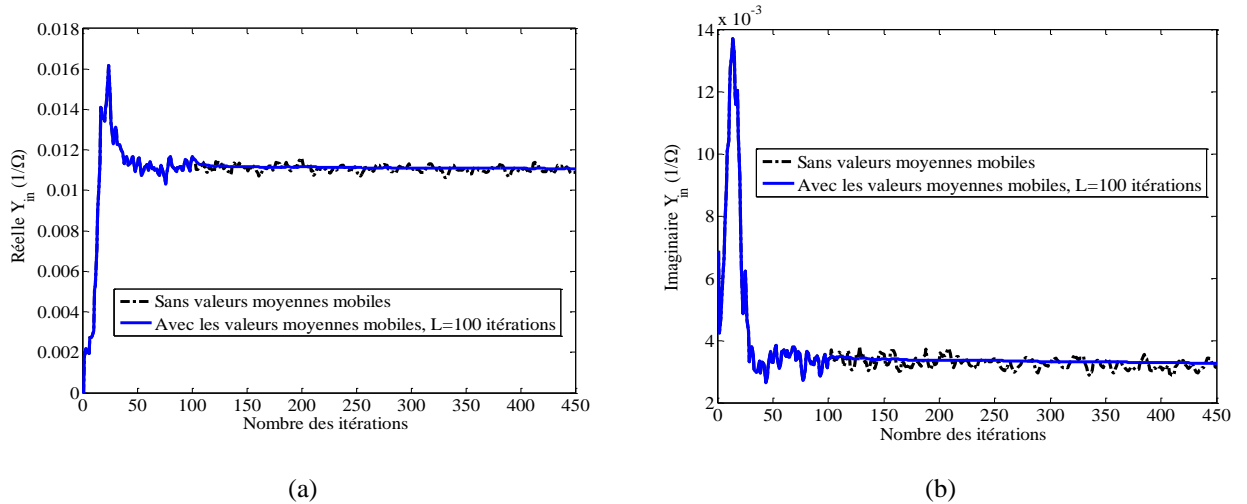


Figure 2. 16. Variation de l’admittance d’entrée en fonction du nombre des itérations (a) Partie réelle (b) Partie imaginaire

L’utilisation de la valeur moyenne mobile pour les deux parties réelle et imaginaire respectivement, montre que la procédure itérative peut être arrêtée à environ 100 itérations pour donner lieu à un gain important du temps de calcul directement proportionnel au nombre des itérations effectuées.

2.3.2. Insertion des diodes PIN dans les structures FSS

La deuxième structure proposée ainsi que ses dimensions géométriques sont illustrées par la figure 2.17.a. Le coefficient de transmission (figure 2.17.b) indique une fréquence de résonance d’une valeur de 4.6GHz, les résultats simulés par le logiciel HFSS indiquent une résonance à 4.7GHz lorsqu’une onde est en incidence normale par rapport à l’interface.

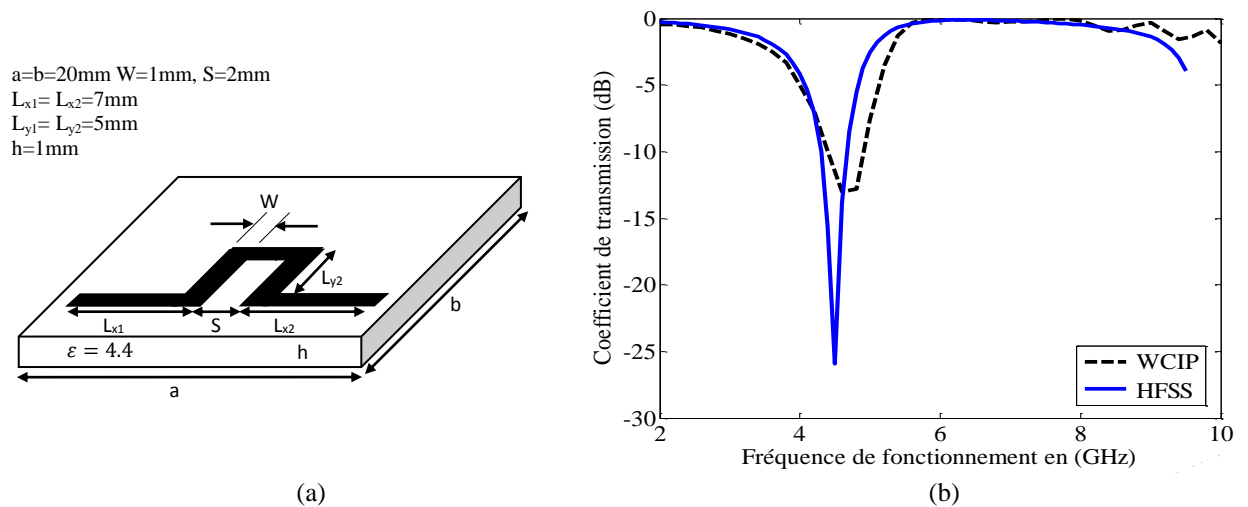


Figure 2. 17. (a) Cellule unitaire d’une FSS et ses dimensions géométriques (b) Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

La densité du courant de la structure à la fréquence de résonance de 4.6GHz est représentée par la figure 2.18.a. D'après la figure la densité du courant est concentrée sur les rubans L_{x1} , L_{y1} et L_{y2} . Trois diodes PIN sont insérées au centre des rubans responsables de la résonance : La diode D_1 dans le ruban L_{y1} , la diode D_2 dans le ruban L_{y2} et la diode D_3 dans le ruban L_{x1} comme illustré dans la figure 2.18.b.

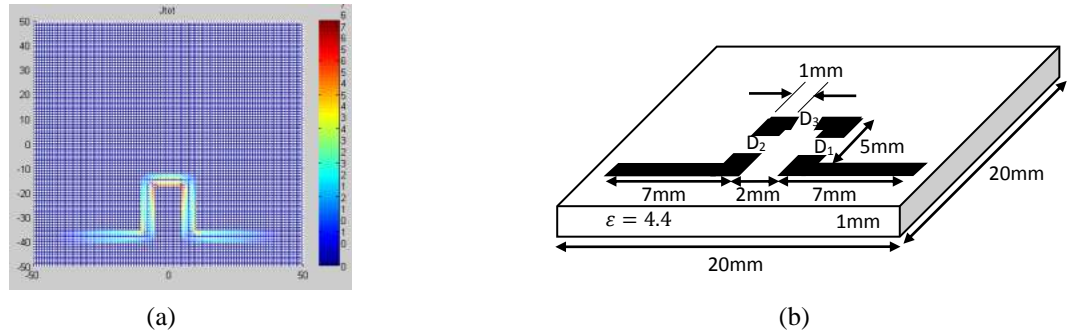


Figure 2. 18. (a) Densité du courant à $f_r=4.6\text{GHz}$ (b) Insertion des diodes

Les fonctions indicatrices des domaines métallique H_M et diélectrique H_i et du domaine de la charge H_z sont représentées dans les figures 2.19.a, 2.19.b, et 2.19.c respectivement.

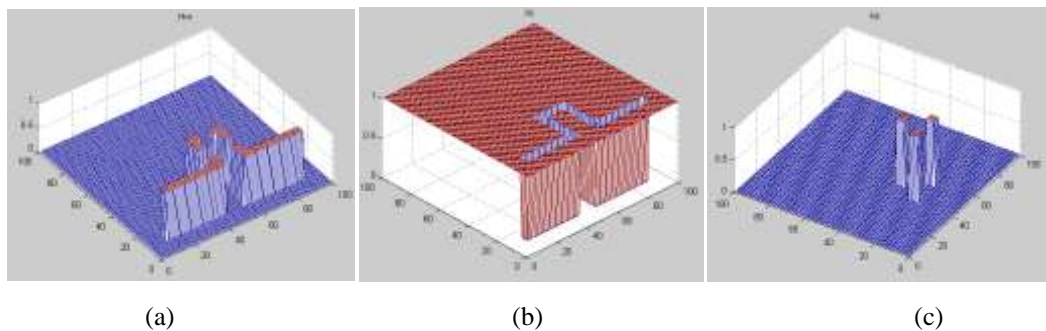


Figure 2. 19. Fonctions indicatrices des domaines : (a) Métallique H_m (b) Diélectrique H_i (c) Charge H_z

L'état ON des diodes PIN est traduit par la présence du métal, la diode est dite polarisée en direct. L'état OFF est modélisé par l'élimination du métal, il est traduit par la présence du diélectrique et la diode est dite polarisée en inverse. Quand tous les commutateurs sont à l'état ON la diode est équivalente à une résistance d'une valeur de 10Ohm [18], et le coefficient de transmission de la structure indique une fréquence de résonance à 4.6GHz comme indiqué par la figure 2.20.a. Lorsque tous les commutateurs sont à l'état OFF la diode est équivalente à une capacité d'une valeur de 0.056pF en parallèle avec une résistance d'une valeur de 3KOhm [18], le coefficient de transmission de la structure indique alors une fréquence de résonance à 8GHz comme montré dans la figure 2.20.b.

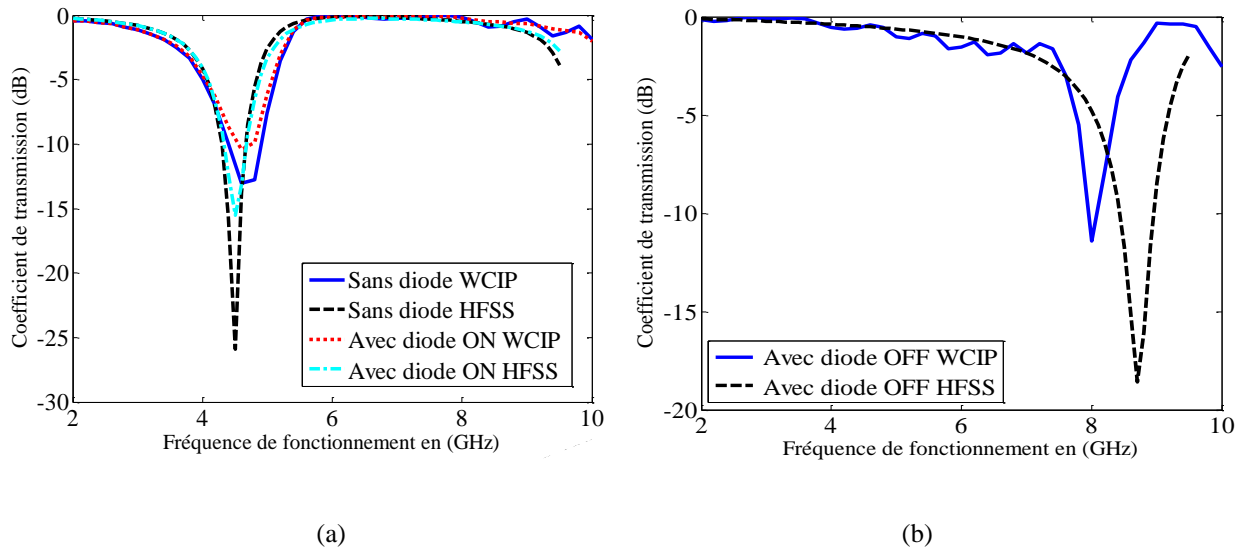


Figure 2. 20. (a) Coefficient de transmission avec diodes ON calculé par la WCIP et le HFSS (b) Coefficient de transmission avec diode OFF calculé par la WCIP et le HFSS

2.3.3. Analyse d'une structure FSS a plusieurs niveaux de métallisation par la technique WCIP-SM

La structure FSS multicouche est une structure à deux niveaux métallisations (figure 2.21).

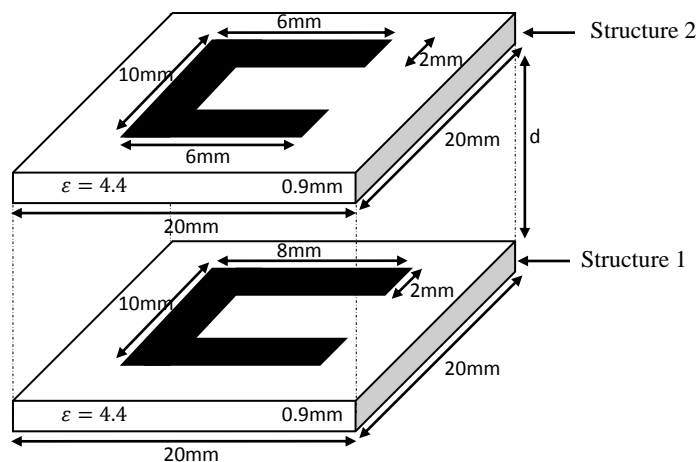


Figure 2. 21. Géométrie de la structure à deux niveaux de métallisation

Les coefficients de transmission et de réflexion de chaque surface périodique sont calculés séparément par la méthode WCIP, ensuite ils sont montés en cascade par la méthode Scattering Matrix SM.

Le coefficient de transmission calculé par la méthode WCIP de la première structure indique une résonance à 5.4GHz , tandis que les résultats simulés par le HFSS indiquent une résonance de 5.46GHz . Le coefficient de transmission de la deuxième structure calculé par la méthode WCIP montre une fréquence de résonance à 6.6GHz , et les résultats de simulation indiquent une résonance à 6.61GHz respectivement, (figure 2.22).

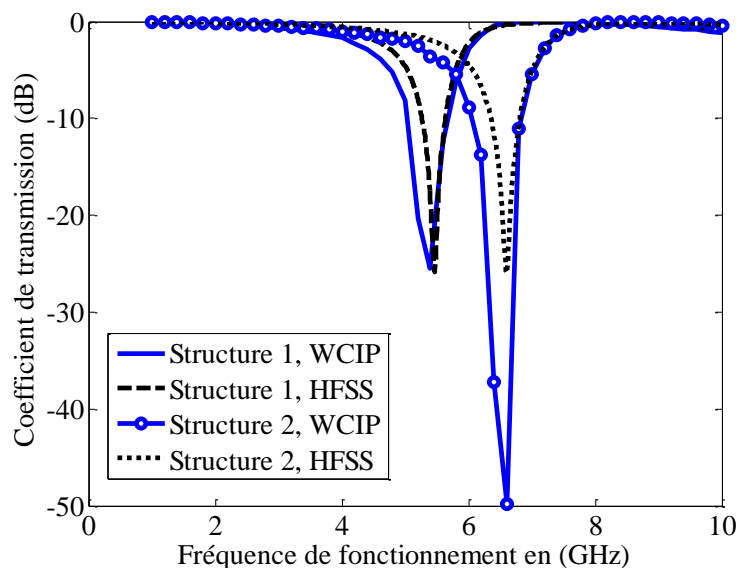


Figure 2. 22. Coefficients de transmission des deux structures calculés séparément

Le coefficient de transmission des deux structures mises en cascade sera calculé par la technique WCIP-SM. Il suffit d'appliquer les équations (2.72) et (2.73) sur ces résultats pour obtenir les coefficients de transmission et de réflexion totale de la structure.

Les coefficients de transmission des deux structures montées en cascade et séparées par une distance $d=3\text{ mm}$, calculés par la méthode WCIP-SM et comparés avec les résultats obtenus par le HFSS software sont représentés par la figure 2.23. Les résultats obtenus par la technique WCIP-SM montrent deux fréquences de résonance à environ 5.4GHz et 6.6GHz, avec une largeur de bande d'environ 3.721GHz à-3dB. Ces résultats sont comparés avec les résultats simulés par le HFSS qui montrent deux résonances à 5.37GHz et 6.37GHz et un bon accord est enregistré.

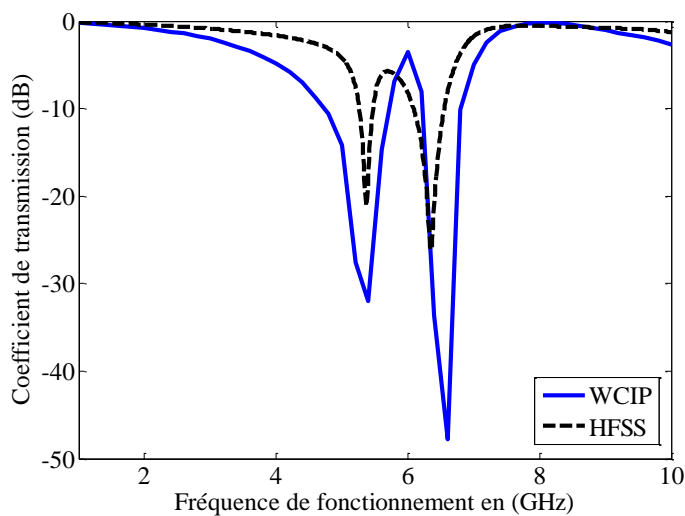


Figure 2. 23. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=3\text{mm}$

L'augmentation de la valeur de la distance entre les deux structures à une valeur égale à $d=10\text{mm}$ conduit à l'augmentation de la largeur de la bande passante comme représenté par la figure 2.24. Les résultats de la technique WCIP-SM présentent deux fréquences de résonances à 5.4GHz et 6.6GHz et une bande passante d'environ 2.087GHz à -10dB. Les résultats du simulateur HFSS donnent deux résonances à 5.4GHz et 6.44GHz.

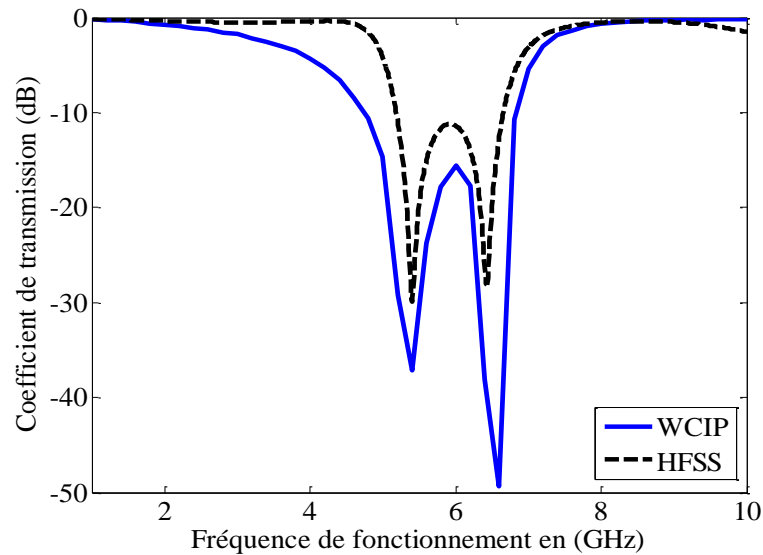


Figure 2. 24. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=10\text{mm}$

2.3.4. Analyse d'une antenne patch avec encoche

La figure 2.25 représente le masque d'une antenne patch avec encoche. Cette antenne est conçue pour fonctionner à la fréquence 1,8GHz [24].

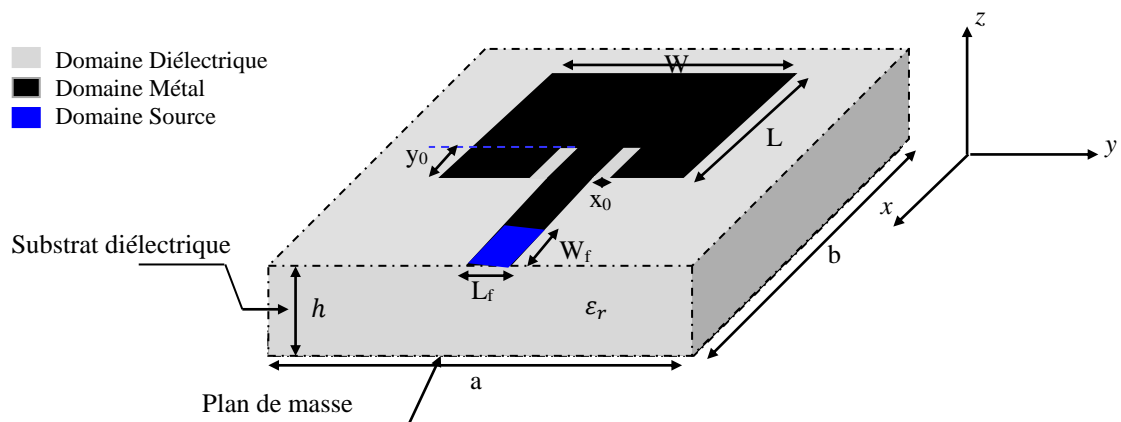


Figure 2. 25. Antenne patch avec encoche.

L'analyse des antennes par la méthode WCIP est effectuée en ajoutant l'opérateur du sous domaine de la source à l'opérateur de diffraction de toute la surface.

L'antenne est excitée par une source unilatérale supérieure. Elle présente un coefficient de réflexion à environ 1.807GHz, les résultats obtenus par la méthode WCIP montrent un bon accord avec les résultats des mesures [24] et le HFSS figure 2.26.

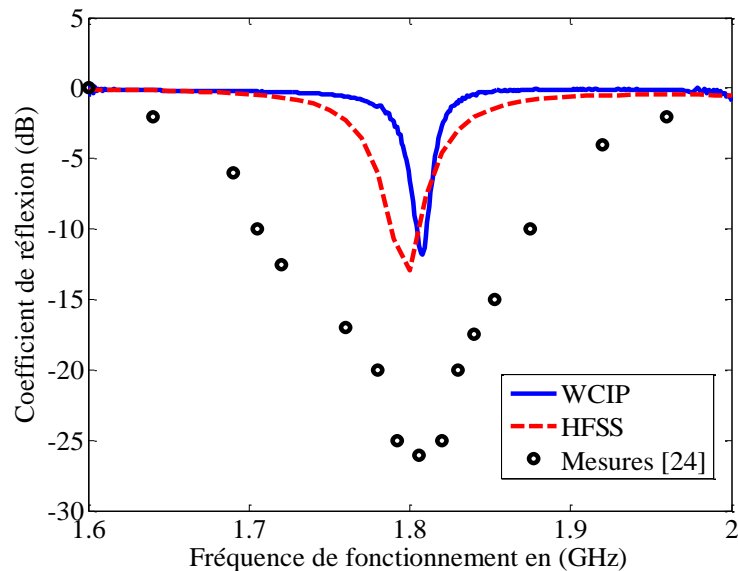


Figure 2. 26. Coefficient de réflexion de l'antenne patch avec encoche

2.3.5. Les FSS inductive et capacitive

Un filtre capacitif est un filtre à motifs métalliques qui donne une réponse d'un filtre coupe bande. Un filtre inductif est un filtre à motifs diélectrique qui donne une réponse d'un filtre passe bande.

La figure 2.27 représente les deux types de filtres ; coupe bande (figure 2.27.a) et passe bande (figure 2.27.b), les filtres sont à base d'un ruban d'une longueur $L= 15\text{mm}$ et une largeur $W= 1\text{mm}$.

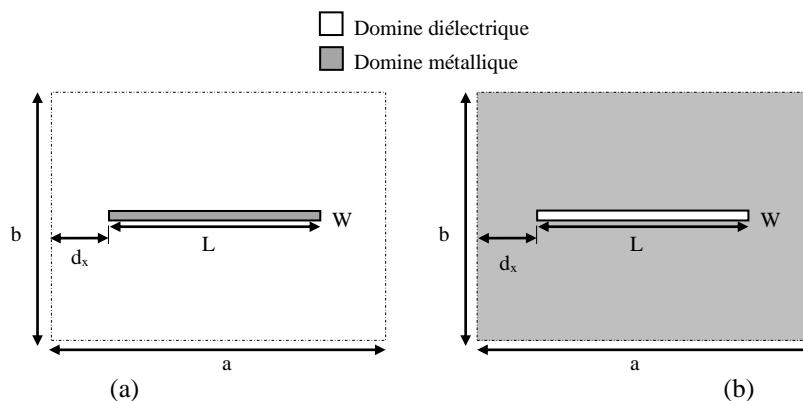


Figure 2. 27. FSS à base d'un ruban : (a) métallique (b) diélectrique

Le circuit équivalent des FSS de type coupe bande (capacitif ou à motif métallique) et une capacité en parallèle avec une inductance comme illustré dans la figure 2.28.a.

Le circuit équivalent des FSS de type passe bande (inductif ou à motif diélectrique) et une capacité en série avec une inductance comme illustré dans la figure 2.28.b.



Figure 2. 28. Circuit équivalent des filtres FSS : (a) Filtre FSS passes bandes(b) Filtre FSS coupes bandes

2.3.5.1. Réponse spectrale d'un Filtre à ruban métallique

Les figures 2.29.a et 2.29.b donnent la variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement du ruban métallique de la figure 2.27.apour les deux directions de polarisation x et y respectivement. Le coefficient de transmission indique une fréquence de résonance d'environ 6.5GHz selon la polarisation x .

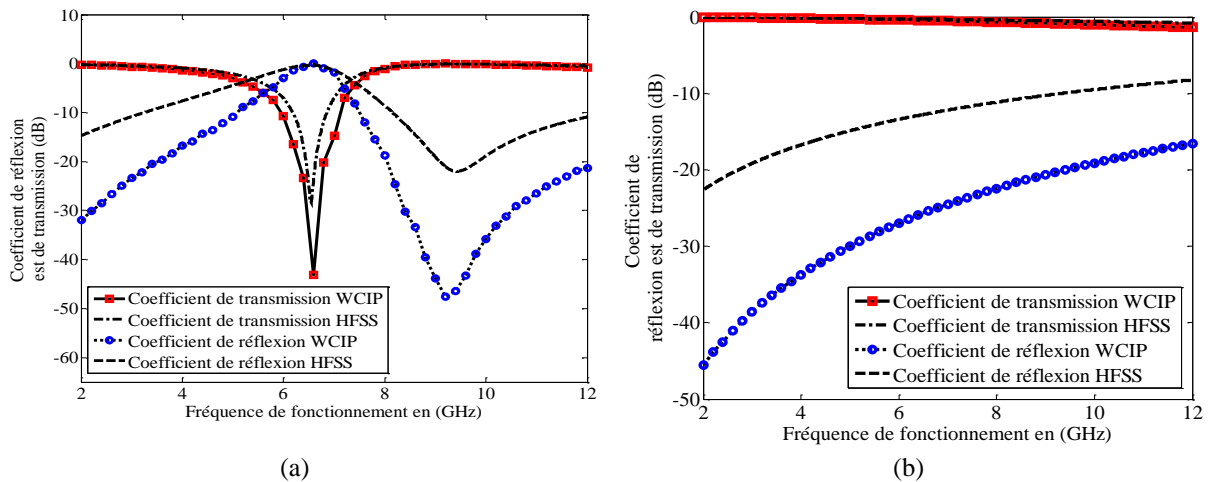


Figure 2. 29. Variation des coefficients de transmission et réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement d'un filtre à ruban métallique : (a) Polarisation x (b) Polarisation y

2.3.5.2. Réponse spectrale d'un Filtre à ruban diélectrique (fente linéaire)

Les figures 2.30.a et 2.30.bmontrent la variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement du ruban diélectrique de la figure 2.27.b dans les deux directions de polarisation x et y respectivement.

D'après les résultats obtenus le ruban diélectrique horizontal donne une fréquence de résonance d'environ 6.5GHz sur la polarisation en direction y .

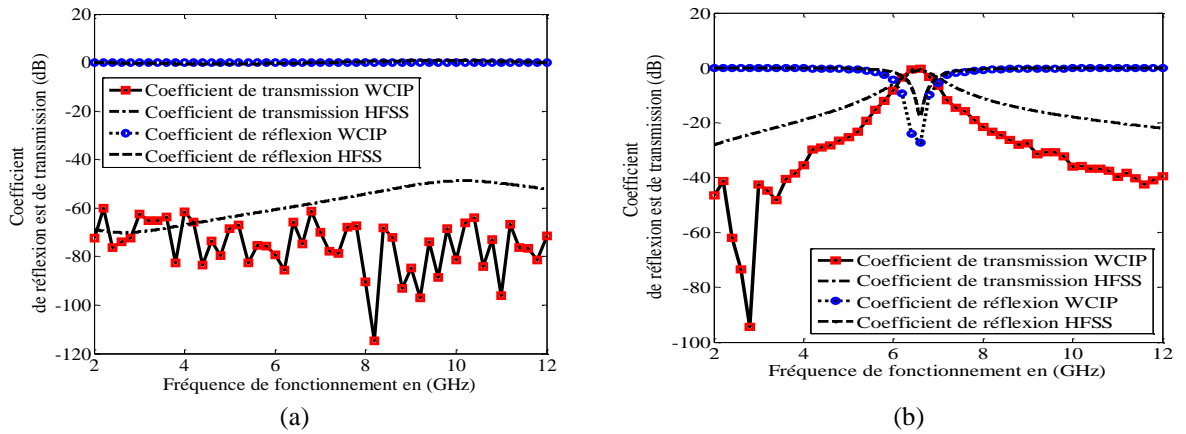


Figure 2. 30. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un filtre à ruban diélectrique horizontal: (a) Polarisation x (b) Polarisation y

Donc pour pouvoir obtenir une fréquence de résonance sur la polarisation x il suffit d'avoir un ruban diélectrique en position vertical. La figure 2.31 illustre les coefficients de transmission et de réflexion d'un filtre à base d'un ruban diélectrique en position vertical polarisé dans les deux directions x et y . La figure indique une fréquence de résonance à environ 6.5GHz en polarisation x .

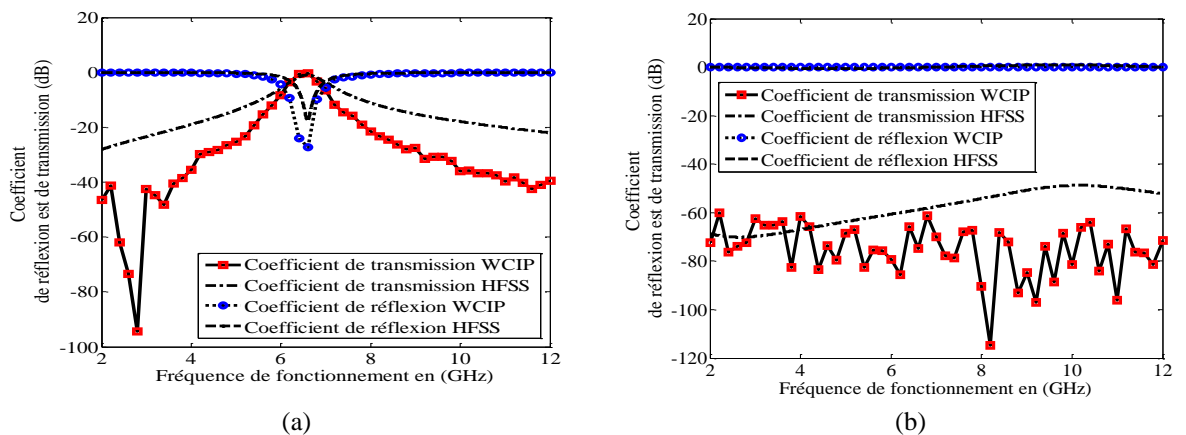


Figure 2. 31. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement pour un filtre à ruban diélectrique vertical : (a) Polarisation x (b) Polarisation y

2.4. Conclusion

Dans de ce chapitre le concept de base et la théorie nécessaire pour la méthode WCIP, utilisée pour la caractérisation des structures proposées dans ce travail a été présenté.

Pour valider la méthode WCIP, Tout d'abord l'étude d'un filtre à base d'une FSS simple couche par la méthode WCIP a été réalisée, l'insertion de la diode PIN Switch a permis la variation de la fréquence de résonance, ensuite l'analyse d'une structure FSS à deux niveaux de métallisation en utilisant l'approche WCIP-SM a été effectuée, en fin l'analyse d'une antenne patch avec encoche. Les résultats obtenus par la méthode WCIP ont été comparés à des résultats existants dans la littérature ou obtenus par le logiciel HFSS et un bon accord a été enregistré. Ainsi les résultats trouvés permettent de confirmer que la méthode itérative basée sur le concept d'onde est une méthode d'analyse applicable à toutes les formes de structures.

Références

- [1] A. DJOUMAA, "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 Électronique Communication, Université Batna 2de Alegria, 25 mai 2017.
- [2] S. BERHAB, "Modélisation Rigoureuse par une Méthode Itérative des Structures Imprimées de Type DGS pour les Applications sans Fil," Thèse de Doctorat en Télécommunication, Université Abou BekrBelkaïd Tlemcen de Alegria, 08 juillet 2017.
- [3] Z. HAROUNI, "Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation Circulaire à 2.45 GHz," Thèse de Doctorat en Électronique, Université Paris-Est et de la Faculté des Sciences de Tunis, 18 Novembre 2011.
- [4] I. Alhzzoury Ahmad, Contribution à la Modélisation des Structures SIW et SINRD pour Application Micro-ondes et Télécommunication, Thèse de Doctorat Micro-Ondes Electromagnétisme et Optoélectronique, Université de Toulouse, 25 juin 2013.
- [5] H. Baudrand, M. Titaouine and N. Raveu, "The Wave Concept in Electromagnetism and Circuits: Theory and Applications," ISTE Ltd and John Wiley & Sons In. August 2016.
- [6] N. Raveu, T.P. Vuong, I. Terrasse, G.P. Piau, and H. Baudrand, "Near-Fields Evaluated with the Wave Concept Iterative Procedure Method for an e-Polarisation Plane Wave Scattered by Cylindrical Strips", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 38, No. 5, pp. 403-406, Sep. 2003.
- [7] M. Latifa, L. Latrach, A. Gharsallah, "Analysis of an Almost Periodic Reconfigurable Circuits Using Iterative Method," International Journal of Applied Engineering Research. Vol. 11, No. 4, pp. 2508-2512, 2016.
- [8] A. Zugari, N. Raveu, C. Girard, H. Baudrand, and M.Khalladi, "A Fast Hybrid WCIP and FDTLM Approach to Study Inhomogeneous Circuits," Progress In Electromagnetics Research C. Vol. 51, pp. 55-62, 2014.
- [9] V. P. Silva Neto, C. F. L. Vasconcelos, M. R. M. L. Albuquerque, and A. G. D'Assunção, "Wave Concept Iterative Procedure Analysis of Patch Antennas on Nanostructured Ceramic Substrates," Advanced Electromagnetics, Vol. 2, No. 3, December 2013.
- [10] M. Titaouine, N. Raveu, A. G. Neto, "Dual-Band And Enhanced Band FSS Characterization Using WCIP Method," Microwave And Optical Technology Letters. 52, No. 4, pp. 836-839, April 2010.
- [11] H. Baudrand, M. Titaouine, N. Raveu, "Le concept d'ondes en électromagnétisme et circuits," ISTE Editions Ltd 2017. April 2017.
- [12] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, "Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic/Anisotropic Layers Using WCIP Method", ETRI Journal, Vol 29, Number 1, pp.36-44, February 2007.
- [13] S. Akatimagool, "Electromagnetic Software Tools for Microwave Multi-layer Integrated Circuits and Components," Journal of KMITNB. Vol. 13, No. 2, pp.7-11, Jun 2003.
- [14] S. Aroussi, L. Latrach, N. Sboui, A. Gharsallah, A. Gharbi, H. Baudrand, "Efficient Analysis of Complex FSS Structure Using the WCIP Method," Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, Vol. 3, pp. 447-451, 2011.

- [15] R. Gharbi, H. Zairi, H. Trabelsi, H. Baudrand, "Analysis of Complex Electromagnetic Structures by Hybrid FDTD/WCIP Method," *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*. Vol. 4, pp. 497-503, 2012.
- [16] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, "Determination Of Metallic Ring FSS Scattering Characteristics Using WCIP Method," *Microwave And Optical Technology Letters*. Vol. 50, No. 5, pp. 1324-1328, May 2008.
- [17] S. Aroussi, L. Latrach, N. Sboui, A. Gharsallah, A. Gharbi, H. Baudrand, "Efficient Analysis of Complex FSS Structure Using the WCIP Method", *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 2011, 3. 447-451 (November 2011).
- [18] 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.
- [19] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, F. Djahli, "Analysis of Shorted Ring Slots Frequency Selective Surfaces Using WCIP Method," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 7, pp. 65-82, December 2008.
- [20] 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.
- [21] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Third edition, Copyrighted Material, Wiley and ... Sons, Inc 2005.
- [22] Tercio L. Silva, Antonio L. P. S. Campos, Adaildo G. d'Assuncao, and Robson H. C. Manicoba, "A Comparative Study Of Two Numerical Techniques To Analyze Double Screen Frequency Selective Surface," *Microwave And Optical Technology Letters*, Vol. 55, No. 9, pp. 2206-2209, September 2013.
- [23] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, "Determination Of Metallic Ring FSS Scattering Characteristics Using WCIP Method," *Microwave And Optical Technology Letters*, Vol. 50, No. 5, pp. 1324-1328, May 2008.
- [24] G. Fontgalland, P. I. L. Ferreira, T. -P. Vuong, N. Raveu and H. Baudrand, "Analysis of asymmetric PBG ground planes for wireless communications," *IEEE*, pp. 352-355, 2005.

Chapitre 3

Caractérisation et synthèse
d'une structure FSS à rubans
métalliques non couplés

Chapitre 3

Caractérisation et synthèse d'une structure FSS à rubans métalliques non couplés

3.1. Introduction

La méthode WCIP est une procédure utilisée pour l'analyse des circuits planaires rayonnants et non rayonnants de forme arbitraires, cette méthode est simple à comprendre et peut être facilement programmée. En outre, cette méthode itérative fournit une convergence plus rapide par rapport aux méthodes intégrales, telles que la méthode des moments, et la méthode des éléments finis [1,2].

Dans la première partie de ce chapitre l'analyse de plusieurs structures FSS par la méthode itérative WCIP est proposée, ces structures sont des filtres coupes bandes, la conception du filtre est basée sur des rubans métalliques horizontales et verticales. La structure a l'avantage de la simplicité et donne des fréquences de résonance multiples facilement contrôlées par une simple variation de la longueur des rubans, ces structures sont des filtres réalisées pour des applications multi-bandes et à double polarisations. Pour supprimer les fréquences, une diode idéale en polarisation inverse est insérée. Ensuite, une approche de synthèse de FSS basée sur des rubans métalliques parallèles non couplées est présentée. Pour valider l'approche de synthèse, les fréquences de résonance mesurées sont utilisées comme fréquences de résonance souhaitées pour déterminer les longueurs des rubans métalliques de la structure équivalente.

3.2. Analyse des structures sélectives en fréquence (FSS) par la méthode WCIP

Au fil des années, les surfaces sélectives en fréquence (FSS) ont été largement étudiées pour diverses applications telles que les filtres de fréquence allant des systèmes hyperfréquences dans les systèmes d'antenne à réflecteur haute performance ou les conceptions de radôme avancées aux dispositifs infrarouges et aux signaux optiques [2-4]. D'autres applications associées aux FSSs sont les absorbeurs radar et analogiques, les surfaces à haute impédance (HIS) pour améliorer la bande passante et le gain d'une antenne [5-8].

Les performances de la bande passante sont l'un des sujets de recherche importants, avec la diversité des systèmes de communication sans fil et l'augmentation du nombre d'utilisateurs. Avoir des structures avec des applications multi-bandes est devenu une nécessité. La réponse en fréquence des FSS dépend de plusieurs facteurs: la polarisation de l'onde incidente, l'épaisseur et la permittivité du substrat, l'espacement entre les éléments et le choix de la géométrie des éléments qui est importante [9], puisque la réponse en fréquence de la FSS est déterminée par la forme et la taille de la structure en une période appelée cellule unitaire [5].

L'ajustement d'une FSS a été proposé dans la littérature en utilisant différentes techniques : en modifiant la permittivité du substrat de la structure, en incorporant des dispositifs actifs comme les diodes, ou bien en variant les dimensions ou la géométrie de la cellule unitaire de la FSS [2].

Dans ce chapitre, l'analyse d'une FSS simple basée sur des rubans métalliques parallèles non couplés en utilisant la méthode WCIP est présentée, la structure ayant deux fréquences de résonance lorsque la structure est polarisée en x et y . L'effet des longueurs des rubans métalliques sur les fréquences de résonance est étudié. Pour caractériser la structure proposée, les dimensions affectant les fréquences de résonance sont déterminées après une étude paramétrique en faisant varier les dimensions géométriques des rubans.

Une autre méthode souvent utilisée pour obtenir une réponse en fréquence FSS variable qui consiste à utiliser des diodes PIN polarisées en inverse pour commuter les diodes entre les états ON et OFF est présentée. Les résultats obtenus par la méthode WCIP sont comparés aux résultats du logiciel COMSOL Multiphysics 4.3b, et les mesures, un bon accord est observé.

Pour un choix prioritaire du nombre de fréquences de résonance FSS et des valeurs basées sur les substrats disponibles, une approche de synthèse basée sur des rubans métalliques parallèles non couplés et un anneau est introduite. En déterminant la courbe caractéristique du ruban / anneau en utilisant la méthode WCIP pour des longueurs de ruban et la circonférence extérieure de l'anneau données. Pour valider l'approche de synthèse présentée, les fréquences de résonance mesurées des trois FSS fabriquées sont insérées dans l'approche proposée en tant que fréquences de résonance souhaitées pour extraire les longueurs des rubans métalliques nécessaires. Ainsi, toutes les dimensions des rubans métalliques sont déterminées. Pour analyser la structure synthétisée, la méthode WCIP est utilisée. L'approche de synthèse présentée permet également la détermination d'une FSS à base de rubans métalliques équivalentes pour des structures FSS complexes. Un bon accord entre les mesures et les résultats WCIP obtenus pour les FSS synthétisés est observé.

3.3. Configuration du filter

Initialement, la disposition des éléments constituant la structure FSS illustrée à la figure 3.2 est choisie pour obtenir des structures FSS multibandes à double polarisation en essayant d'avoir des schémas offrant des sources de résonances faciles à comprendre via des circuits LC équivalents simples. Le ruban métallique FSS présente cet avantage, mais le couplage des rubans affecte toutes les résonances si la longueur d'un ruban est modifiée. Pour remédier à cet inconvénient, de nombreuses simulations ont été réalisées au cours de l'étude paramétrique pour aboutir à un espacement des rubans conduisant à des structures FSS à rubans métalliques non couplés. Par conséquent, la structure FSS résultante est constituée de rubans métalliques linéaires indépendants à la fois dans le domaine spatial et dans le domaine spectral. Le choix des longueurs des rubans est fait de manière à obtenir des résonances dans la gamme de fréquences mesurable au laboratoire GTEMA / CEFET-PB du Brésil inférieure à 14 GHz. Les autres limites expérimentales imposent que l'épaisseur du substrat soit de 1 mm, car les substrats disponibles au laboratoire sont ceux avec des épaisseurs de 0,8 mm, 1 mm et 1,5 mm et une constante diélectrique de 4,4 car ils sont en fibre de verre (FR-4), en plus des dimensions de cellule fixées à 20mmx20mm.

La configuration du filtre est présentée dans la figure 3.2.a. La structure est en métal et gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1\text{mm}$ avec une constante diélectrique relative de 4,4. Les dimensions géométriques de la cellule unitaire illustrée à la figure 3.2.b sont: $a=b=20\text{mm}$, $L_1=9.61\text{mm}$, $L_2=7.532\text{mm}$, $L_3=13.684\text{mm}$, $L_4=9.736\text{mm}$, $W_1=0.789\text{mm}$, $W_2=0.779\text{mm}$, $d_1=5.263\text{mm}$, $d_2=3.376\text{mm}$, $d_x=2.7\text{mm}$, $d_y=1.8\text{mm}$. La structure FSS est excitée par des ondes planes incidentes normales polarisées en x et y . Les résultats de la méthode WCIP sont comparés aux résultats simulés par le COMSOL et aux mesures.

Les résultats expérimentaux sont obtenus sur des réseaux FSS composés de 10×10 unités, comme le montre la figure 3.1.a.

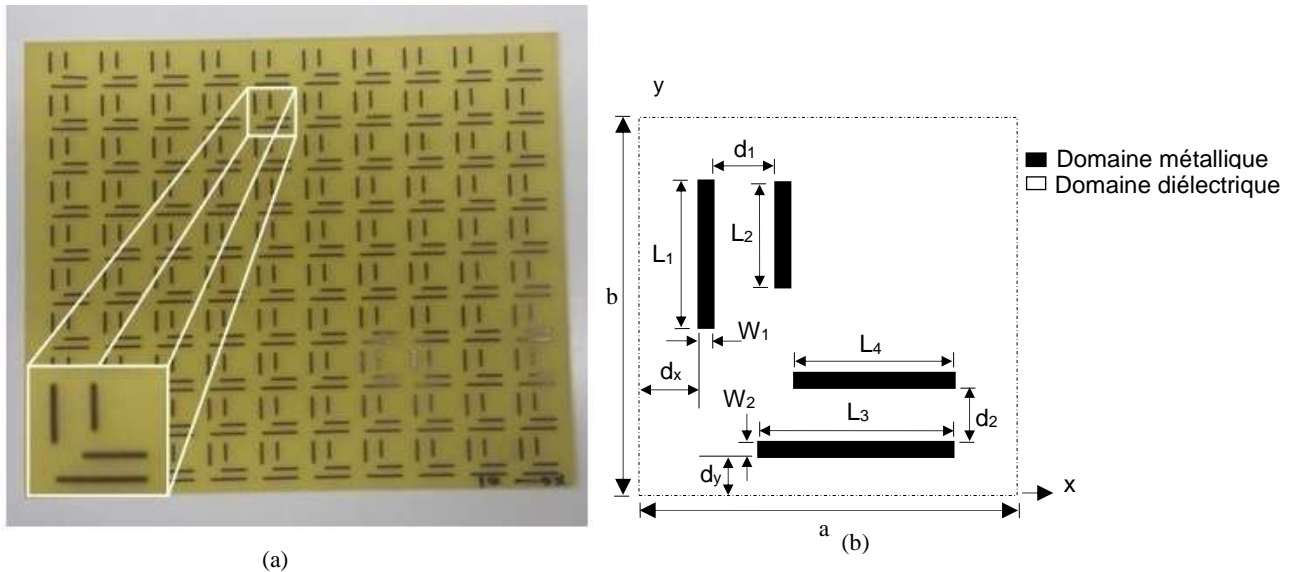


Figure 3. 1. Les FSS à base de rubans métalliques parallèles: (a) Réalisation de la FSS avec un réseau de 10×10 cellules unitaires (b) géométrie de la cellule unitaire de la FSS.

L'interface de la cellule unitaire de la figure 3.1.b est décrite par un maillage de 200 × 200 pixels et le processus itératif est arrêté après 350 itérations.

Les coefficients de transmission S_{12} des rubans métalliques parallèles lorsque la structure est excitée par des ondes planes normales polarisées en x et y sont représentées sur les figure 3.2.a et 3.2.b respectivement. Les résultats montrent un bon accord avec les résultats du COMSOL et les mesures.

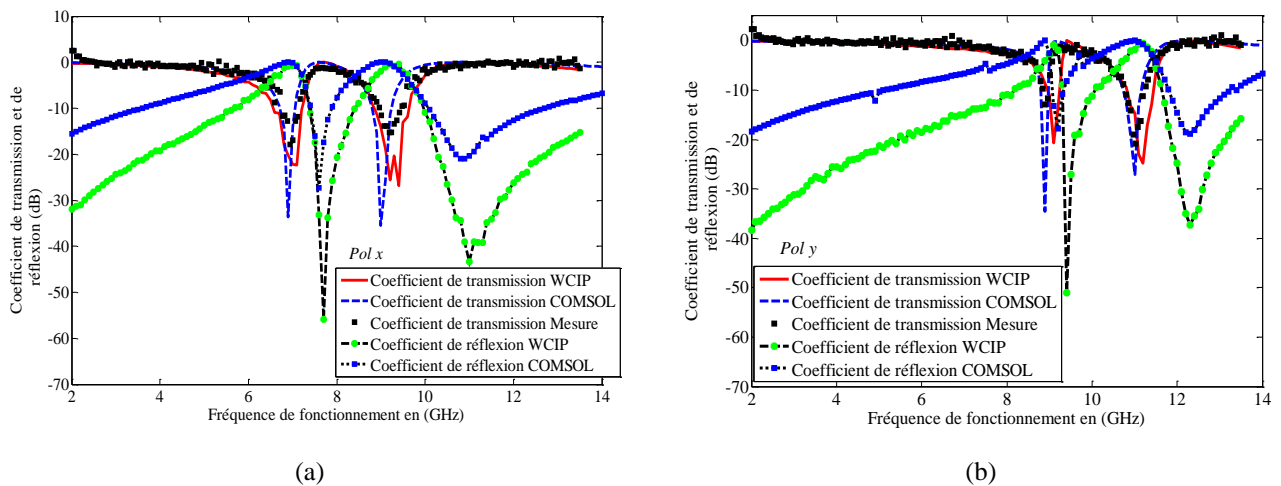


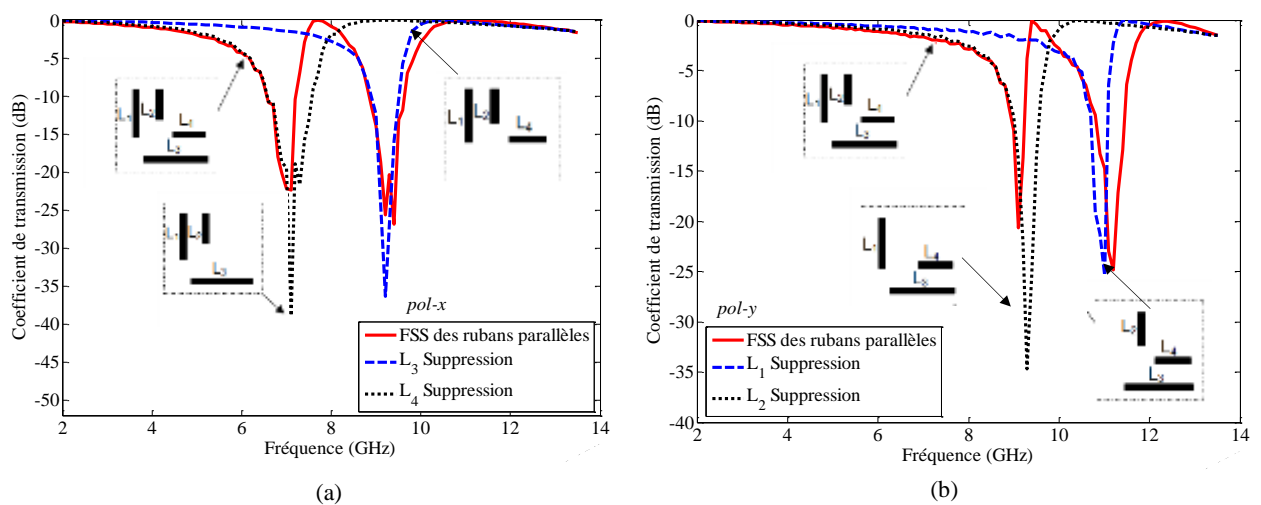
Figure 3. 2. Coefficient de transmission et de réflexion simulé et mesuré pour la: (a) polarisation x- (b) polarisation y

Comme le montre la figure 3.2, la structure présente deux fréquences de résonance d'environ 7,1 GHz et 9,4 GHz avec des largeurs de bande de 0,646 GHz, 0,793 GHz à -10 dB respectivement lorsqu'elle est excitée par une onde plane polarisée en x et deux fréquences de résonance d'environ

9,1 GHz. et 11,2 GHz avec des largeurs de bande de 280,3 MHz, 63 MHz respectivement lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée en y .

3.3.1. Etude de l'effet du couplage des rubans métalliques parallèles

Pour étudier l'effet du couplage des rubans métalliques parallèles de la structure proposée, chaque fois un ruban est éliminé pour aboutir à une structure à trois rubans. Figures 3.3.a et 3.3.b présentent le coefficient de transmission des quatre structures possibles. Une comparaison avec les figures 3.2.a et 3.2.b respectivement montrent que l'élimination d'un ruban métallique entraîne l'élimination de sa résonance correspondante sans altérer les autres résonances créées par les rubans restants. Il n'y a donc pas de couplage entre les rubans de la structure proposée sur la figure 3.1.



3.3.2. Ajustement des fréquences de résonance

Les deux fréquences de résonance caractérisant la structure FSS de la figure 3.1.b lorsque la structure est excitée avec une source d'ondes planes polarisées en x sont ajustées par une variation des dimensions des rubans L_3 et L_4 .

La diminution de L_3 de 13,684 mm à 11,684 mm permet d'augmenter la fréquence de résonance la plus basse de 7 GHz à 7,8 GHz, comme le montrent les figures 3.4.a et 3.4.b. L'augmentation de la seconde fréquence de résonance de 9,4 GHz à 10 GHz est observée lorsque L_4 diminue respectivement de 9,736 mm à 8,736 mm, comme le montrent les figures 3.5.a et 3.5.b. Les résultats obtenus par la méthode itérative WCIP ont été comparés à ceux obtenus par le COMSOL multiphysics software 4.3b et un bon accord a été enregistré.

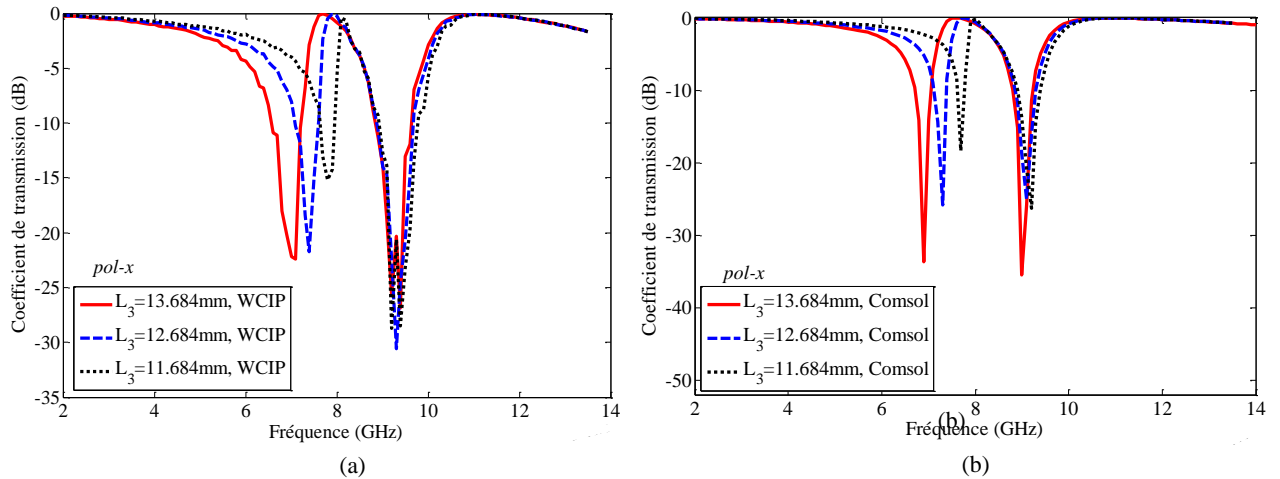


Figure 3. 4. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_3 pour la polarisation x : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL

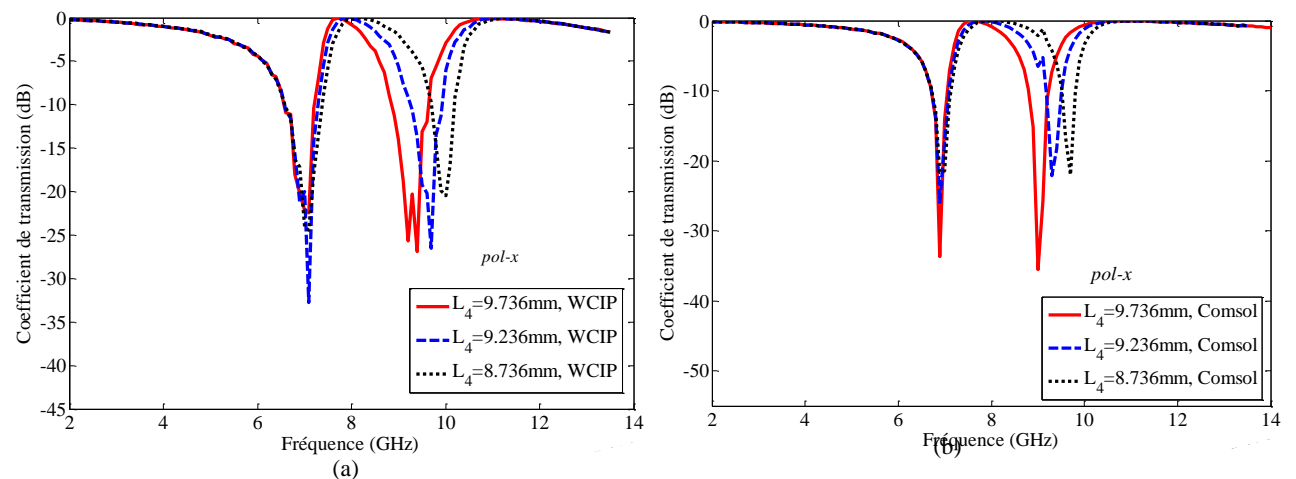


Figure 3. 5. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_4 pour la polarisation x : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL

Dans le cas de la source polarisée en y , les deux fréquences de résonance sont ajustées par la variation des dimensions des rubans parallèles L_1 et L_2 . L'augmentation de la fréquence de résonance la plus basse de 9,1 GHz à 9,7 GHz est obtenue par la diminution de L_1 de 9,61 mm à 8,61 mm respectivement comme indiqué sur les figure 3.6.a. et 3.6.b.

Tandis que l'augmentation de la fréquence de résonance supérieure de 11,2 GHz à 11,9 GHz est observée lorsque L_2 diminue de 7,532 mm à 6,532 mm, respectivement comme le montrent les figures 3.7.a et 3.7.b.

Par conséquent, les différentes fréquences de résonance peuvent être contrôlées indépendamment en faisant seulement varier les longueurs des rubans L_1 , L_2 , L_3 , L_4 . De plus, les résonances peuvent être éliminées séparément en retirant uniquement le ruban responsable de la résonance.

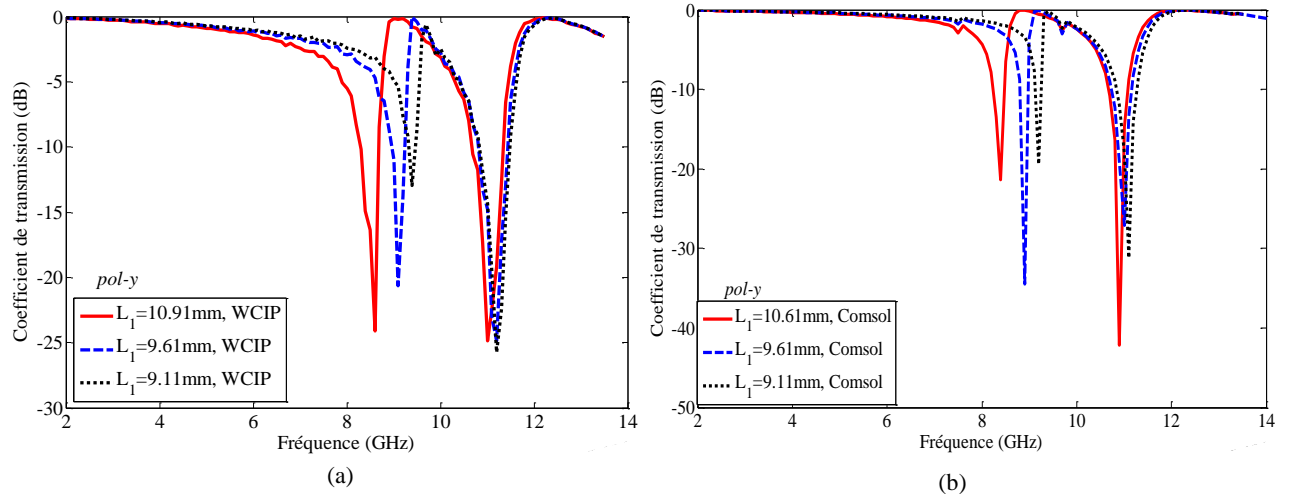


Figure 3. 6. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_1 pour la polarisation y : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL

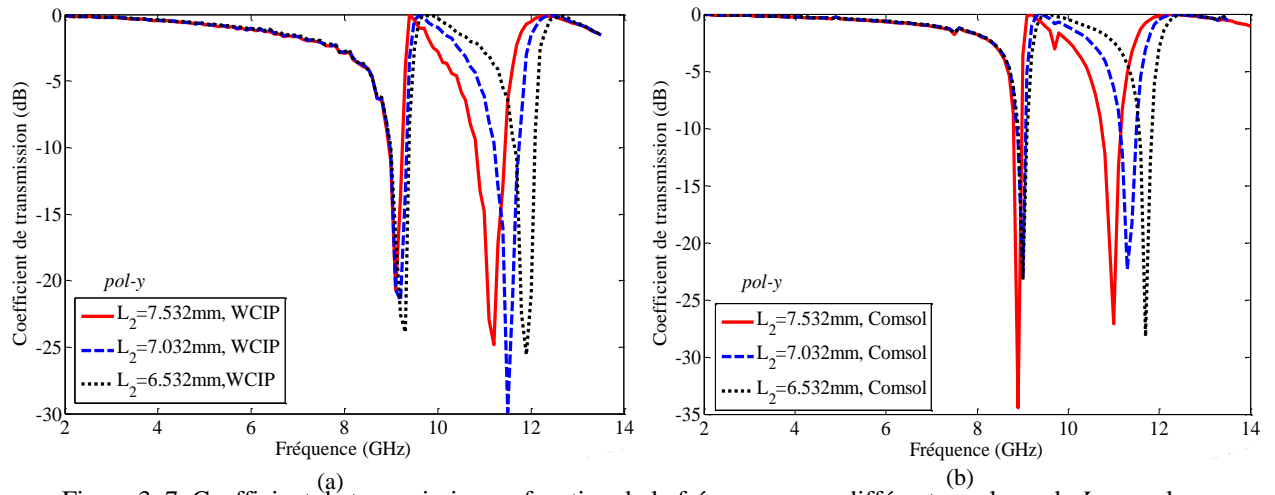


Figure 3. 7. Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_2 pour la polarisation y : (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL.

3.3.3. Calcul de la fréquence de résonance théoriquement

La fréquence de résonance d'une FSS à base d'un ruban métallique peut être calculée par les équations (3.1) et (3.2) [10-12]. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de la méthode WCIP pour différentes valeurs du ruban L_3 , comme montré dans le tableau 3.1.

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) \quad (3.2)$$

TABLEAU 3.1. ERREUR RELATIVE DES FREQUENCES DE RESONANCE CORRESPONDANTES AU RUBAN METALLIQUE L_3

L_3 (mm)	Fréquences de résonance calculée par la méthode WCIP	Fréquences de résonance calculée par(Equation 1.3)	Erreur%
13.684	7	6.67	4.71
12.684	7.4	7.19	2.83
11.684	7.8	7.81	0.12

L'erreur est due aux valeurs non précises de ϵ_{eff} donnée par l'équation (3.2).

La fréquence de résonance d'un anneau métallique rectangulaire FSS peut également être calculée par les équations (3.1) et (3.2) en remplaçant le paramètre $2L$ par la circonférence extérieure de l'anneau. Par conséquent, pour déterminer une longueur du ruban / anneau métallique d'une FSS résonnant à une fréquence de résonance donnée, une approche plus précise doit être adoptée.

3.3.4. Fréquences de résonance contrôlées électroniquement

La suppression d'une des fréquences de résonance peut être obtenue en insérant un espace de dimensions $W_g \times L_g = 0,779 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ à la position appropriée le long du ruban responsable de la fréquence de résonance correspondante. Un commutateur ON / OFF idéal peut être utilisé pour concevoir une FSS capable d'insérer une résonance ou de la retirer. Sur la figure 3.1, le ruban de longueur L_3 , bien que divisé en deux rubans égaux en insérant un interrupteur ON / OFF, sa résonance n'est pas éliminée mais déplacée et peut être proche ou égale à la résonance créée par l'un des autres rubans adjacents. Pour surmonter ce problème, un deuxième interrupteur ON /OFF idéal est inséré comme indiqué sur la figure 3.8.b. Les commutateurs de diode ON/OFF idéaux sont insérés à la place des gap pour finir avec des fréquences de résonance FSS contrôlées électroniquement.

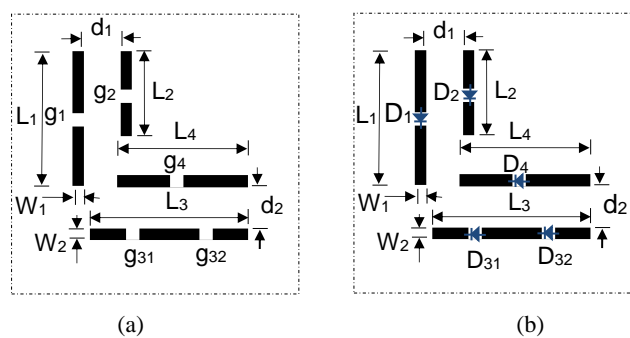


Figure 3. 8. Contrôle de la fréquence de résonance des rubans métalliques parallèles: (a) Avec gaps (b) Avec interrupteurs à diodes

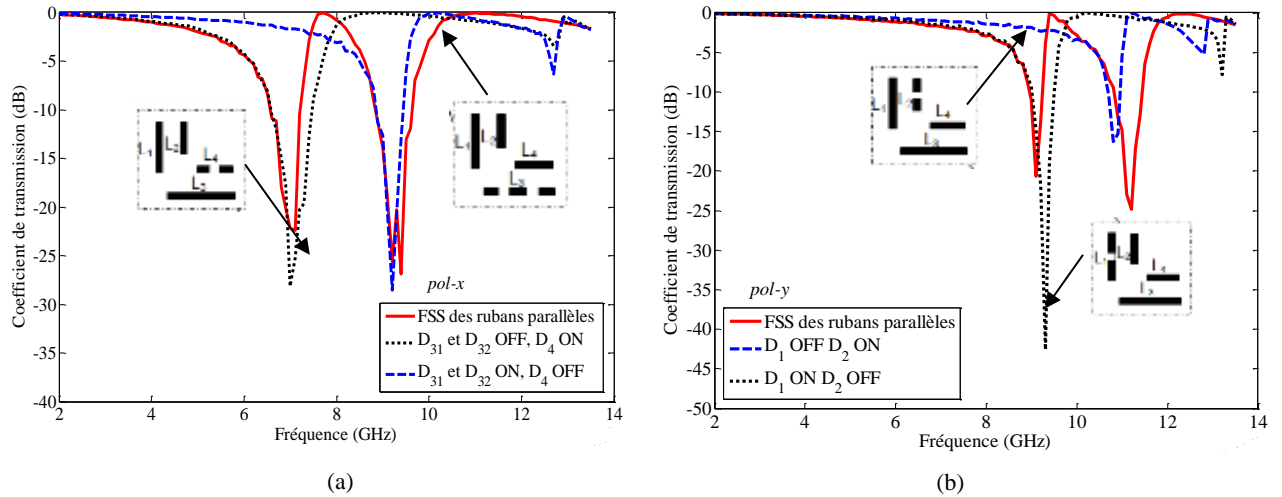


Figure 3. 9. Coefficient de transmission simulé pour la: (a) polarisation x - (b) polarisation y

Figures 3.9.a et 3.9.b montrent le coefficient de transmission de la structure de la figure 3.8 pour différents états de commutateurs, utilisant la méthode WCIP. Lorsque les interrupteurs D_{31} et D_{32} sont tous deux sur OFF, la seule résonance présente concerne le ruban de longueur L_4 . Si D_{32} est ON et que D_{31} est maintenu OFF, deux fréquences de résonance sont affichées où la plus faible valeur est enregistré à environ 9GHz correspondant au ruban de longueur L_4 tandis que la fréquence de résonance la plus élevée observée à environ 10,1GHz correspond au ruban de longueur 8mm extraite du ruban L_3 en diminuant sa longueur à une valeur d'environ 5.684mm. Dans le cas où le D_{31} est ON et D_{32} est OFF, une amélioration de 98,44% de la bande passante centrée à 9,2GHz est obtenue par rapport à la structure de la figure 3.1. Cela est dû à la création d'une nouvelle résonance proche à la résonance de L_4 créée par le seconde ruban constituant le ruban L_3 de longueur 9,684mm est comme représente dans la figure 3.10.

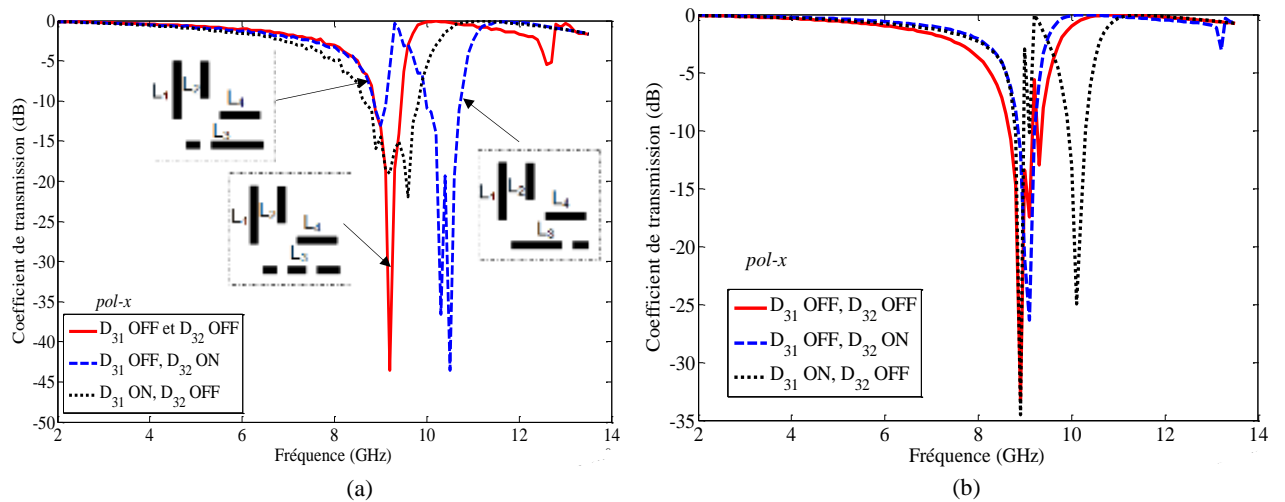


Figure 3. 10. Coefficient de transmission simulé pour la polarisation x: (a) Résultats WCIP - (b) Résultats COMSOL

3.3.5. Ajout d'une troisième résonance dans les deux directions de polarisation

3.3.5.1. Selon la direction de polarisation x

Pour ajouter une troisième résonance dans la polarisation x , un ruban horizontal est ajouté, comme illustré sur la figure 3.11.

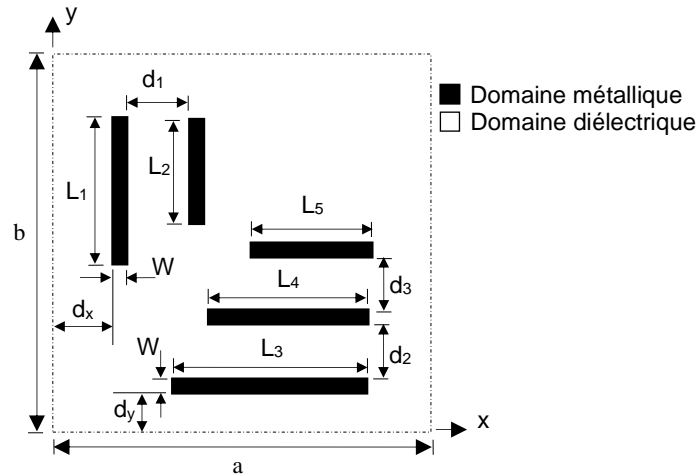


Figure 3. 11. FSS à base de rubans métalliques parallèles avec trois rubans horizontales

La structure de la figure 3.11 a les dimensions suivantes : $a=b=20\text{mm}$, $L_1=11.81\text{mm}$, $L_2=7.868\text{mm}$, $L_3=13.5081\text{mm}$, $L_4=10.868\text{mm}$, $L_5=7.868\text{mm}$, $W=0.983\text{mm}$ et $d_1=1.983\text{mm}$, $d_2=d_3=2.752\text{mm}$, $d_x=d_y=1.2\text{mm}$.

Dans la polarisation x , trois fréquences de résonance sont observées à environ 7 GHz, 8,6 GHz et 11 GHz, comme le montre la Fig. 13.a. et deux fréquences de résonance d'environ 7,9 GHz et 10,6 GHz dans la polarisation y , comme représenté par la figure 3.12.b. En plus des résultats obtenus par la méthode WCIP, les résultats simulés par le COMSOL sont également représentés sur les figures 3. 12.a et 3.12.b, et un bon accord est rapporté.

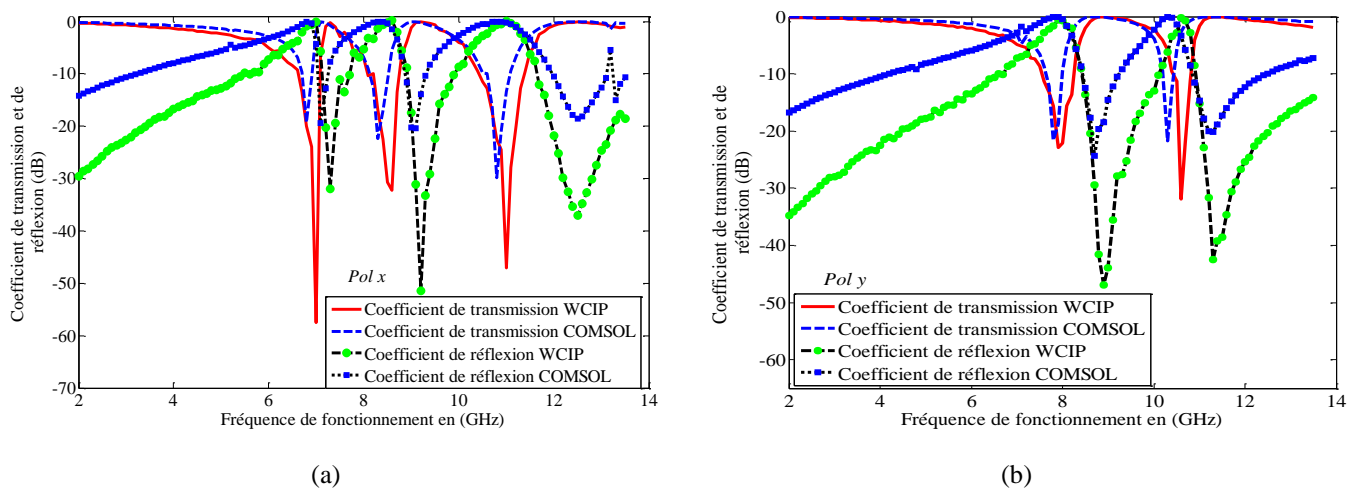


Figure 3. 12. Coefficient de transmission et de réflexion simulé pour la: (a) polarisation x - (b) polarisation y

3.3.5.2. Selon la direction de polarisation x et y

Pour obtenir trois fréquences de résonance dans les deux sens de polarisation et économiser l'espace, un anneau rectangulaire est ajouté dans la structure de la figure 3.1. La figure 3.13 montre la nouvelle structure conçue et fabriquée où les dimensions géométriques de la cellule unitaire FSS proposée sont : $a=b=20\text{mm}$, $L_1=10.81\text{mm}$, $L_2=L_4=7.868\text{mm}$, $L_3=9.5081$, $W=0.983\text{mm}$, et $d_1=d_2=0.983\text{mm}$, $W_a=L_a=11.8\text{mm}$, $d_3=5.9\text{mm}$, $d_x=d_y=1.2\text{mm}$.

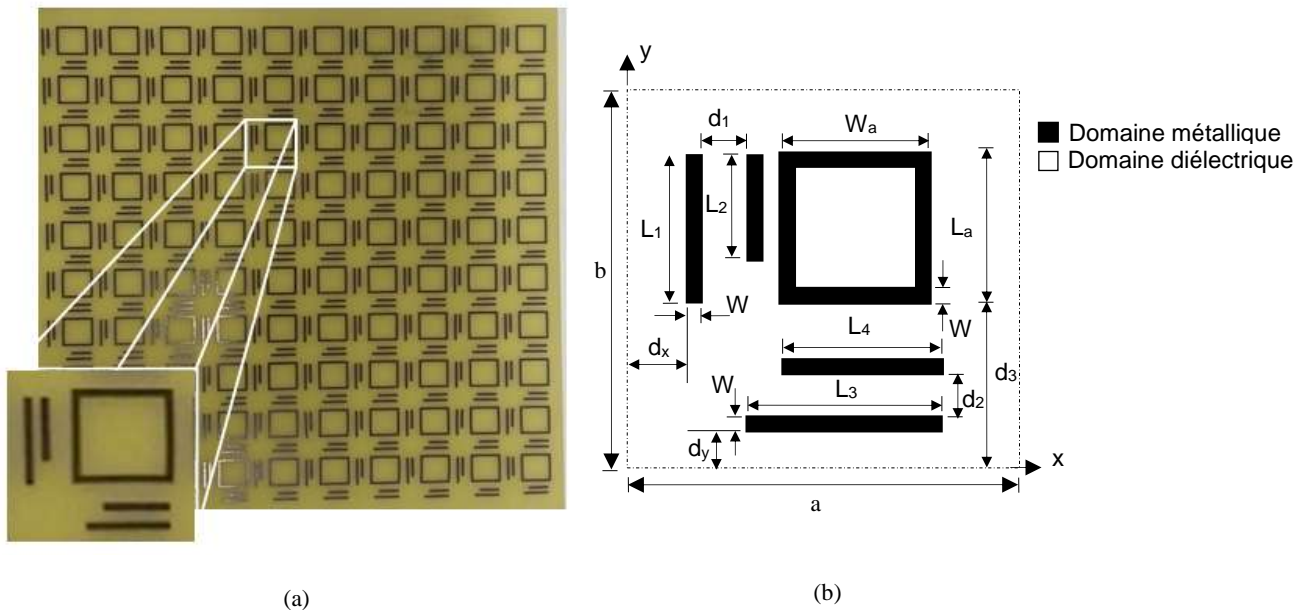


Figure 3. 13. Structure FSS avec rubans métalliques parallèles et anneau: (a) Réalisation de la FSS avec un réseau de cellules 10×10 unit et - (b) géométrie de la cellule unitaire FSS.

La cellule unitaire de la structure FSS de la figure 3.13 est décrite par un maillage de 200×200 pixels et le processus itératif est arrêté après 350 itérations.

Les résultats de la méthode WCIP sont validés par une comparaison avec les résultats simulés par COMSOL et les résultats expérimentaux, un bon accord est observé. Les coefficients de transmission S_{12} de la structure lorsqu'elle est excitée par une onde plane normale polarisée en x et y sont représentés sur les figure 3.14.a et 3.14.b respectivement.

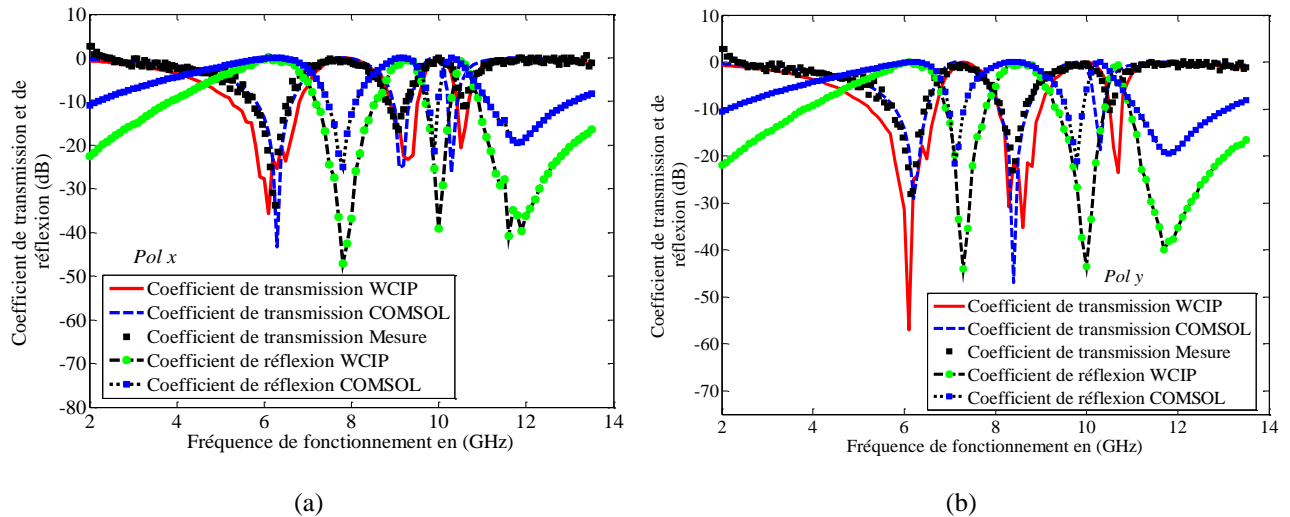


Figure 3. 14. Coefficient de transmission et de réflexion simulé et mesuré pour la: (a) polarisation x - (b) polarisation y

D'après la figure. 13, la structure présente trois fréquences de résonance à environ 6,1 GHz, 9,3GHz et 10,5GH avec des largeurs de bande de 1,554GHz, 0,632GHz et 28,1MHz respectivement à -10 dB lorsqu'elle est excitée par une onde plane polarisée en x, et trois fréquences de résonance à environ 6,1GHz, 8,3GHz et 10,7GHz avec des largeurs de bande de 1,446GHz, 0,93GHz et 27,6MHz respectivement lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée selon y.

3.3.6. Amélioration de la bande passante en fonction des longueurs des rubans

L'amélioration de la bande passante d'une FSS à un seul ruban métallique peut être simplement réalisée, par l'ajout d'un ruban métallique en parallèle à un ruban ayant la même dimension. L'ajout d'un troisième ruban de même dimension permet l'augmentation de la largeur de la bande améliorée et cela sur les deux directions de polarisation comme montré sur la figure 3.15.

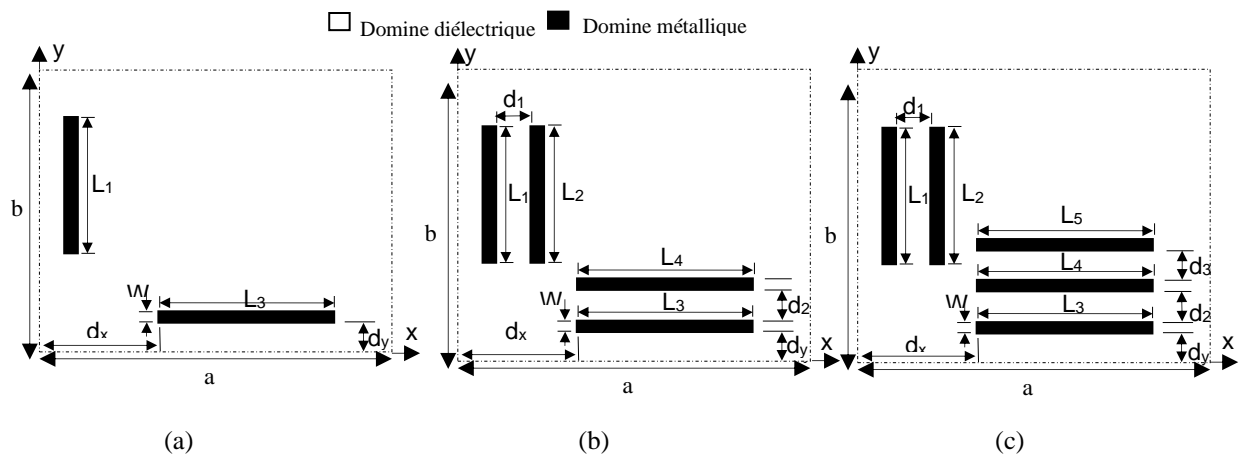


Figure 3. 15. Les FSS à base de ruban métalliques parallèles (a) un seul ruban (b) deux ruban (c) trois ruban horizontaux

Dans la figure 3.15.a l'augmentation des longueurs des rubans de L_3 de 9mm à 13.684mm et de L_1 de 7.532mm à 11.21mm a permis l'amélioration de la bande passante de la structure de 1.5913GHz à 2.2556GHz sur la polarisation x et de 1.17GHz à 1.8732GHz sur la polarisation y respectivement. L'augmentation de L_3 permet la diminution de la fréquence de résonance de 9.382GHz à 6.796GHz pour la polarisation x . Et l'augmentation de L_1 permet la diminution de la fréquence de résonance de 10.605GHz à 7.9866GHz pour la polarisation y .

Pour obtenir une meilleure amélioration des bandes passantes sur les deux sens de polarisation deux rubans L_4 et L_2 parallèles aux deux rubans L_3 et L_1 respectivement sont ajoutés, l'ajout du ruban L_4 parallèle au ruban L_3 a conduit à l'augmentation de la largeur de la bande passante de 2.6711GHz à 3.8046GHz sur la polarisation x , tandis que l'ajout du ruban L_2 parallèle au ruban L_1 a conduit à une augmentation de la bande passante de 2.3794GHz à 4.2083GHz comme illustré sur la figure 3.16.b. Pour des longueurs des deux rubans $L_3=L_4$ dans la polarisation x la fréquence de résonance est diminuée de 9.5015GHz à 7.0685GHz et pour la polarisation y la fréquence de résonance est diminuée de 10.7263GHz à 8.2829GHz.

L'ajout d'un troisième ruban L_5 parallèle aux deux rubans L_3 et L_4 et ayant les mêmes dimensions a permis l'amélioration de la bande passante de 4.1238GHz à 5.4872GHz sur la polarisation x .

Les figures 3.16.a et 3.16.b illustrent l'amélioration obtenue sur les deux sens de polarisation x et y respectivement.

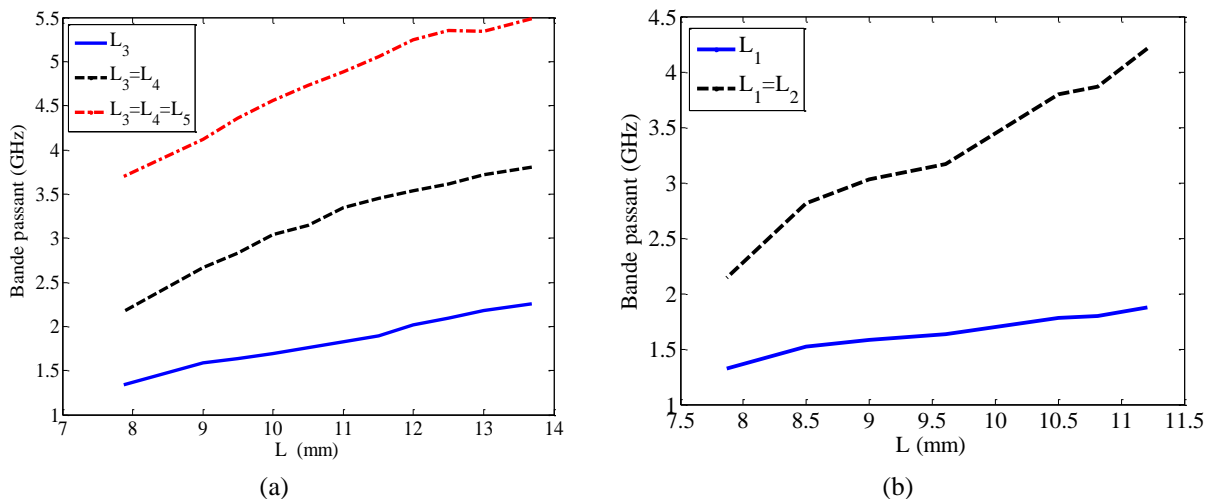


Figure 3. 16. Variation de la bande passante en fonction des longueurs des rubans (a) pour la polarisation x en fonction des longueurs L_3 , L_4 et L_5 (b) pour la polarisation y en fonction des longueurs L_1 , et L_2

Concernant la fréquence de résonance, elle est diminuée par l'ajout d'un ruban métallique en parallèle à un ruban et ayant la même dimension et cela sur les deux sens de polarisation comme montré sur la figure 3.17.a et figure 3.17.b respectivement. L'ajout d'un troisième ruban horizontal de même dimension a permis une autre diminution de la fréquence de résonance

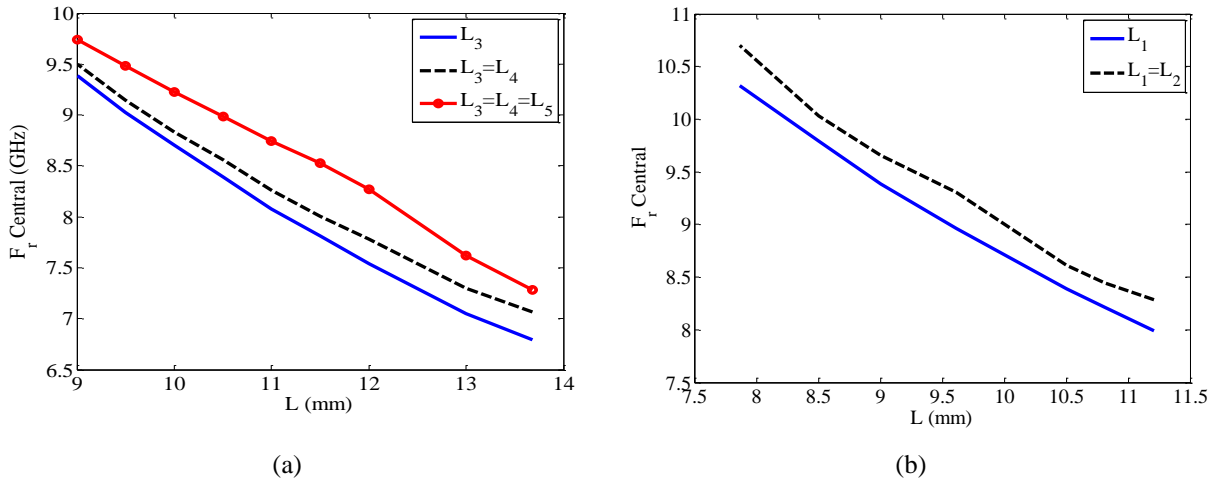


Figure 3. 17. Variation de la fréquence centrale en fonction des longueurs des rubans (a) pour la polarisation x en fonction des rubans L_3, L_4 et L_5, L_3, L_4 et L_5 (b) pour la polarisation y en fonction des rubans L_1, L_2 .

La figure 18 montre le coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour la structure de la figure 3.13 sans fusionnement (figure 18.a) et avec fusionnement des deux bandes issues des longueurs des deux rubans L_3, L_4 , (figure 18.b), et fusionnement des trois bandes issues des longueurs des rubans L_3, L_4 et de l'anneau L_{An} comme représenté dans la figure 18.c.

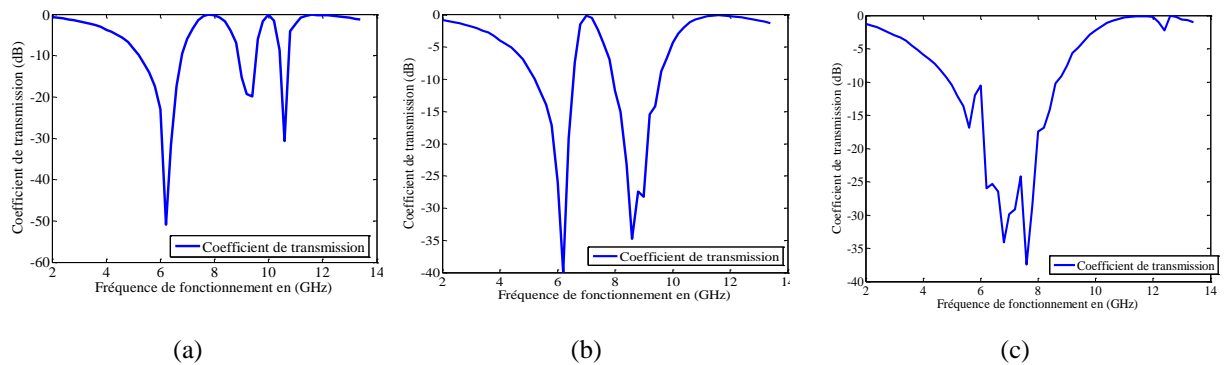


Figure 3. 18. Coefficient de transmission: (a) Structure L_{An} et L_3, L_4 . - (b) fusionnement $L_3=L_4$. (c) fusionnement $L_3=L_4=L_{An}$

Pour chaque valeur L_{An} il existe une valeur de $L_3=L_4$ pour laquelle le fusionnement de bande peut avoir lieu. L_3 et L_4 pour la polarisation x ou L_1 et L_2 pour la polarisation y

Cette procédure est répétée pour des valeurs de L_{An} allant de 11.8mm à 9.5mm, la figure 3.19 résume les résultats obtenus. Elle montre la variation de la bande passante unique issue d'un fusionnement des deux bandes de résonance dues aux rubans et à l'anneau et cela en fonction des dimensions L_{An} et $L_1=L_2$.

Pour pouvoir améliorer la bande passante de la structure de la figure 3.13, la circonférence de l'anneau est diminuée de 11.8mm à 9.5mm, les longueurs des deux rubans L_3 et L_4 sont augmentées de 11.5mm à 15mm alors que les longueurs des deux rubans L_1 et L_2 sont augmentées de 11.5mm à 15.81mm. Ces variations ont permis une augmentation de la bande passante de 6.5223GHz à

6.6829GHz sur la polarisation x et de 6.3079GHz à 6.9242GHz sur la polarisation y , comme illustré sur les figures 3.19.a et 3.19.b respectivement.

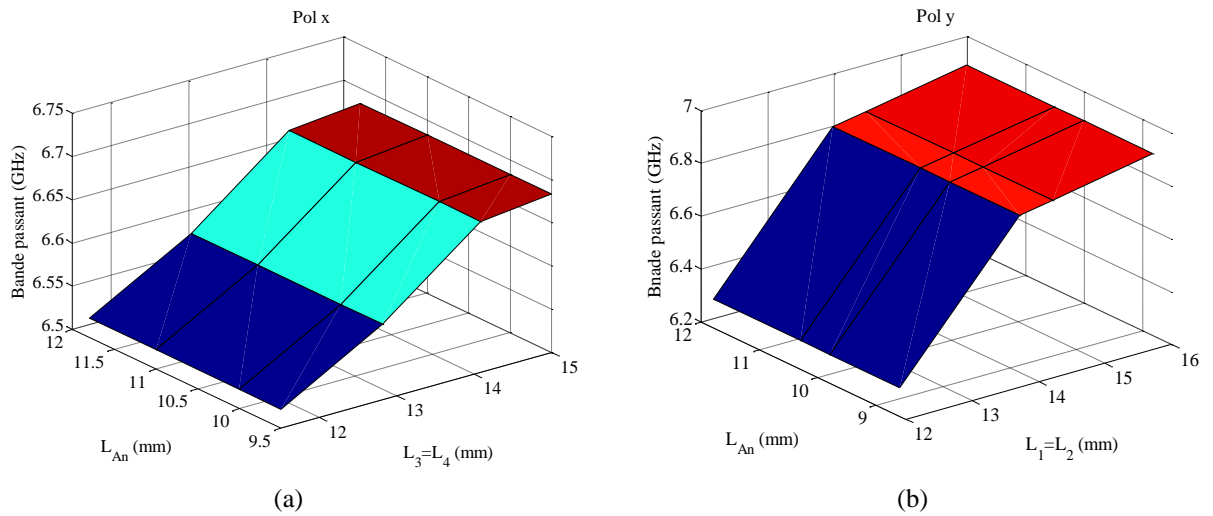


Figure 3. 19. Variation de la bande passante en fonction des dimensions des éléments de la FSS(a) pour la polarisation x en fonction de L_3 et L_4 et L_{An} (b) pour la polarisation y en fonction de L_1 et L_2 et L_{An}

La fréquence de résonance est diminuée de la valeur 8.1219GHz à 6.4757GHz pour la polarisation x , et de la valeur 8.4171GHz à 6.3029GHz pour la polarisation y comme montré dans les figures 3.20.a et 3.20.b respectivement.

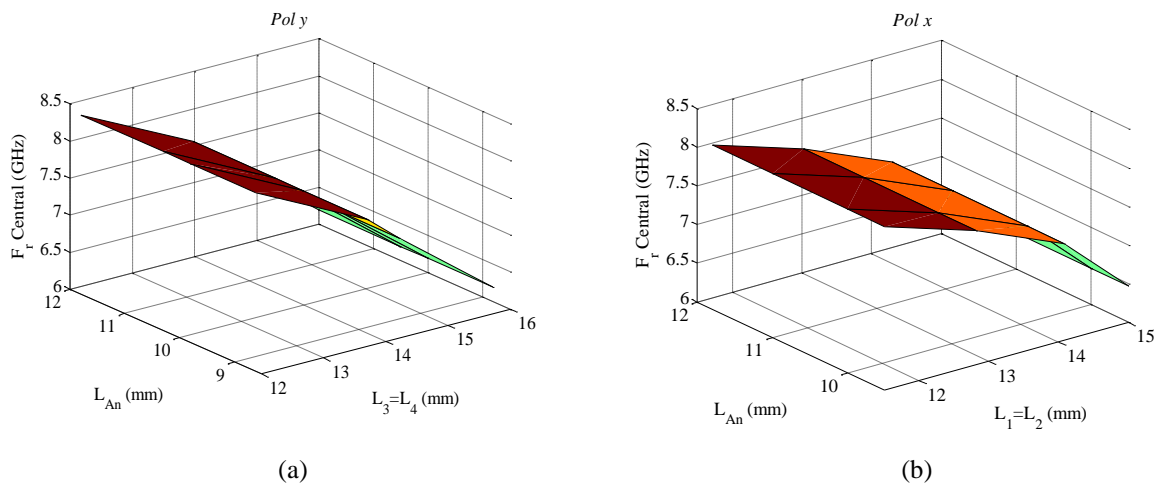


Figure 3. 20. Variation de la fréquence centrale en fonction des dimensions des éléments de la FSS (a) pour la polarisation x en fonction de L_3, L_4 et L_5 et L_{An} (b) pour la polarisation y en fonction de L_1, L_2 et L_{An} .

3.4. Synthèses des FSS basées sur des rubans métalliques parallèles non couplés et un anneau

Dans la deuxième partie de ce chapitre une approche de synthèse basée sur des rubans métalliques parallèles non couplés et un anneau est introduite. Une FSS multibande à double polarisation ne peut être synthétisée en donnant le nombre et les longueurs des rubans correspondants au nombre de fréquences de résonance souhaitées dans les deux polarisations.

La structure qui peut être fabriquée en laboratoire est une matrice de **10 x 10** cellules avec des dimensions de cellule $a=b=20\text{mm}$, une épaisseur de substrat de 1mm et une constante diélectrique relative de 4,4.

Une FSS avec une fréquence de résonance ajustée peut également être obtenue à partir de la variation de la longueur de l'anneau métallique rectangulaire puisque sa résonance se produit lorsque la longueur d'onde de fonctionnement est égale à la circonférence de l'anneau. Les grandes lignes de la procédure de synthèse de la structure FSS basée sur des rubans métalliques parallèles non couplés et un anneau sont résumées dans l'organigramme de la figure 3.21.

Dans ce travail, l'estimation est effectuée à l'aide de la méthode des moindres carrés, cette méthode permet de comparer les résultats mesurés qui contiennent généralement des erreurs avec un modèle mathématique supposé décrire ces données.

Les valeurs de la fréquence de résonance dans l'organigramme de la figure 3.21 sont remplacées dans la formule donnant la fréquence de résonance en fonction de la longueur du ruban métallique Eq (3.1).

Cette équation présente des erreurs élevées. Pour les minimiser un facteur d'erreur K est introduit ce qui permet de calculer la longueur effective du ruban correspondante à ces fréquences, données par l'équation (3.3).

$$L_{eff} = L/k \quad (3.3)$$

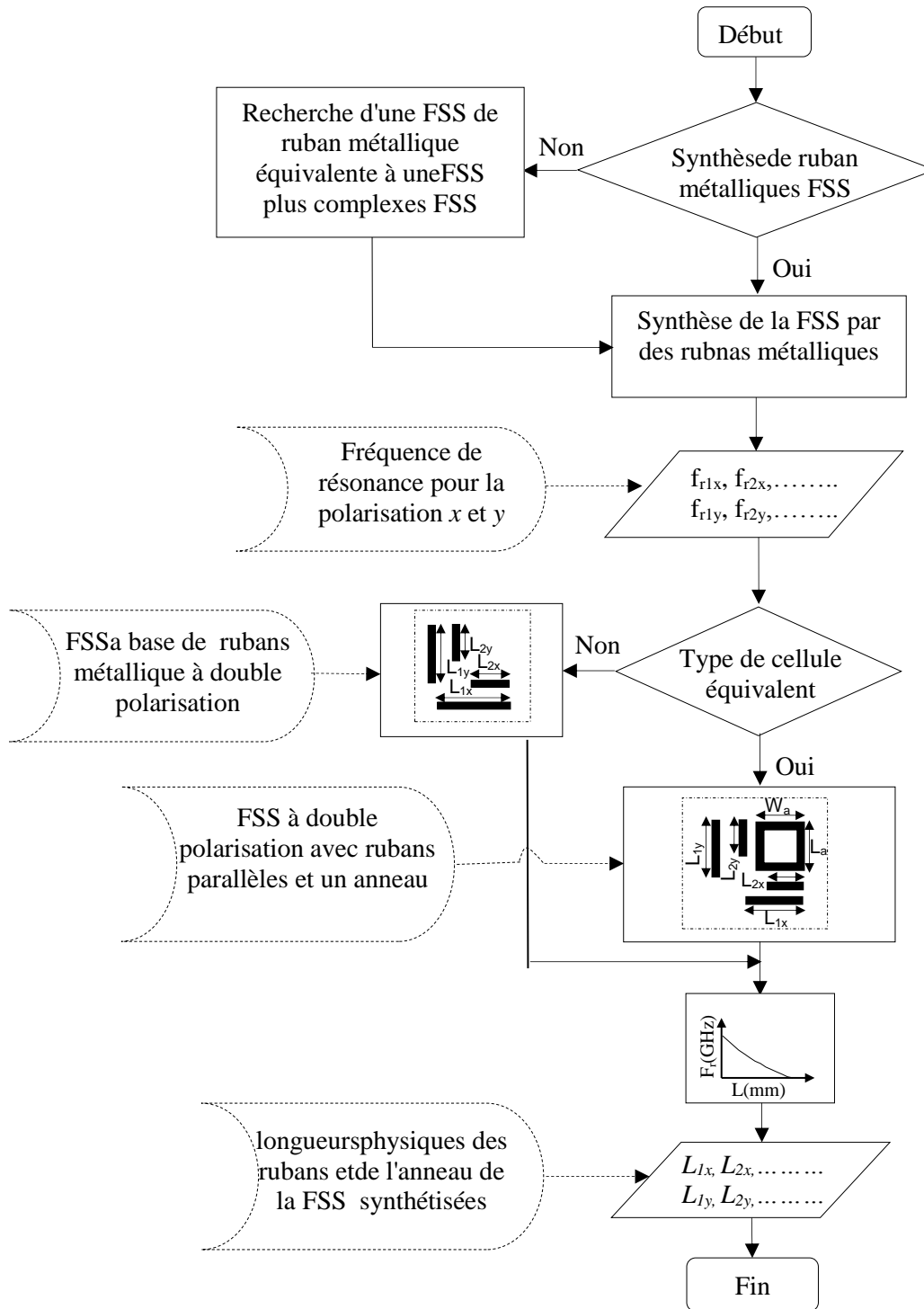


Figure 3. 21. Procédure de détermination des longueurs des rubans et de la circonférence de l'anneau

3.4.1. Détermination de la longueur du ruban / anneau métallique pour une fréquence de résonance souhaitée

Les configurations des deux cellules unitaires du ruban et de l'anneau métallique sont présentées dans les figures 3.22.a et 3.22.b respectivement. Les dimensions géométriques du ruban métallique, sont: $a=b=20\text{mm}$, $W=0,789\text{mm}$, la longueur du ruban L est comprise entre 6 mm et 19mm avec un incrément de 1mm. Les dimensions de l'anneau métallique sont: $a= b=20\text{mm}$, la largeur du ruban $W_r=0,983\text{mm}$, la largeur de l'anneau $W_a=12\text{mm}$ et la longueur L_a qui varie de 5mm à 16mm. Le substrat des deux structures à une épaisseur de 1mm et une constante diélectrique de 4,4. Les deux structures sont excitées par une onde plane incidente normale en polarisation x .

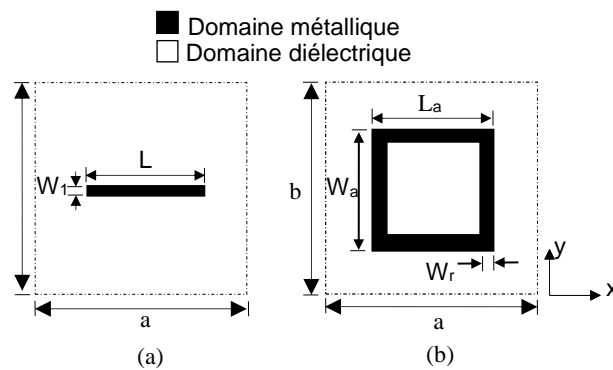


Figure 3. 22. Géométrie de la cellule unitaire: (a) Ruban métallique - (b) Anneau métallique

L'approche présentée est résumée dans l'organigramme de la figure 3.23.

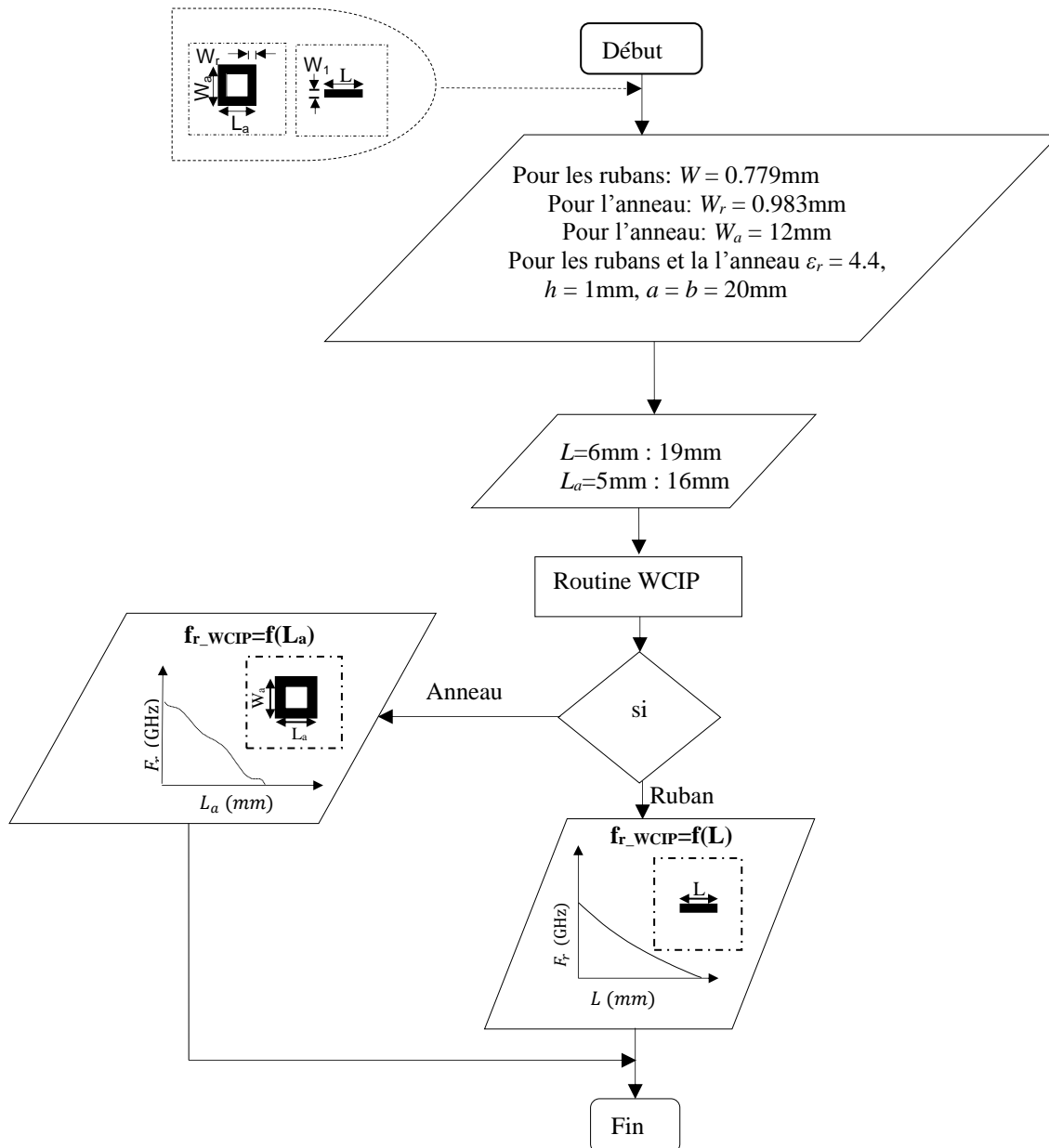


Figure 3. 23. Organigramme résumant les différentes étapes pour obtenir la fréquence f_r en fonction de la longueur du ruban L et la longueur de l'anneau L_a

Tout d'abord, le type de la FSS doit être choisi entre une FSS constituée uniquement de rubans métalliques parallèles et une FSS constituée d'un anneau. Une fois le type de la FSS choisi, les fréquences de résonance souhaitées sont insérées dans la figure 3.24 dans la courbe correspondante, soit la courbe du ruban, soit la courbe de l'anneau, ce qui va permettre d'extraire la longueur des rubans et / ou la longueur de l'anneau à déterminer afin de finir avec une FSS avec la réponse en fréquence souhaitée.

En utilisant la méthode WCIP et le COMSOL, la fréquence de résonance des structures FSS de la figure 3.22 est calculée pour différentes valeurs de L et L_a représentée sur la figure 3.23 dans

laquelle l'interpolation (lignes pleines et en pointillés) est assurée par la méthode des moindres carrés. A ce stade, la structure FSS avec une fréquence de résonance comprise entre 4,5GHz et 12,25GHz peut être réalisée en utilisant uniquement un ruban métallique. Pour obtenir plus de résonances, des rubans métalliques supplémentaires correspondant aux fréquences de résonance souhaitées sont insérés et arrangés comme présenté sur la figure 3.1, car il a été montré qu'aucun couplage n'existe entre les rubans métalliques parallèles sous cet arrangement.

La figure 3.23 présente l'organigramme résumant les différentes étapes d'obtention de la fréquence de résonance f_r en fonction de la longueur du ruban L et de la longueur de l'anneau L_a .

Dans la figure 3.24, la courbe représentant la relation entre la longueur du ruban L ou la longueur de l'anneau L_a et la fréquence de résonance est indiquée. Les courbes obtenues limitent les fréquences de résonance de la FSS synthétisées à des valeurs variant de 4,8GHz à 12GHz, tandis que les fréquences de résonance de la structure FSS à anneau métallique synthétisé sont limitées à un intervalle variant de 5GHz à 8GHz.

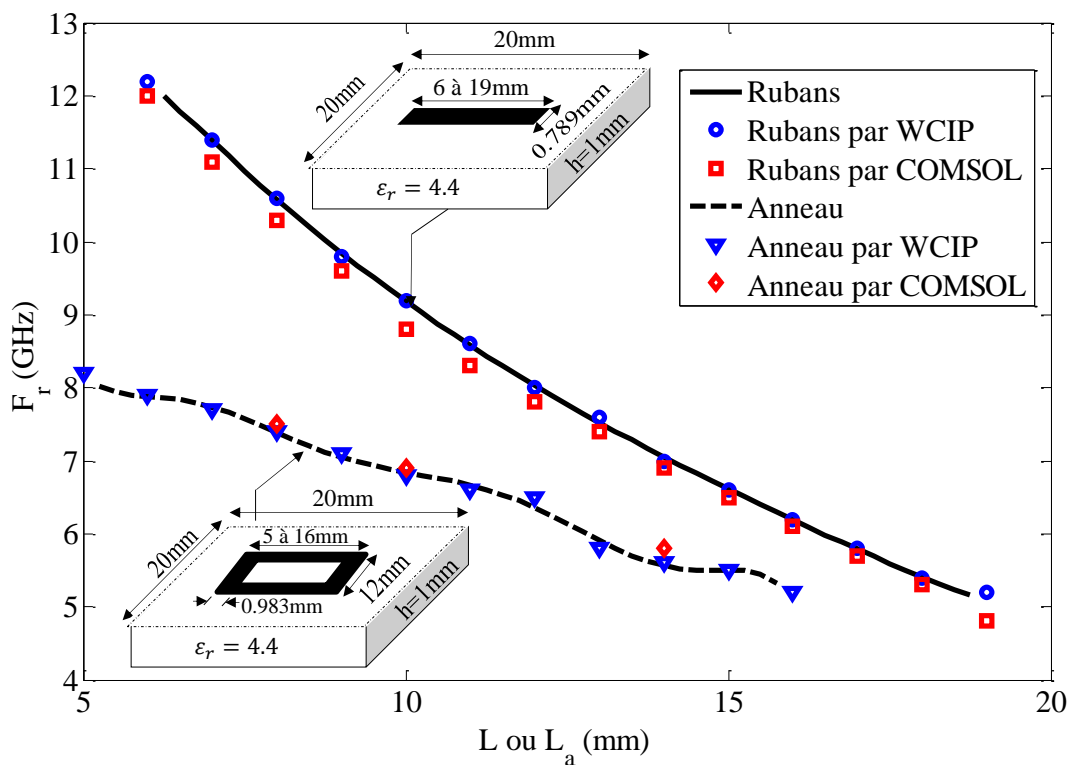


Figure 3. 24. Fréquence de résonance par rapport à la longueur du ruban / anneau métallique.

3.4.2. Validation de l'approche

Pour valider l'approche proposée, les résultats mesurés présentés dans Les figures 3.1.a et 3.1.b, 3.13.a et 3.13.b et concernant respectivement les rubans métalliques parallèles en double

polarisation de la figure 3.2 et la structure à base des rubans parallèles et anneau de la figure 3.14 sont pris comme référence.

3.4.2.1. FSS à rubans métalliques parallèles à double polarisation

Tableaux 3.2 et 3.3, montrent les valeurs de la longueur du ruban métallique L_i obtenue à partir de la figure 3.24 nécessaires pour réaliser les fréquences de résonance mesurées des figures 3.2.a et 3.2.b respectivement. Le coefficient de transmission de la structure FSS à base de rubans métalliques parallèles à double polarisation, calculés par la méthode WCIP, est représenté sur les figures 3.25.a et 3.25.b pour les deux directions de polarisations x et y respectivement.

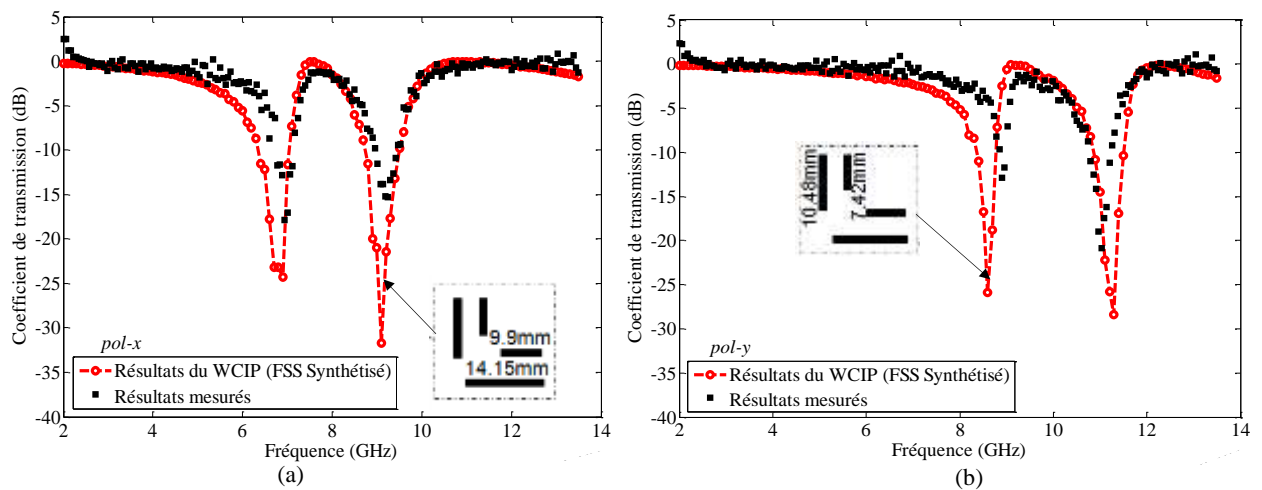


Figure 3. 25. Coefficient de transmission de la structure équivalente à base de rubans métalliques parallèles: pour: (a) La polarisation x - (b) La polarisation y .

TABLEAU 3.2. Erreur de la fréquence de résonance de l'approche présentée par rapport à la fréquence de résonance mesurée de la structure fss à base de rubans métalliques parallèles selon la polarisation x .

Polarisation x		
f_r (mesuré)	f_{r1}	f_{r2}
L_i	14.154	9.902
f_{r_WCIP} (GHz)	6.9	9.1
f_r Eq. (3.1)	9.12	13.037
Erreur % WCIP	0.64	1.56
Erreur % Eq. (3.1)	31.32	41.02

TABLEAU 3.3. Erreur de la fréquence de résonance de l'approche présentée par rapport à la fréquence de résonance mesurée de la structure fss à rubans métalliques parallèles selon la polarisation y .

Polarisation y		
f_r (mesuré)	f_{r1}	f_{r2}
L_i	10.48	7.42
f_{r_WCIP} (GHz)	8.6	11.3
f_r Eq. (3.1)	12.953	18.145
Erreur % WCIP	3.37	2.44
Erreur % Eq. (3.1)	45.54	64.51

D'après les deux tableaux 3.2 et 3.3, l'erreur enregistrée dans la fréquence de résonance obtenue par l'approche proposée par rapport aux résultats des mesure varie de 0,64% à 3,37% tandis que l'erreur produite à l'aide des équations (3.1) et (3.2) atteint 64,51%.

3.4.2.2. FSS à double polarisation à base de rubans métalliques parallèles et un anneau

Tableaux 3.4 et 3.5 montrent les longueurs d'anneau L_a et des rubans L_1 et L_2 présentées respectivement par les valeurs L_i et correspondant aux fréquences de résonance de 6GHz, 9,073GHz et 10,57GHz respectivement. Les fréquences de résonance mesurées concernent l'anneau métallique à double polarisation et les rubans parallèles illustrées sur la figure 3.13 et pour lesquelles les mesures sont présentées sur les figures. 14.a et 14.b pour les deux directions de polarisation x et y respectivement. Les coefficients de transmission de la structure FSS en utilisant l'approche présentée avec des rubans métalliques parallèles et un anneau calculé par la méthode WCIP sont indiqués dans les figures 3.25.a et 3.25.b pour les deux polarisations de source x et y respectivement.

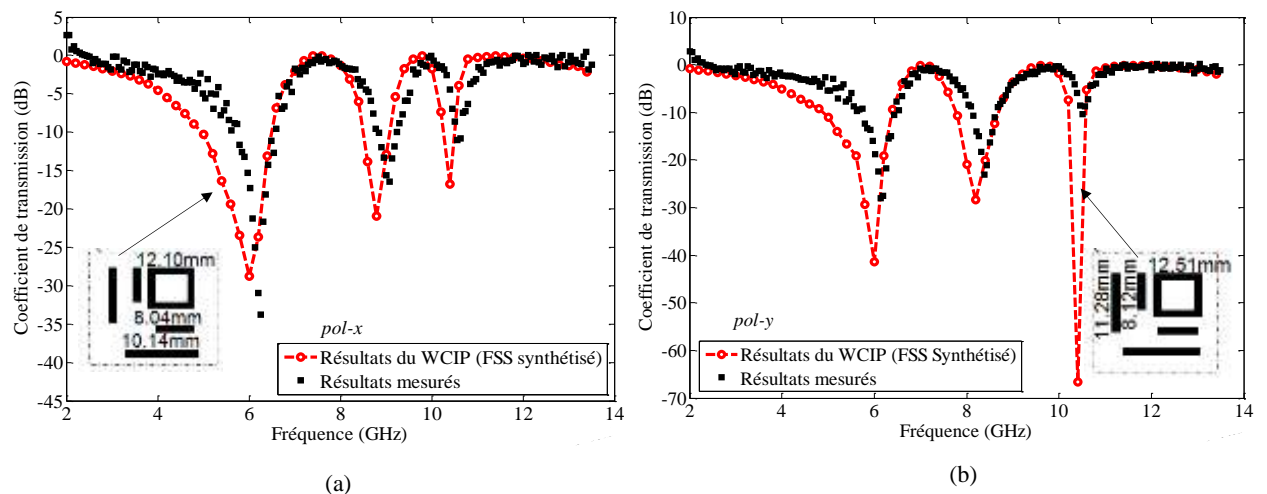


Figure 3. 26. Coefficient de transmission de la structure équivalente à base de rubans métalliques parallèles: pour: (a) La polarisation x - (b) La polarisation y .

Tableau3.4. Erreur de la fréquence de résonance de l'approche présentée comparée à la fréquence de résonance mesurée pour une FSS a base de rubans métalliques parallèles et un anneau dans la direction x

Polarisation x			
f_r (mesuré)	f_{r1}	f_{r2}	f_{r3}
L_i	6.255	9.073	10.57
f_{r_WCIP} (GHz)	12.105	10.143	8.04
f_r Eq. (3.1)	6	8.8	10.4
Erreur % WCIP	10.665	12.727	16.039
Erreur % Eq. (3.1)	3.61	3.01	1.61
	70.50	40.27	51.74

Tableau 3.5. Erreur de la fréquence de résonance de l'approche présentée comparée à la fréquence de résonance mesurée pour une FSS à base de rubans métalliques parallèles et un anneau dans la direction y

f_r (mesuré)	Polarisation y		
	f_{r1}	f_{r2}	f_{r3}
L_i	6.14	8.383	10.51
f_{r_WCIP} (GHz)	6	8.2	10.4
f_r Eq. (3.1)	10.32	11.444	15.884
Erreur% WCIP	2.2800	2.1800	1.0500
Erreur% Eq. (3.1)	68.08	36.51	51.31

Les tableaux 3.4 et 3.5, montrent que l'erreur dans les fréquences de résonance calculées par l'approche proposée reste inférieure à 3,61%, cependant le pourcentage d'erreur des fréquences de résonance calculées par les équations (3.1) et (3.2) varie entre 36,51% et 70,50%.

L'approche de synthèse présentée prévoit plus précisément la fréquence de résonance de la FSS à base de rubans / anneaux métalliques.

La figure 3.23 peut être utilisée pour extraire des paires de fréquences de résonance et de longueurs de ruban / anneau (f_r , L_i). Puis en les insérant dans l'équation (3.4) obtenue à partir de l'équation (3.1).

$$\epsilon_{r_eff} = \frac{c^2}{4L_i^2 f_r^2} \quad (3.4)$$

Une courbe reliant la constante diélectrique effective relative ϵ_{r_eff} de la FSS et les fréquences de résonance ou la longueur du ruban / anneau est obtenue et illustrée par la figure 3.27.a et 3.27.b respectivement.

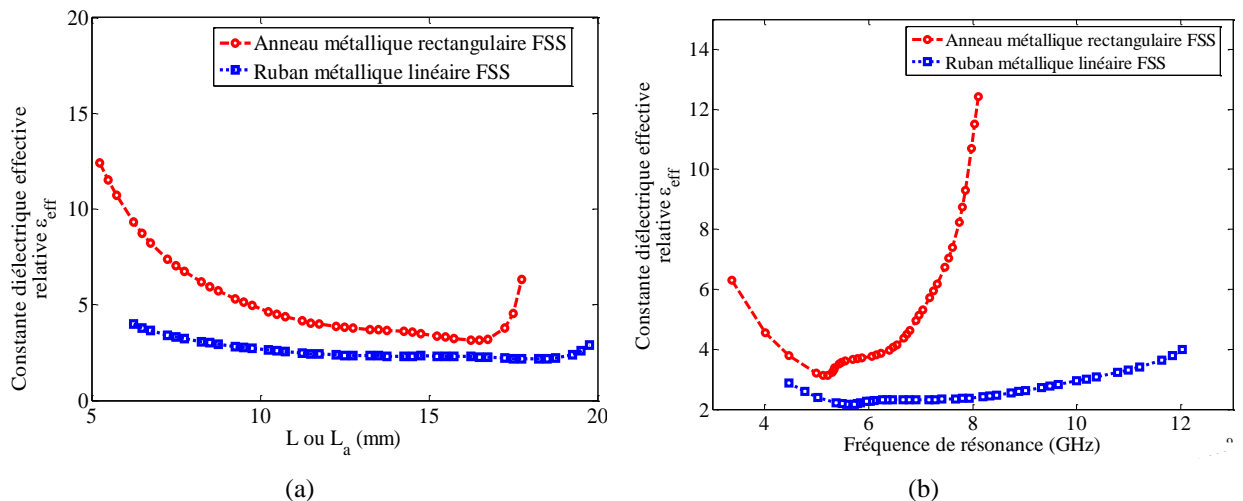


Figure 3. 27. Constante diélectrique effective en fonction de: (a) Longueur du ruban métallique / longueur de l'anneau (b) La fréquence de résonance de la FSS à base de ruban/ anneau

En conséquence, l'équation (10) et les courbes résultantes fournissent également des erreurs dans la détermination des fréquences de résonance FSS à rubans / anneaux inférieures à 4,25% et des

erreurs dans la longueur des rubans / anneaux également inférieures à 4,25%, comme indiqué sur les Figure 3.28 et 3.29 respectivement puisqu'ils sont issus des mêmes approches de synthèse et d'analyse.

La différence entre les résultats expérimentaux et les résultats simulés est probablement due à la valeur non exacte de la constante diélectrique du substrat du FSS fabriqué, car elle est fournie par le constructeur et n'a pas été extraite de l'expérience avant la mesure du FSS fabriqué. Une partie de cette différence peut être liée à l'utilisation d'un nombre limité de modes TE et TM résultant du nombre limité de pixels décrivant l'interface du FSS. De plus, la procédure itérative de la méthode WCIP est arrêtée à un nombre limité d'itérations présentant initialement une erreur acceptée dans la détermination des coefficients de réflexion et de transmission.

3.4.3. Estimation de l'erreur de l'approche

L'erreur de l'approche de synthèse concernant la longueur du ruban / anneau en fonction de la fréquence de résonance souhaitée de la FSS à ruban / anneau métallique est illustrée par la figure. 3.28, où une erreur maximale de 4,25% dans la longueur du ruban est enregistrée pour une fréquence de résonance souhaitée de 9.18GHz. La Figure 3.29 présente l'erreur de l'approche de synthèse de la fréquence de résonance de la FSS à rubans / anneaux métalliques en fonction de la longueur du ruban / anneau de la structure FSS donnée, une erreur maximale de 4,25% est enregistrée pour un ruban d'une longueur de 10 mm. Les erreurs sont identiques dans la mesure où un ruban métallique d'une longueur de 10 mm résonne à 9,2 GHz. En comparant les résultats de la méthode des moindres carrés à ceux de la méthode WCIP, l'erreur est plus faible car les résultats de la méthode WCIP sont utilisés comme données de base pour obtenir la courbe de la méthode des moindres carrés. En comparant la courbe des simulations à la courbe de la méthode des moindres carrés, une valeur d'erreur plus élevée est enregistrée dans la majeure partie de l'intervalle fréquence / longueur, car il existe une erreur initiale entre les résultats de la méthode WCIP et les résultats des simulations, comme il est indiqué sur les figures 3.2, 3.14. et 3.16 en raison du nombre limité de modes utilisés comme base modale dans la méthode WCIP. De plus, le nombre limité des itérations imposant une erreur acceptable après le processus itérative de convergence représente une source d'erreur supplémentaire.

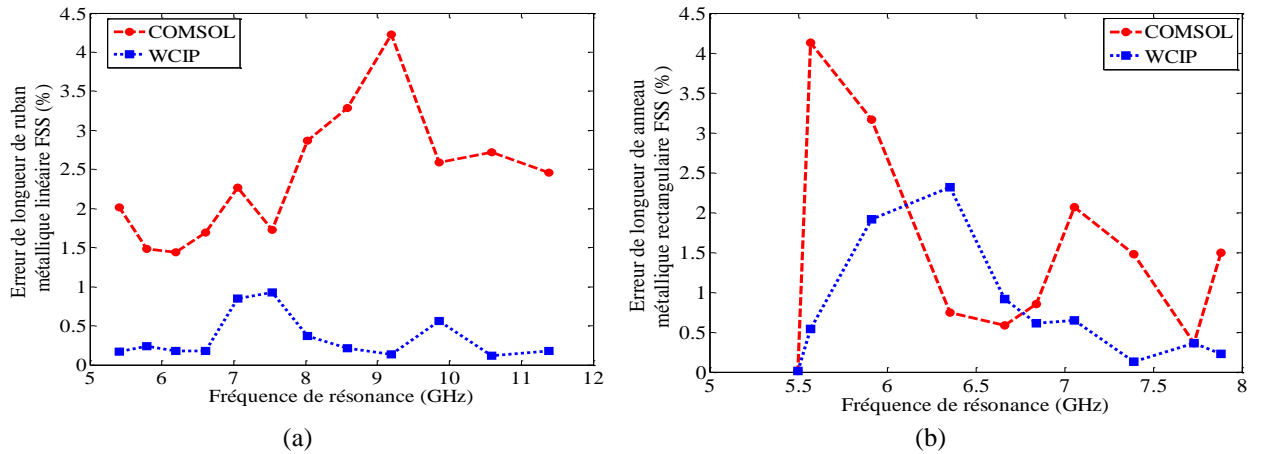


Figure 3. 28. Erreur de la longueur du ruban / anneau en fonction de la fréquence de résonance souhaitée pour: (a) FSS à rubans métalliques (b) FSS à anneau métallique

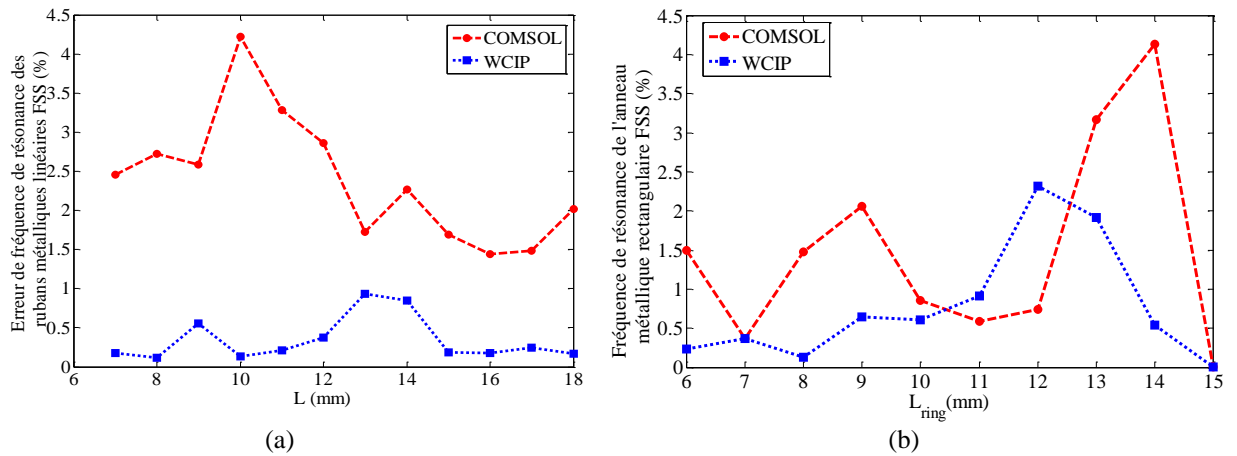


Figure 3. 29. Erreur de la fréquence de résonance du ruban / anneau par rapport aux longueurs du ruban / anneau donnée pour: (a) FSS à ruban métallique (b) FSS à anneau métallique

3.4.4. Structure équivalente à base de rubans métalliques d'une FSS à anneau ouvert métallique quasi-carré et à une seule encoche

La compréhension du comportement électromagnétique d'une structure la rend plus utile. Les structures complexes n'offrent pas toujours cette caractéristique. Ainsi, l'introduction d'une approche pour obtenir des structures équivalentes à base de rubans métalliques non couplés est importante de telle sorte que chaque fréquence de résonance de la structure équivalente puisse être facilement représentée par un simple circuit résonnant indépendant.

Dans cette partie, la structure équivalente basée sur des rubans métalliques parallèles d'une FSS à anneau ouvert métallique quasi-carré et à une seule encoche représenté sur la figure 3.30 est déterminée. La structure présentée dans [13] a trois fréquences de résonance à environ 9 GHz, 11,6 GHz et 12 GHz pour une source polarisée en x et 6,8 GHz dans le cas d'une source polarisée en y . À l'aide de la figure 3.24, chaque fréquence de résonance donne une valeur de la longueur du ruban métallique physique pouvant produire cette fréquence de résonance. En adoptant la

disposition illustrée par la figure 3.1.b, les rubans métalliques ne sont pas couplés. Ainsi, chaque fréquence de résonance peut être produite indépendamment par une ruban métallique.

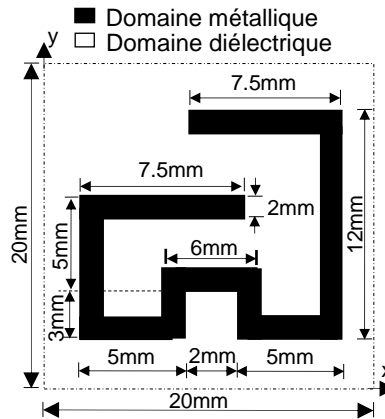


Figure 3. 30. Dimensions de la cellule unitaire de la FSS à anneau ouvert métallique quasi-carré et à une seule encoche [13]

La FSS équivalente, basée sur des rubans métalliques parallèles, est représentée sur la figure 3.30. Elle comporte trois rubans dans les directions x correspondant à trois fréquences de résonance lorsque la structure est excitée par une source d'onde plane polarisée en x et un seul ruban dans la direction y .

La structure équivalente représentée sur la figure 3.31a les dimensions suivantes : $a=b=20\text{mm}$, $L_1=10.3\text{mm}$, $L_2=7.4\text{mm}$, $L_3=6.7\text{mm}$, $L_4=14.9\text{mm}$, $W=2\text{mm}$, $d_1=d_2=1\text{mm}$, $d_x = d_y=2\text{mm}$.

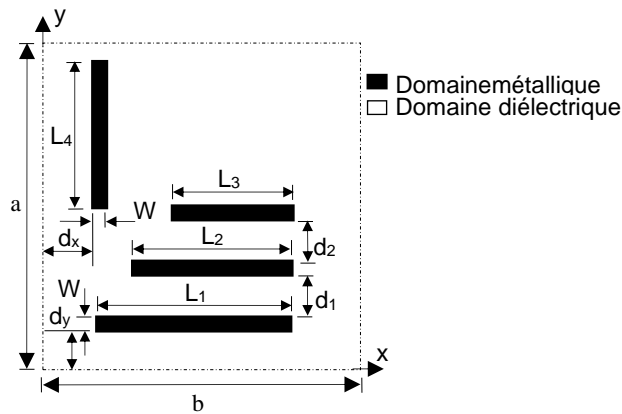


Figure 3. 31. Cellule unitaire du structure FSS équivalente basée sur des rubans métalliques parallèles en double polarisation.

Le tableau 3.6 montre les longueurs des rubans obtenues en utilisant l'approche actuelle basée sur l'organigramme de la figure 3.24. Il fournit également l'erreur dans la fréquence de résonance de l'approche actuelle comparée aux fréquences de résonance mesurées dans [13] pour les sources polarisées en x et en y excitant la structure FSS basée sur des rubans métalliques parallèles. L'erreur obtenue ne dépasse pas 2,9%, enregistré pour la source polarisée y .

Tableau 3.6. Erreur de la fréquence de la structure FSS équivalente par rapport à la fréquence résonnante obtenues par les mesures [13]

f_r (mesuré)	Polarisation x			Polarisation y
	f_{r1}	f_{r2}	f_{r3}	f_{r1}
	9	10.8	11.6	6.8
L_i	10.3	7.4	6.7	14.9
f_{r_WCIP} (GHz)	8.8	11	11.8	6.6
Erreur% (WCIP)	2.22	0.9	1.7	2.9

Le coefficient de transmission de la structure[13] représentée sur la figure 3.30 et de sa structure équivalente basée sur des rubans métalliques non couplés est représentée sur la figure 3.32 pour les deux directions de polarisation x et y .

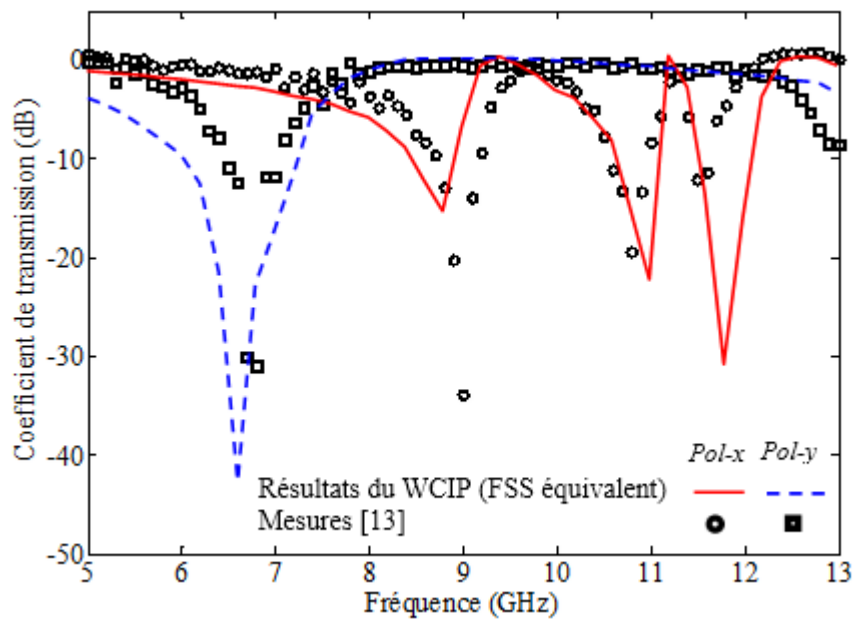


Figure 3. 32. Coefficient de transmission de la structure équivalente pour les polarisations x et y

3.5. Conclusion

Des structures FSS basées sur des rubans métalliques parallèles et des structures FSS avec des rubans métalliques parallèles et un anneau pour des applications multi-bandes et à double polarisation ont été proposées. La première structure proposée montre deux fréquences de résonance à 7GHz, 9,4 GHz lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée en x et deux fréquences de résonance à 9,1GHz et 11,2GHz pour la source de polarisation orthogonale. La seconde structure proposée montre trois fréquences de résonance pour la source de polarisation x à 6,1GHz, 9,5GHz et 10,5GHz et trois fréquences de résonance pour la source de polarisation y à 6,1GHz, 8,3GHz et 10,7GHz. Une fréquence de résonance peut être éliminée si nécessaire en insérant uniquement un interrupteur MARCHE / ARRÊT idéal à la position appropriée le long du ruban responsable de cette résonance. Les deux structures sont fabriquées et mesurées. Un bon accord est enregistré entre les résultats WCIP, simulés et les mesures. Ensuite, une approche de synthèse FSS basée sur des rubans métalliques non couplés et un anneau est proposée et validée par les résultats des mesures des structures fabriquées. Les erreurs enregistrées ne dépassent pas 3,61% en comparant les fréquences de résonance souhaitées aux fréquences de résonance obtenues par la FSS synthétisée. Enfin, la synthèse de la FSS proposée, basée sur des rubans métalliques parallèles, est utilisée pour déterminer la structure équivalente d'une FSS à anneau ouvert métallique quasi-carré et à une seule encoche, issue de la littérature. Les fréquences de résonance de la FSS équivalente à base de rubans métalliques sont comparées à celles de la structure de référence choisie et un bon accord est observé avec une erreur inférieure à 2,9%.

References

- [1] C. Guo, H. Sun, and X. Lu, "A Novel Dual Band Frequency Selective Surface With Periodic Cell Perturbation," *Progress In Electromagnetics ResearchB*, Vol. 9, pp. 137-149, 2008.
- [2] A. Djouimaa, M. Titaouine, I. Adoui, T. R. de Sousa, A. G. Neto, H. Baudrand, "Tunable FSS Simulation Using WCIP Method for Multiband and Dual Polarized Applications", *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 60, No. 3, 2017.
- [3] T. Mandal, P. S. Pratim, "A Dome Shaped Curved FSS with Extra Wide Band Applications: Design and Theoretical Analysis," *Journal of Electronics and Communication Engineering*, Vol. 8, No. 1, pp. 53-55, 2013.
- [4] Ghaffer. I. Kiani, Kenneth .L. Ford, Karu. P. Esselle, Andrew. R. Weily, C. Panagamuwa, John C. Batchelor, "Single-Layer Bandpass Active Frequency Selective Surface," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50 No. 8, pp. 2149-2151, August 2008.
- [5] Mudassar. Abdin, Umair. Rafique, Fahad.Malik, Shahzaib. Qasim, M. Arif Khan, M. Mansoor Ahmed "A Novel Dual-Band Frequency Selective Surface Absorber", *International Journal of Electromagnetics and Applications*, 2(6), 2012.
- [6] Elham. Moharamzadeh, "Radiation Characteristic Improvement of X-Band Slot Antenna Using New Multiband Frequency-Selective Surface," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, pp.1-9.
- [7] Hsing-Yi. Chen and Yu. Tao, "Bandwidth Enhancement Of a U-Slot Patch Antenna Using dual-Band Frequency-Selective surface With Double Rectangular ring Elements," *Microwave And Optical Technology Letters*, Vol. 53, pp. 1547-1553, July 2011.
- [8] L. P. S. Antonio, Campos Adaildo, G. d'Assunção, Robson H., C., Maniçoba, Lincoln, M.Araújo, "Software for project and Analysis of Frequency Selective Surfaces," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 11No. 1, pp. 56-67, 2012.
- [9] Gargi. Saha, Chandrakanta Kumar, and Venkataraman V. Srinivasan, "Frequency Selective Surface with Improved Ring-Resonator for Flexible Design," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 56, pp. 137-144, 2015.
- [10] G. A. J. Adaildo, G. Fontgall, M. Titaouine, H. Baudrand, H. M. D. Nóbrega, A. G. Neto, "Analysis of Tapered Microstrip Patch Antenna by the Wave Concept Iterative Procedure," *IEEE*, pp. 61-66, 2009.
- [11] A. G. Neto, J. C. Silva, J. N. Carvalho, A. N. d. Silva, C. B. d. Aguiar, F. M. Deisy, "Analysis of Frequency Selective Surface with U-Shaped Geometry," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 14, pp. 113-122, 2015.
- [12] Jia-Sheng Hong, Lancaster, M.J. "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [13] I. Adoui, M. Titaouine, H. Choutri, A. Djouimaa, T. R. De Sousa, A. G. Neto, H. Baudrand, "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, September 2016.

Chapitre 4

Structures de filtrage planaires SIR et PCL

Chapitre 4

Structures de filtrage planaires SIR et PCL

4. 1. Introduction

Le développement rapide des systèmes sans fil modernes, a été associé avec des objectifs de conception tels que la taille compacte, les faibles pertes, une sélectivité élevée, des coûts abordables et des composants hautes performances [1]. La miniaturisation des filtres hyperfréquences est un sujet de recherche populaire ces dernières années en raison de l'expansion croissante des systèmes de communication sans fil et mobiles fonctionnant dans la partie inférieure du spectre des hyperfréquences[2]. De nombreux recherches ont abouti à la conception des filtres. Cependant, très peu de méthodes ont été utiles pour concevoir un filtre miniaturisé à haute sélectivité et à bande large. Pour répondre à ces demandes, des filtres, tels que les filtres résonateurs (SIR), les filtres à ligne couplée (PCL) ont été proposées[1,3,4]. Les filtres microondes de type PCL (Parallel Coupled Lines) et SIR (Stepped Impedance Resonator) sont utilisés pratiquement dans tous les systèmes de communications nécessitant un filtrage à bande large. La technologie ultra-large bande (UWB) s'impose de plus en plus pour les applications de connectivité sans fil haute vitesse. Les filtres UWB, qui font partie des composants passifs les plus importants, doivent satisfaire aux exigences suivantes: faible perte d'insertion sur la bande en fonctionnement et bonne réjection de la bande [5].

En premier lieu, une nouvelle surface sélective en fréquence (FSS) ajustée électroniquement, basée sur un résonateur à saut d'impédance (SIR) non couplé pour des applications multi bandes à double polarisation est proposée.

Ensuite, un filtre PCL (Parallel Coupled Line) coupe bande avec une bande passante au milieu de la sa réponse spectrale est proposé. Une étude paramétrique a permis d'obtenir une nouvelle structure de filtre coupe bande, ultra large bande (ULB).

La dernière contribution consiste à proposer des filtres SIR et PCL compacts, puisque la miniaturisation de la plupart des dispositifs grand public impose la conception de systèmes compacts, légers et de petite taille.

4. 2. Filtres résonateur à saut d'impédance (SIR-FSS)

L'étude de plusieurs filtres SIR-FSS à deux ou à trois fréquences de résonances et à double polarisation à base d'un patch et des rubans métalliques est proposée.

4. 2.1. Filtre résonateur à saut d'impédance SIR-FSS à base d'un patch relié à un ruban

Le filtre à base d'un seul ruban donne une seule résonance, tandis que le filtre à base d'un patch donne deux fréquences de résonance, une pour la polarisation x et l'autre la polarisation y . L'idée est de combiner ces deux filtres pour obtenir une structure de filtrage donnant deux résonance selon x est une seule selon y . La méthode WCIP est utilisée dans l'analyse du filtre proposé, dont la cellule unitaire est représentée sur la figure 4.1,

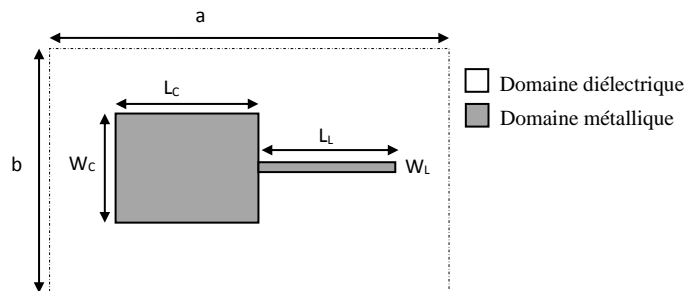


Figure 4. 1. Filtre résonateur à saut impédance (SIR-FSS)

Les dimensions de la cellule unitaire sont : $a = 30$ mm, $b = 20$ mm, le filtre 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 dimensions du filtre sont les suivantes: $L_C = 13$ mm, $L_L = 13$ mm, $W_C = 10$ mm et $W_L = 0.31$ mm.

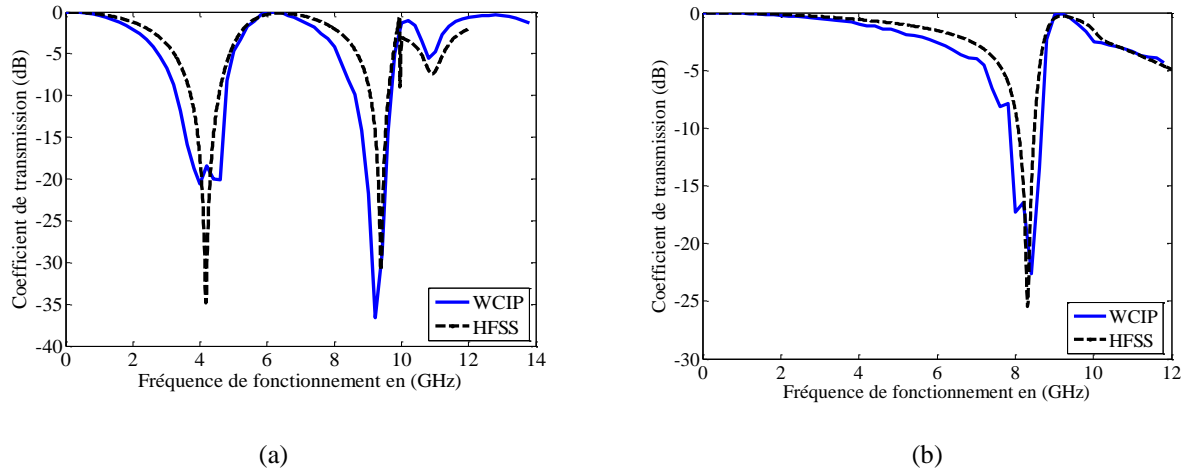


Figure 4. 2. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) Polarisation x (b) Polarisation y

Le coefficient de transmission du nouveau filtre SIR-FSS de la figure 4.1 est présenté à la figure 4.2. La structure présente deux fréquences de résonance à environ 4,61 GHz et 9,21 GHz avec des largeurs de bande de 1.488 GHz, 1.0871 GHz à -10 dB respectivement, lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée en x . Une fréquence de résonance à environ 8,41 GHz avec une largeur de bande de 0,8172GHz à -10dB, lorsque la structure est excitée avec une onde plane en polarisation y est enregistrée. Les résultats obtenus par la méthode itérative WCIP ont été comparés à ceux obtenus par le HFSS software et un bon accord a été enregistré.

Pour localiser la dimension responsable de chaque fréquence de résonance de la structure de la figure 4.1 le coefficient de transmission des trois structures élémentaires représentées dans la figure 4.3 sont étudiées.

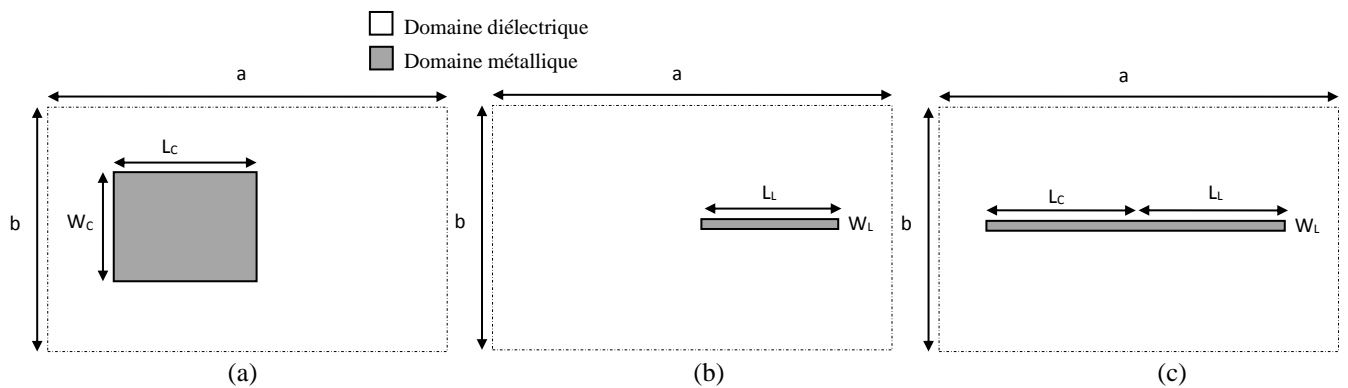


Figure 4. 3. (a) FSS à patch métallique de dimensions $W_c \times L_c$ (b) FSS à ruban métallique de longueur L_L (c) FSS à ruban métallique de longueur $L_L + L_C$ avec $L_L = L_C$

La figure 4.4 montre les coefficients de transmission des trois structures de la figure 4.3. En se référant à la figure 4.4 la fréquence de résonance la plus grande correspondant à 9.21GHz est

donnée par le patch métallique de la figure 4.3a avec une largeur de bande de 1.841GHz. L'étude de la FSS à ruban métallique de longueur L_L+L_C de la figure 4.3c montre une résonance à 4.01GHz qui correspond à la plus basse fréquence de résonance de la structure 4.1. Par conséquent les deux fréquences de résonance de la structure de la figure 4.1 peuvent être ajustées en variant tout simplement les longueurs du patch et/ou du ruban qui la constitue.

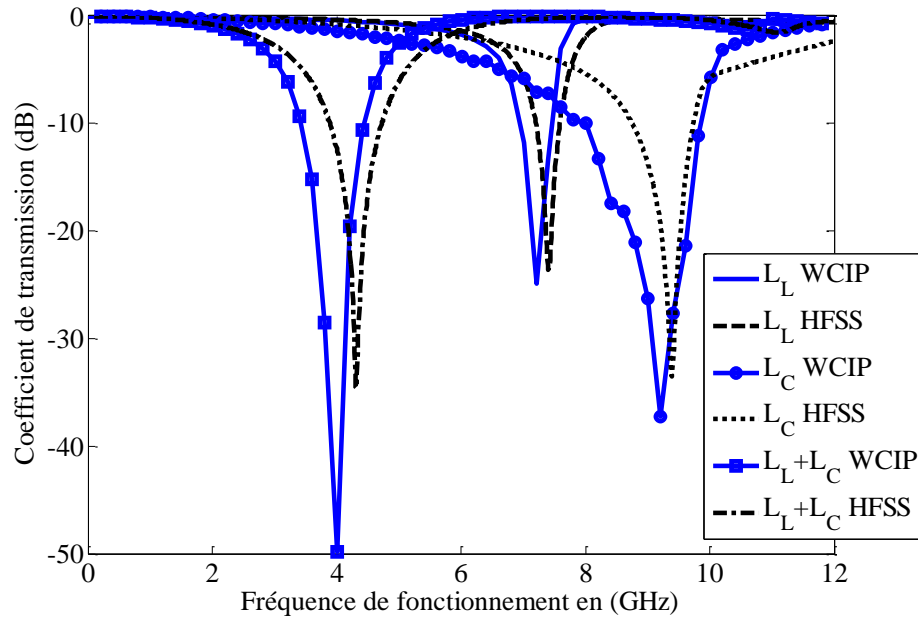


Figure 4. 4. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

La fréquence de résonance qui se trouve au milieu de la figure 4.4 avec une valeur de 7.21GHz et une largeur de bande de 0.53GHz est donnée par le ruban métallique L_L de la figure 4.3b. Il est clair que la bande donnée par la longueur du ruban seule est plus sélective que celle donnée par les dimensions du patch métallique puisque le patch contient beaucoup plus de surface métallique. La fréquence de résonance de la FSS à ruban métallique de longueur $L_L=13\text{mm}$ de la figure 4.3b est plus basse que celle du FSS à patch métallique de dimensions $W_C \times L_C = 10\text{mm} \times 13\text{mm}$ de la figure 4.3a. Ce résultat est due à la constante diélectrique effective du ruban qui est plus grande par rapport à celle du patch d'un terme de $D = \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left[0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2\right]$ selon les équations données par[6-9]:

$w/h \leq 1$

$$\epsilon_{\text{eff_ruban}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{w/h}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (4.1)$$

$$f_{r_{ruban}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff_{ruban}}}} \quad (4.2)$$

Puisque $w=0.31\text{mm}$, $h=1\text{mm}$ et $w/h=0.31$ qui est inférieur à 1.

$w/h \geq 1$

$$\epsilon_{eff_{patch}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w_C/h}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.3)$$

$$f_{r_{patch}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff_{patch}}}} \quad (4.4)$$

Puisque $W_C=10\text{mm}$, $h=1\text{mm}$ et $w/h=10$ qui est supérieur à 1.

Le circuit équivalent d'un filtre SIR (patch-ruban), basé sur des rubans métalliques parallèles non couplés, est représenté sur la figure 4.5. La structure comporte deux rubans dans les directions x correspondant à deux fréquences de résonance lorsque la structure est excitée par une source d'onde plane polarisée en x et un ruban unique dans la direction y .

La structure équivalente représentée sur la figure 4.5. possède les dimensions suivantes : $a=30\text{mm}$, $b=20\text{mm}$, $L_1=26\text{mm}$, $L_2=9.5\text{mm}$, $L_3=10.25\text{mm}$, $W=0.31\text{mm}$, $d_1=4.5\text{mm}$ et $d_x = d_y=2\text{mm}$.

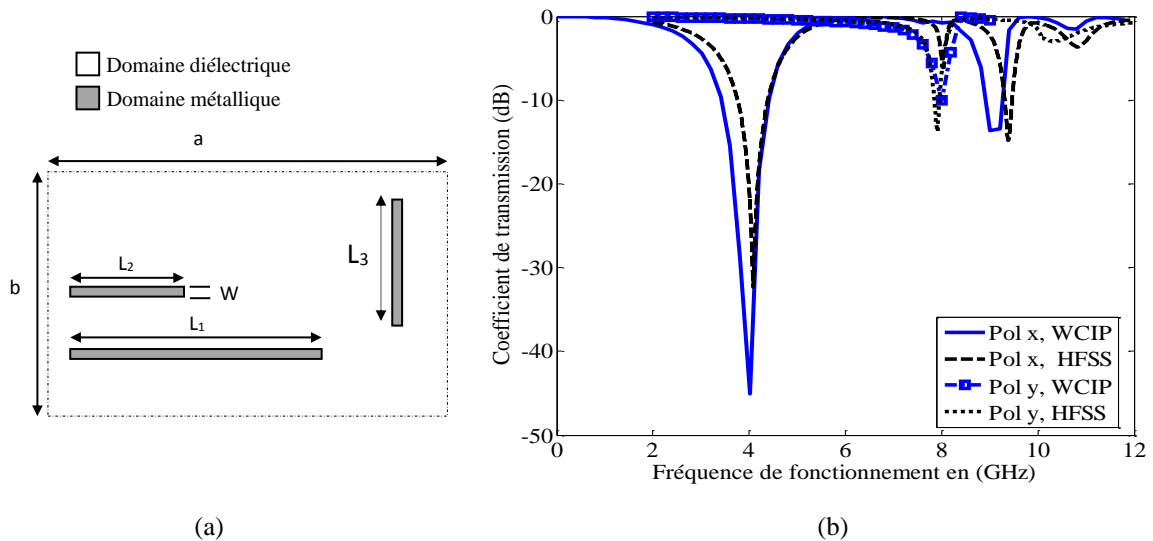


Figure 4. 5. (a) Cellule unitaire de la structure FSS équivalente basée sur des rubans métalliques parallèles en double polarisation (b) coefficient de transmission de la structure équivalente pour les polarisations x et y .

Les coefficients de transmission de la structure équivalente (figure 4.5.a) basée sur des rubans métalliques non couplés sont représentées par la figure 4.5.b pour les deux directions de polarisation x et y . Les résultats montrent un bon accord entre les résultats de la structures patch-

ruban et sa structure équivalente à base de rubans métalliques avec une largeur de bande plus sélective donnée par les rubans par rapport au patch-ruban.

4. 2.1.1. La densité du courant de surface

Pour confirmer les résultats de la figure 4.4, la densité du courant de surface à l'interface de la cellule unitaire de la structure FSS pour les deux polarisations x et y est tracée est représentée par la figure 4.6.

La figure 4.6.a montré la densité du courant à la fréquence de résonance correspondant à 4,21 GHz, où elle est concentrée sur le ruban de la structure, tandis que la densité du courant à la fréquence de résonance correspondant à 9,41 GHz est concentrée sur le ruban et le patch de la structure comme le montre la figure 3b, lorsqu'elle est excitée avec une onde plane polarisée en x . La figure 4.6.c représente la densité du courant à la fréquence de résonance correspondant à 8,21 GHz, où elle est concentrée aux limites du patch de la structure lorsqu'elle est excitée avec une onde plane polarisée en y .

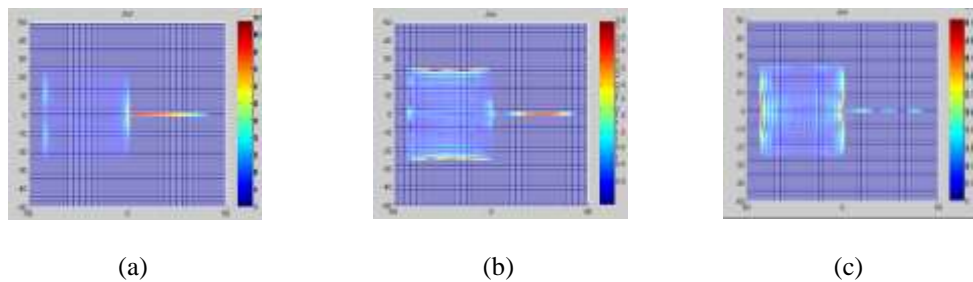


Figure 4. 6. Densité du courant total de la structure (a) pour $f_r=4.21\text{GHz}$ polarisation x (b) pour $f_r=9.41\text{GHz}$ polarisation x (c) pour $f_r=8.21\text{GHz}$ polarisation y

4. 2.1.2. Insertion des gaps

Pour éliminer des fréquences de résonance des gaps sont insérés sur l'élément responsable de chaque fréquence de résonance. Donc pour éliminer la plus basse fréquence de 9GHz, il est nécessaire d'insérer des gaps de largeur $W_g = 1\text{mm}$ dans le ruban métallique (figure4.7.a). Pour pouvoir éliminer la plus haute fréquence correspondant à 11GHz, un gap de largeur $W_g = 1\text{mm}$ est inséré au centre du patch métallique (figure4.7.b).

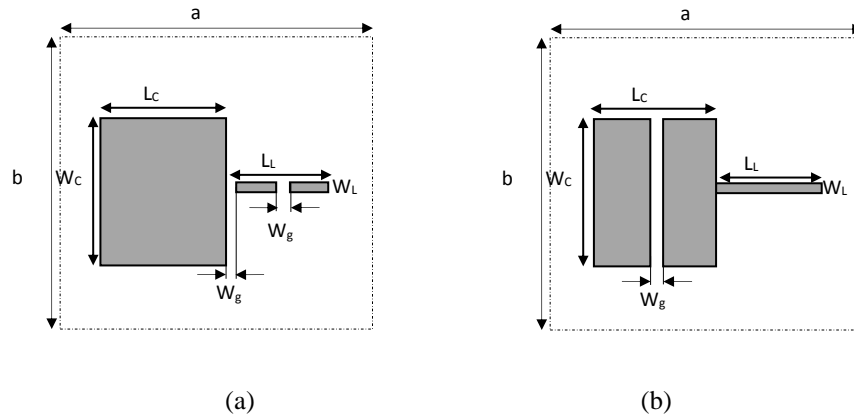


Figure 4. 7. Insertions des gaps (a) dans L_L (b) dans L_C

La figure 4.8. montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement du filtre SIR-FSS après l'insertion des gaps, comme indiqué sur la figure 4.7, pour une source de polarisation x . La fréquence de résonance montre une légère variation de 0,2 GHz dans les deux fréquences de résonance, de sorte que la plus basse varie de 4,21 GHz à 4,41 GHz et que la seconde décroît de 9,41 GHz à 9,21 GHz. Pour valider les résultats obtenus par la méthode WCIP, une comparaison avec les résultats obtenus par le logiciel HFSS montre un bon accord.

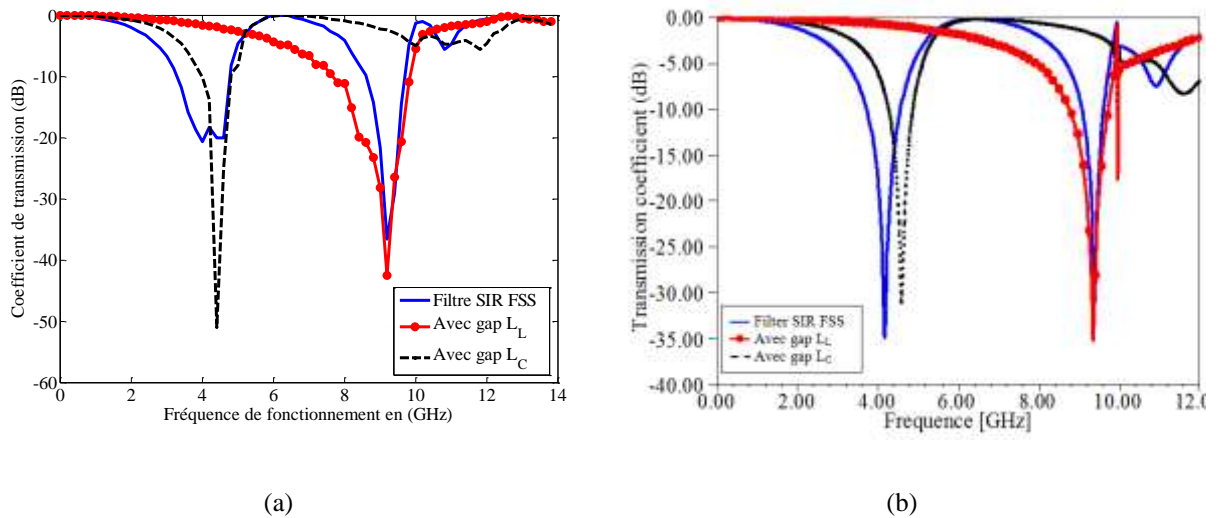


Figure 4. 8. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec gap : (a) la méthode WCIP (b) le logiciel HFSS

4. 2.1.2.1. Variation de la position du gap sur la longueur du patch L_C

La figure 4.9 montre trois positions du gap dans le patch. Pour les deux positions a , et b c'est-à-dire lorsque le gap est inséré au centre et à l'extrême gauche du patch, la fréquence de résonance du patch est éliminée par contre pour la position c c'est-à-dire lorsque le gap est inséré à l'extrême droite du patch, la fréquence n'est pas éliminée avec une augmentation de sa valeur de 9,81 GHz comme montré dans la figure 4.10.

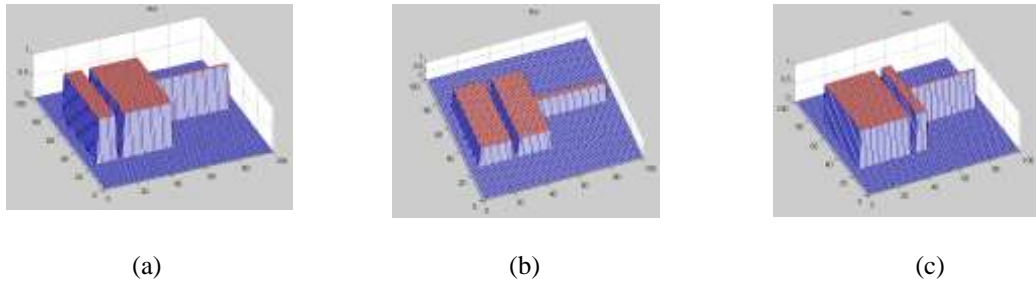


Figure 4. 9. Position de l'insertion de gap dans le patch

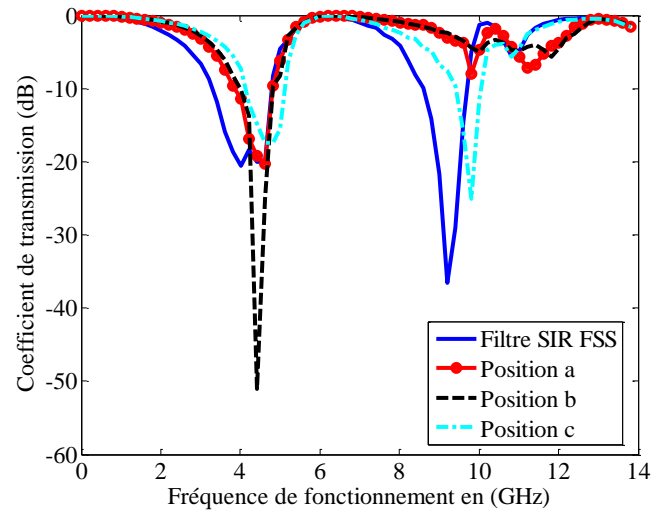


Figure 4. 10. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes position du gap dans le patch

Par conséquent, dans le cas du patch métallique et pour pouvoir éliminer une fréquence de résonance il faut insérer le gap à l'extrême gauche du patch.

4. 2.1.3. Insertions des commutateurs à diodes PIN idéal

4. 2.1.3.1. Insertions des diodes dans le patch

Les commutateurs PIN utilisent des diodes pour remplacer les gaps du patch de la figure 4.7 comme illustré par la figure 4.11. L'état ON nécessitant la présence du métal à la place de la diode est assuré par l'état de polarisation directe de la diode. Par contre, l'état OFF simulant l'espace c'est à dire l'absence du métal dans la région occupée par la diode, peut être vue lorsque la diode est inversement polarisée.

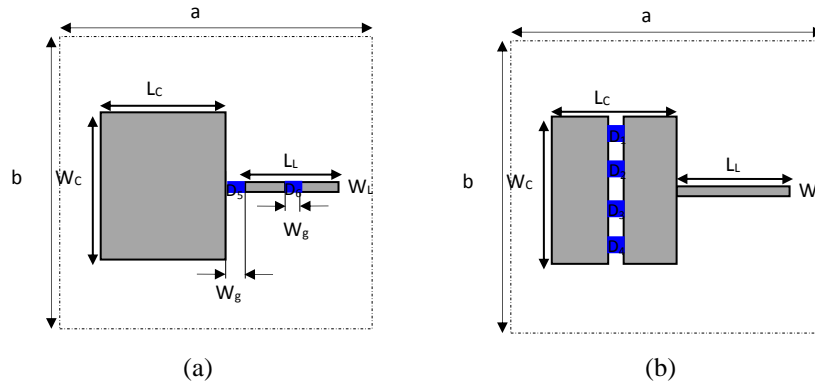


Figure 4. 11. Insertion des diodes dans le filtre SIR FSS :(a) Diode dans L_C (b) Diode dans L_L

Lorsque tous les commutateurs à diodes D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 et D_6 sont activés, la structure FSS résultante est illustrée par la figure 4.11.a. Quatre diodes sont utilisées pour simuler la présence / absence d'espace de la figure 4.7.b. En pratique, la diode à l'état ON ne montre pas un court-circuit comme dans le cas idéal mais présente une résistance de 1 Ohm. Dans ce cas le filtre SIR-FSS de la figure 4.11.b présente deux fréquences de résonance à 4,21GHz et à 9,21GHz. Dans la réalité, l'état de la diode OFF ne peut pas être modélisé comme un circuit ouvert. Chaque diode est modélisée comme une capacité de 0,052pF en parallèle avec une résistance de 4 kOhm [9].

Lorsque les commutateurs, des diodes D_1, D_2, D_3, D_4 de la figure 4.11.a sont tous désactivés, le filtre obtenu affiche une seule fréquence de résonance à 4,61 GHz. La puissance de transmission de la structure de la figure 4.11.a pour les deux états de diode et selon la direction de polarisation x est illustrée à la figure 4.12.

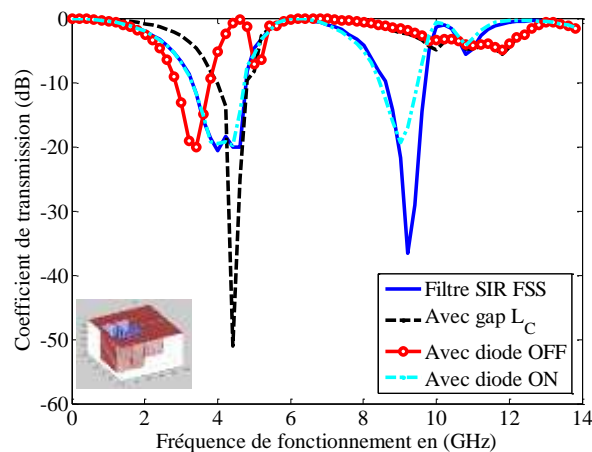


Figure 4. 12. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec les diodes dans L_C

4. 2.1.3.2. Insertions des diodes dans le ruban

Deux commutateurs à diodes PIN sont utilisés pour remplacer les gaps dans le ruban de la figure 4.7.a. Lorsque les commutateurs à diode D_5 , D_6 sont tous deux désactivés, le filtre SIR-FSS résultant s'approche du filtre SIR FSS de la figure 4.7.b et affiche une seule fréquence de résonance à 9,01GHz. La puissance de transmission de la structure de la figure 4.11. selon la direction de polarisation x est illustrée à la figure 4.13.

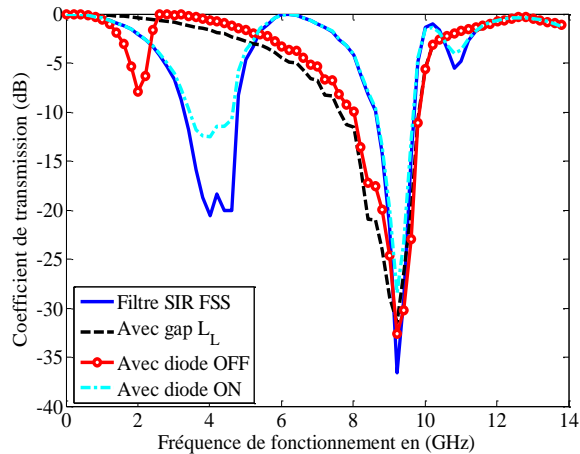


Figure 4. 13. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec les diodes dans le ruban L_L

4. 2.1.4. Insertions des commutateurs à diodes PIN idéal dans le ruban et dans le patch

Des diodes PIN sont insérées dans le filtre comme montré dans la figure 4.14, le filtre obtenu donne deux fréquences de résonance à 3.81GHz et 8.81GHz dans le cas où les diodes D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 et D_6 sont ON, et une fréquence de résonance à 9.01GHz pour les diodes D_1, D_2, D_3, D_4 ON et D_5, D_6 OFF comme représenté dans la figure 4.15.

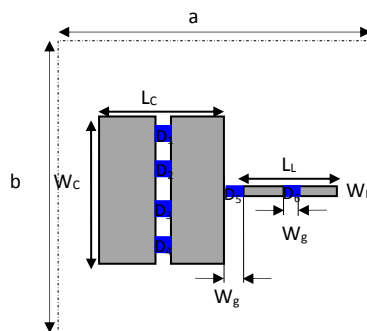


Figure 4. 14. Insertion des diodes dans le filtre SIR FSS

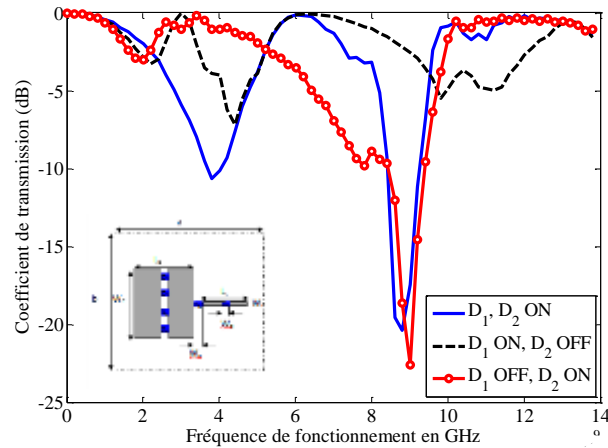


Figure 4. 15. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement avec les diodes réelles : (a) La méthode WCIP (b) Le logiciel HFSS.

D'après la figure 4.15, la fréquence de résonance montre une légère variation de 0,2GHz dans les deux fréquences de résonance, de sorte que la plus basse varie de 4,21GHz à 4,41GHz et que la seconde décroît de 9,41GHz à 9,21GHz

4. 2.1.5. Ajustement de la fréquence de résonance du filtre SIR-FSS avec insertion des gaps

Le filtre SIR de la figure 4.1 indique deux fréquences de résonance lorsque la structure est excitée par l'onde plane polarisée selon x , et une fréquence de résonance lorsque la structure est excitée par l'onde plane polarisée y . À ce stade, chaque résonance est éliminée indépendamment pour obtenir une FSS à une seule fréquence de résonance. Dans la première étape, la résonance liée au ruban est supprimée en insérant deux gaps, un au centre du ruban et un second au niveau de la jonction patch-ruban. De ce fait, seule la résonance fournie par le patch existe. La variation de la longueur du patch conduit à l'ajustement de la fréquence de résonance. Dans un deuxième temps, la résonance créée par le patch est éliminée par l'insertion d'un gap centré sur la largeur du patch. Ainsi, la résonance du patch est éliminée et la résonance du ruban reste. La variation de la longueur du ruban entraîne la variation de la résonance de la FSS.

4. 2.1.5.1. Insertion des gaps dans le ruban

La figure 4.16 représente le coefficient de transmission de la nouvelle structure du filtre SIR- FSS en polarisation x , avec des gaps insérés dans le ruban (figure 4.7.a) pour plusieurs valeurs de longueur du patch L_C . Lorsque la longueur L_C augmente de 10 mm à 15 mm, la fréquence de résonance diminue de 9,81 GHz à 8,81 GHz respectivement.

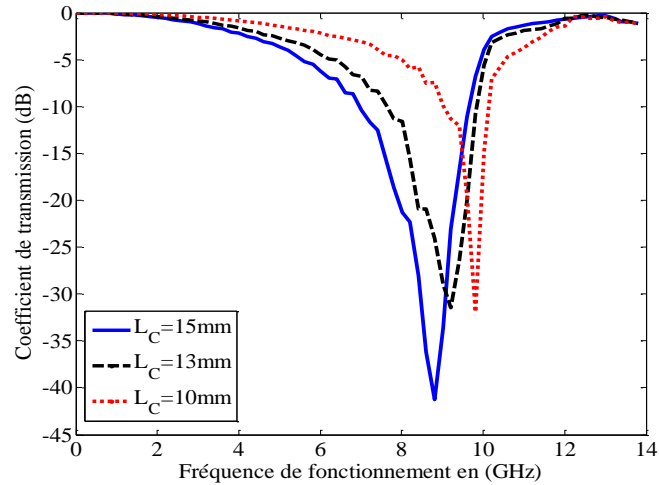


Figure 4. 16. Variation du coefficient de transmission avec gap inséré dans les pour plusieurs valeur du patch L_C . Lorsque L_C augmente, la valeur de la bande passante augmente également, comme résumé dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1. Bande passante en fonction de la longueur du patch L_C

L_C (mm)	f_r (GHz)	BP (GHz)
10	9.81	1.149
13	9.21	2.209
15	8.81	2.6941

4. 2.1.5.2. Insertion de gap au centre du patch

La figure 4.17 montre le coefficient de transmission de la structure de la figure 4.7.b pour une source en polarisation x pour plusieurs valeurs du ruban L_L . Lorsque la longueur du ruban L_L augmente de 8 mm à 13 mm, la fréquence de résonance décroît de 5,61 GHz à 4,41 GHz.

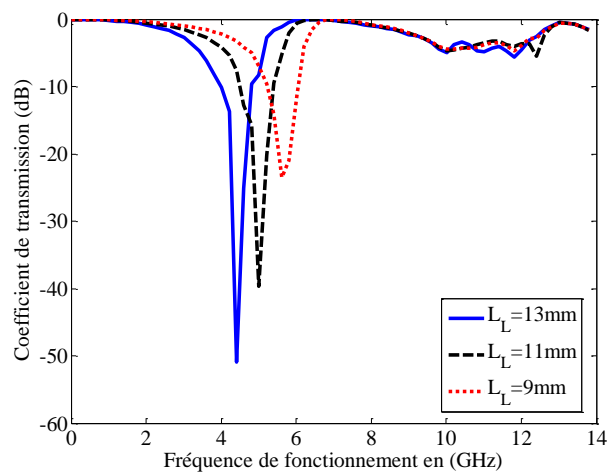


Figure 4. 17. Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour plusieurs valeur du ruban L_L

Lorsque L_L augmente la valeur de la bande passante augmente aussi comme indiqué sur le tableau 4.2.

Tableau 4.2. Bande passante en fonction de la longueur du ruban L_L

L_L (mm)	f_r (GHz)	BP (GHz)
9	5.61	0.8202
11	5.01	0.8929
13	4.41	0.8109

La figure 4.18. montre le coefficient de transmission de la structure filtre SIR-FSS dans la polarisation y pour plusieurs valeurs de la largeur du patch W_C . Lorsque W_C augmente de 8 mm à 13 mm, la fréquence de résonance diminue de 8,81 GHz à 7,61 GHz.

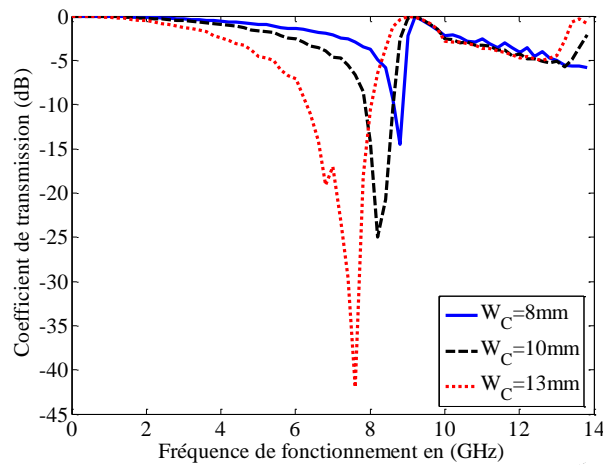


Figure 4. 18. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour différentes valeurs de la largeur du patch W_C pour la polarisation y

Lorsque W_C augmente la valeur de la bande passante augmente comme le résumé le tableau 4.3.

Tableau 4.3. Bande passante en fonction de la largeur du patch W_C

W_C (mm)	f_r (GHz)	BP (GHz)
8	8.81	0.2469
10	8.21	0.7623
13	7.61	1.7353

4. 2.2. Filtre SIR-FSS à base d'un anneau métallique et d'un ruban

Pour obtenir les mêmes fréquences ou des fréquences proches, le patch est remplacé par un anneau métallique tout en diminuant les dimensions de la cellule. La figure 4.19 présente un filtre SIR-FSS à base d'anneau métallique avec un ruban. Les dimensions de la cellule du filtre sont: $a = 20$ mm, $b = 20$ mm, $L_C = 9$ mm, $L_L = 9$ mm, $W_C = 10$ mm et $W_L = 1$ mm, $d_x = 1$ mm, $d_y = 3,1$ mm et $d = 8,6$ mm, le filtre est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$ et d'épaisseur $h = 1$ mm.

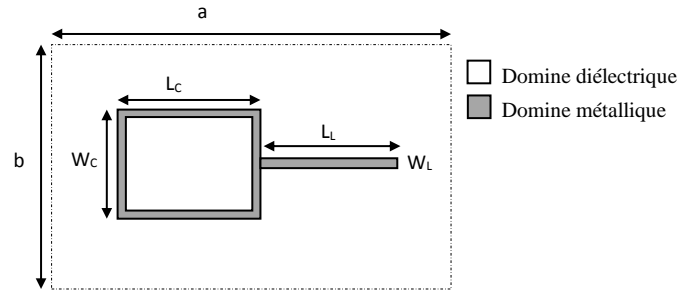


Figure 4. 19. Cellule unitaire d'un filtre SIR- FSS à base d'anneau métallique et un ruban

La figure 4.20 représente le coefficient de transmission de la structure proposée pour une source en polarisation x , deux fréquences de résonances à environ 4,75 GHz et 9.21 GHz sont observées, pour la polarisation y une fréquence de résonance à 7.5GHz est enregistrée.

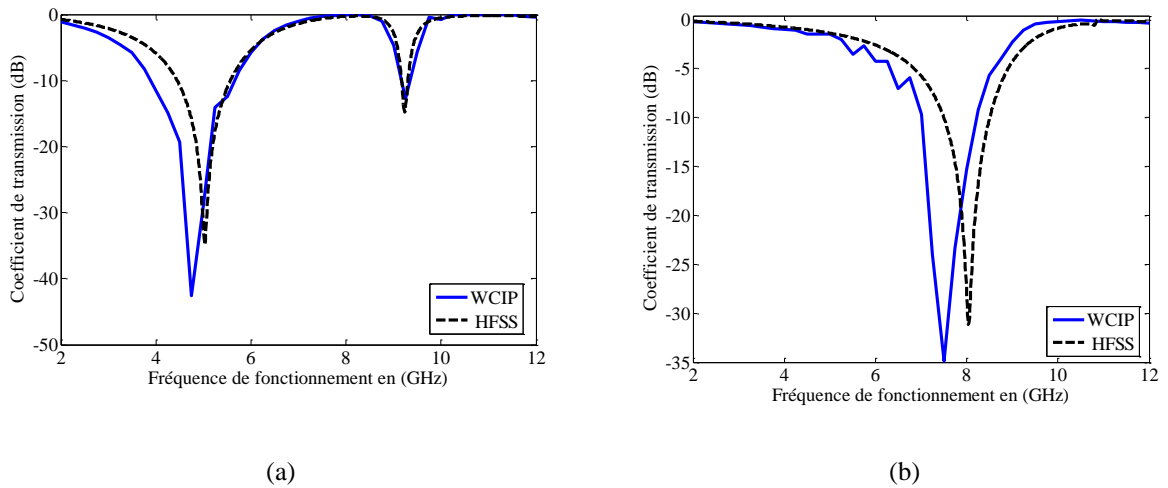


Figure 4. 20. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) selon la polarisation x (b) selon la polarisation y

4. 2.3. Filtre FSS-SIR à deux sections perpendiculaire

Pour obtenir un filtre à trois fréquences de résonance, un filtre à deux éléments SIR-FSS perpendiculaires quasiment non couplés comme représenté par la figure 4.21 est proposé. Les dimensions de la cellule sont: $a = 30$ mm, $b = 25$ mm, $L_{C1} = 11$ mm, $L_{L1} = 11$ mm, $W_{C1} = 7$ mm et $W_L = 1$ mm, $L_{C2} = 12$ mm, $L_{L2} = 12$ mm, $W_{C2} = 6$ mm, $d_x = 2$ mm, $d_y = 3,1$ mm et $d = 8,6$ mm, le filtre est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$ et d'épaisseur $h = 1$ mm.

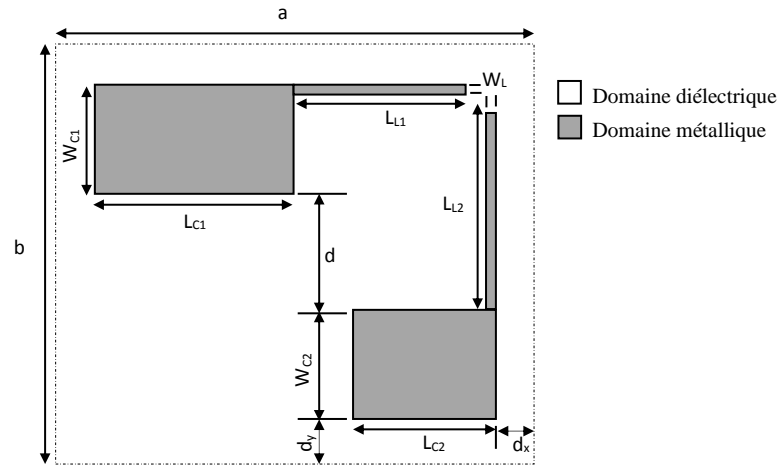
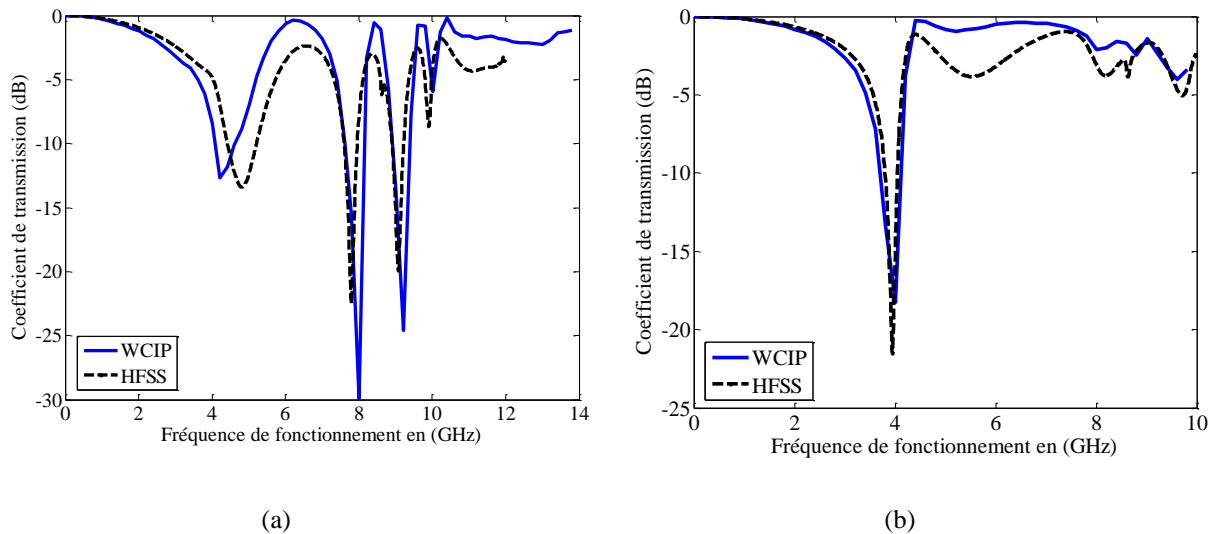


Figure 4. 21. Cellule unitaire d'un filtre SIR-FSS à deux sections

Le coefficient de transmission du filtre de la figure 4.21 est présenté à la figure 4.22. La structure présente trois fréquences de résonance à environ 4,21 GHz, 8GHz et 9,21 GHz lorsqu'elle est excitée avec une onde plane polarisée en x et une fréquence de résonance à environ 4GHz lorsque la structure est excitée avec une onde plane polarisée en y .

Figure 4. 22. Variation de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) selon la polarisation x (b) selon la polarisation y

4. 2.3.1. Étude de l'effet du couplage du filtre SIR-FSS à deux sections perpendiculaire

Pour étudier l'effet du couplage la structure de la figure 4.21, chaque section est éliminée à la fois pour aboutir à une structure d'une seule section. La figure 4.23 présente le coefficient de transmission des deux structures possibles en polarisation x . La figure montre que l'élimination d'un élément FSS-SIR entraîne l'élimination des résonances correspondantes sans modifier les résonances du deuxième élément FSS-SIR. Il n'y a donc pas de couplage entre les deux éléments SIR-FSS perpendiculaires.

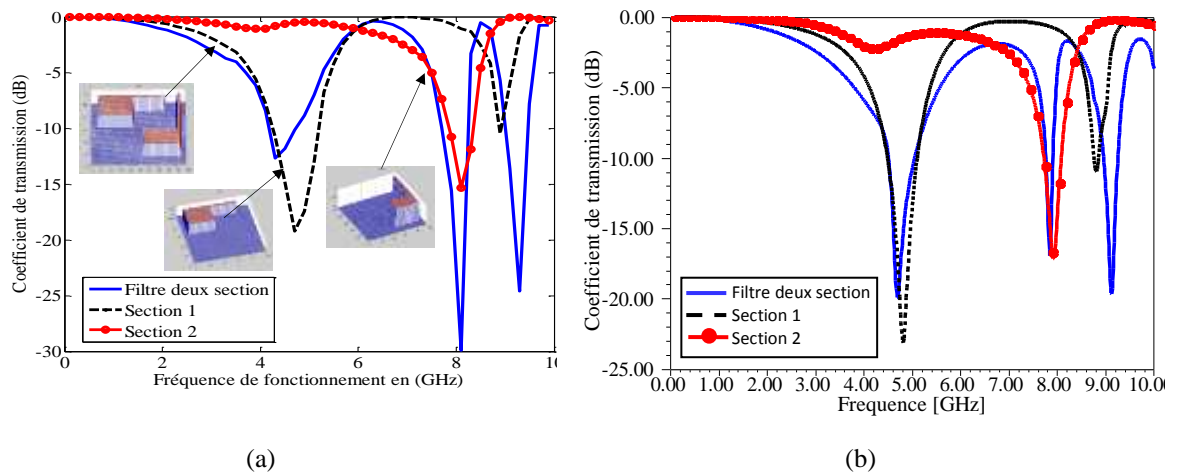


Figure 4. 23. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement en polarisation x : (a) La méthode WCIP (b) Le logiciel HFSS

4. 2.3.2. Structure améliorée avec insertion d’une encoche

Dans cette partie une structure améliorée du filtre de la figure 4.21 est proposée. L’insertion d’une encoche de dimensions : $L_e=5\text{mm}$ et $W_e=4\text{mm}$ dans la deuxième section du filtre, comme montré dans la figure 4.24, conduit à l’apparition d’une deuxième résonance pour la polarisation y .

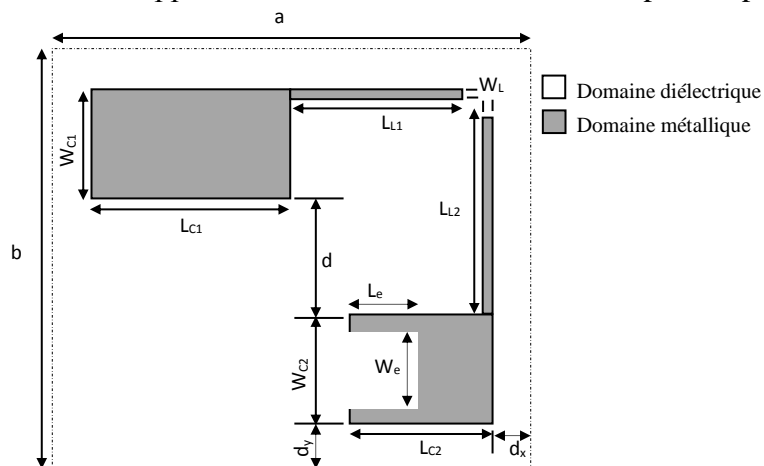


Figure 4. 24. Cellule unitaire du Filtre SIR- FSS à deux sections avec insertion de l’encoche

La figure 4.25 présente le coefficient de transmission du filtre de la structure améliorée avec encoche insérée. La structure présente une deuxième résonance à environ 9.24GHz, lorsqu’elle est excitée avec une onde plane polarisée en y . les résultats de la méthode WCIP, comparé avec les résultats obtenus par le logiciel software HFSS montrent un bon accord.

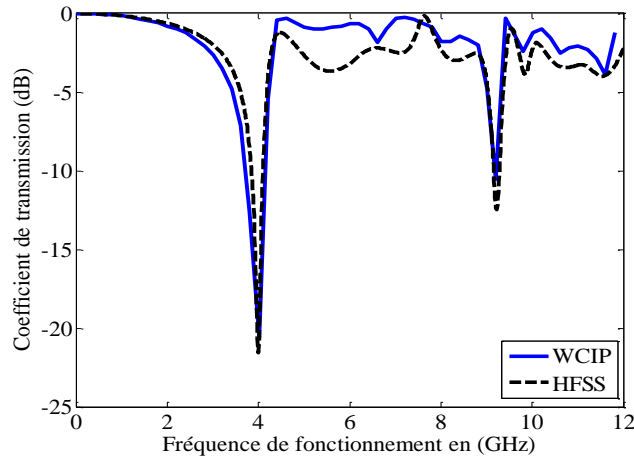


Figure 4. 25. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement selon la polarisation y

4. 2.3.3. Ajustement des fréquences de résonance

4. 2.3.3.1. Effet de la longueur L_{C2}

Dans le cas où la structure est polarisée dans la direction x une diminution de la deuxième fréquence de résonance est observée. Quand L_{C2} augmente de 12mm à 14mm jusqu'à 16mm, la fréquence de résonance diminue de 7.81GHz à 7.41GHz jusqu'à 7.01GHz respectivement, comme illustré dans la figure 4.26.

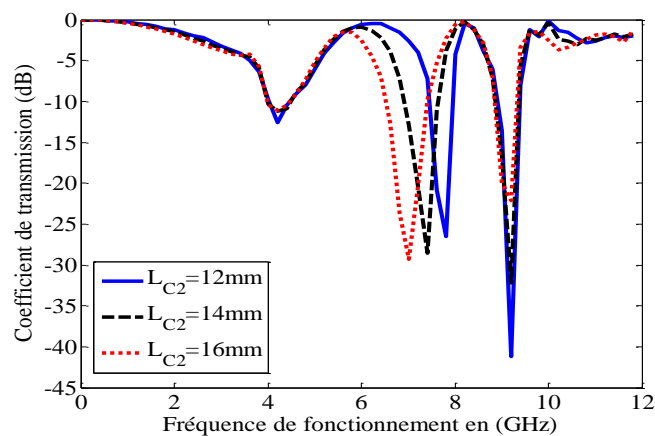


Figure 4. 26. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de L_{C2} en polarisation x

4. 2.3.3.2. Effet de la longueur L_{L1}

Dans le cas où la structure est polarisée dans la direction x une diminution de la première fréquence de résonance est observée. Quand L_{L1} augmente de 9mm à 11mm jusqu'à 13mm, la fréquence de résonance diminue de 5.01GHz pour $L_{L1}=9$ mm à 3.61GHz pour $L_{L1}=13$ mm, comme illustré dans la figure 4.27.

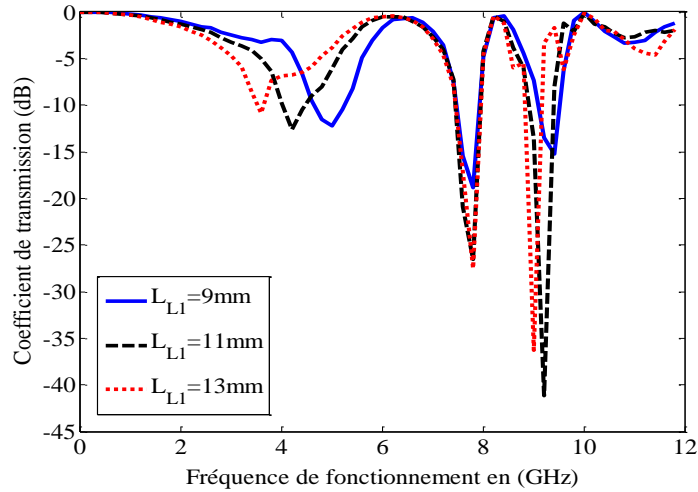


Figure 4. 27. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de L_{L1} en polarisation x

4. 2.3.3.3. Effet de la longueur L_{L2}

Dans le cas où la structure est polarisée selon la direction y , l'augmentation de L_{L2} de 9mm à 13mm conduit à la diminution de la fréquence comme montré dans la figure 4.28.

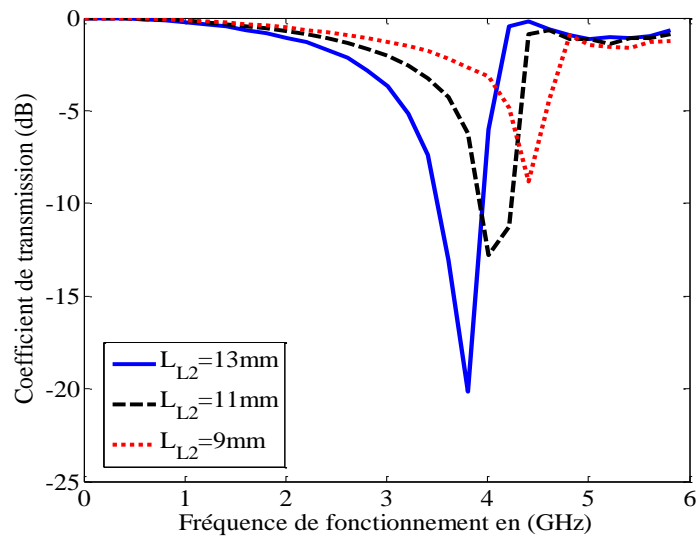


Figure 4. 28. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs croissantes de L_{L2} en polarisation y

4. 2.4. Filtre à saut d'impédance SIR -FSS à deux section parallèle et à quatre résonances

Pour obtenir quatre fréquences de résonance, une structure constituée de deux filtres parallèles à base d'un patch relié à un ruban est proposée. La cellule unitaire de la structure proposée est présentée dans la figure 4.29. Les motifs métalliques sont gravés sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1\text{mm}$, avec une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$, les dimensions

géométriques de la cellule unitaire de la structure FSS proposée sont : $a=45\text{mm}$, $b=42\text{mm}$ et $L_{C1}=18\text{mm}$, $L_{L1}=17\text{mm}$, $L_{C2}=12.5\text{mm}$, $L_{L2}=11\text{mm}$, $W_{L1}=W_{L2}=0.31\text{mm}$, $W_{C2}=7\text{mm}$, $W_{C1}=6\text{mm}$ et $d_x=7.5\text{mm}$, $d_y=9.5\text{mm}$, $d=2d_y$. La structure est excitée avec une onde plane polarisée dans les deux directions x et y .

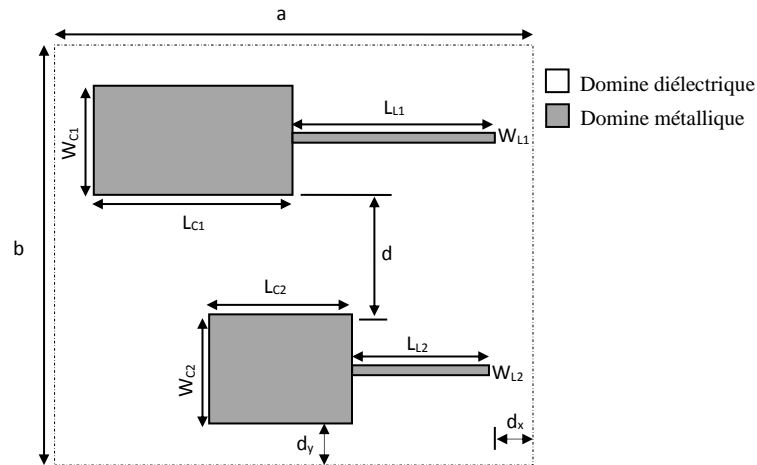


Figure 4. 29. Cellule unitaire du filtre SIR_FSS à quatre résonances

Le coefficient de transmission de la structure montre quatre fréquences de résonance à environ 3.01GHz, 4.61GHz, 6.61GHz et 8.61GHz pour la polarisation x comme le montre la figure 4.30.

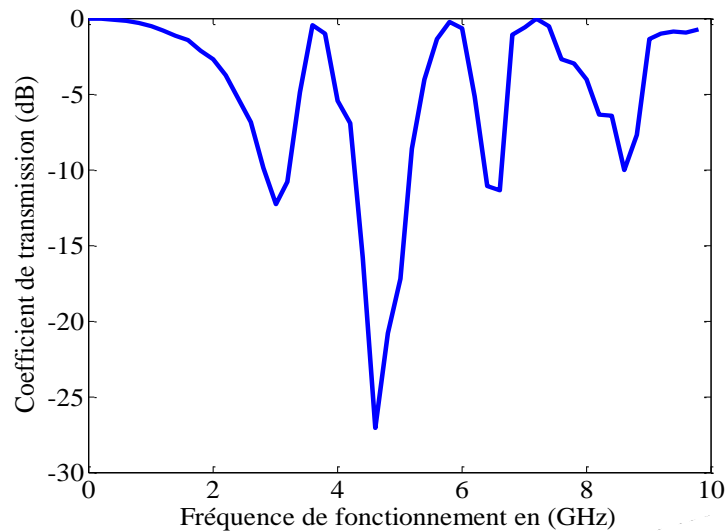


Figure 4. 30. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement en polarisation x

4. 2.4.1. Ajustement des fréquences de résonance

Dans le cas où la structure est polarisée selon x (figure 4.31), une diminution de L_{L2} de 9mm à 11mm conduit à une augmentation de la deuxième fréquence de 4.61GHz à 5.21GHz respectivement.

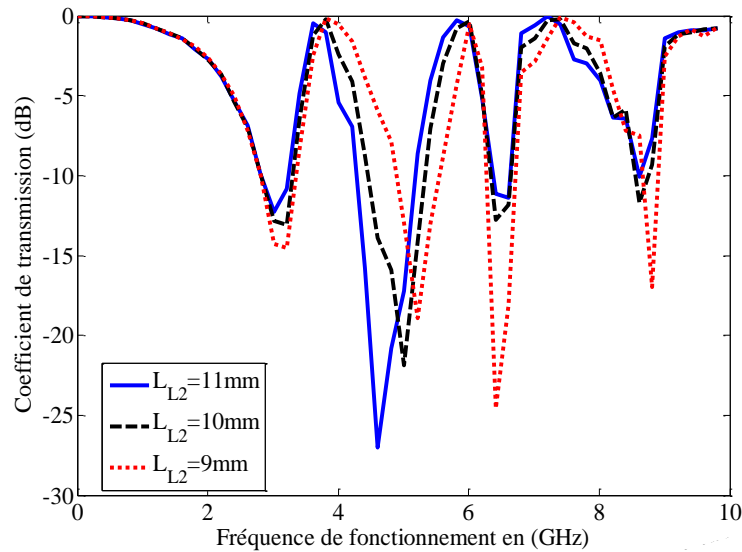


Figure 4. 31. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de L_{L2} en polarisation x

Une diminution de la troisième fréquence de résonance de 7.01GHz à 6.41GHz est observée quand L_{C1} augmente de 15mm à 18mm respectivement, comme illustré dans la figure 4.32.

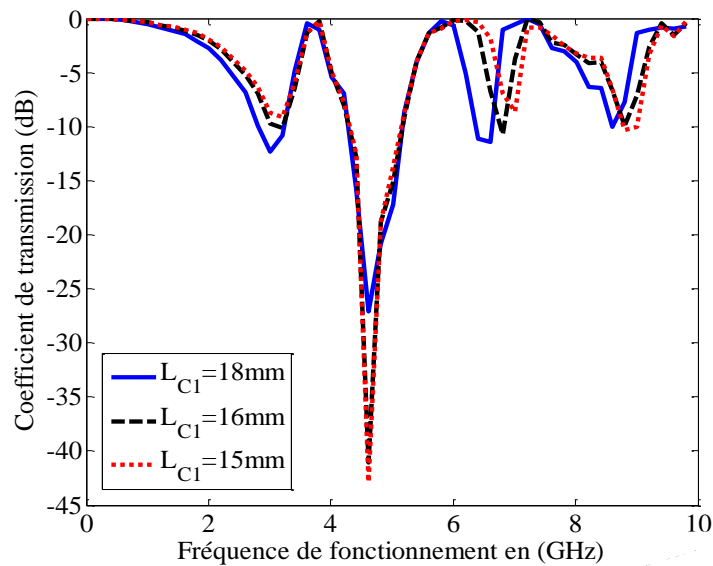


Figure 4. 32. Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de L_{C1} en polarisation x

4. 2.5. Filtre FSS-SIR à trois résonance sur les deux directions de polarisation

Pour obtenir trois fréquences de résonance selon les deux polarisations, la structure de la figure 4.33 est proposée. La figure montre un filtre FSS -SIR non couplée, les dimensions de la cellule unitaire sont: $a=4\text{cm}$, $b=2.3\text{cm}$. La longueur du premier patch est $L_{C1}=14\text{mm}$, sa largeur est $W_{C1}=10\text{mm}$, les dimensions du deuxième patch sont : $L_{C2}=9\text{mm}$ et $W_{C2}=8\text{mm}$. Les longueurs des rubans sont : $L_{L1}=10\text{mm}$, et $L_{L2}=7\text{mm}$ avec des largeurs $W_{L1}=W_{L2}=1\text{mm}$. Le diélectrique a une

épaisseur $h=1\text{mm}$, et une permittivité relative de $\epsilon_r=4.4$. La structure est excitée par une onde plane dans les deux directions de polarisation x et y .

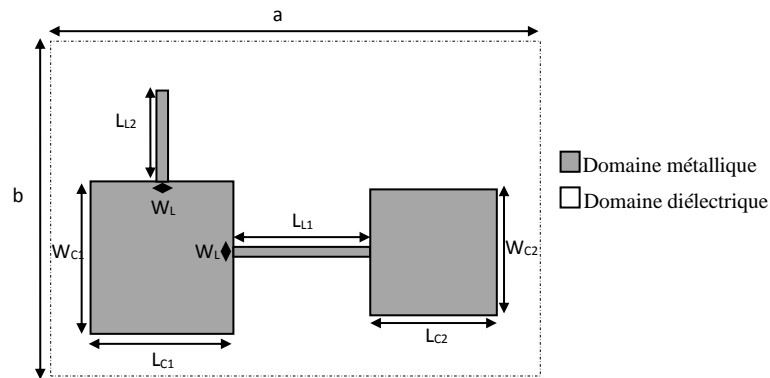


Figure 4. 33. Filtre FSS-SIR à trois résonances sur les deux directions de polarisation

La figure 4.34 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement du filtre proposé, trois fréquences de résonances la première à 2.7GHz, la deuxième à 7.5GHz et la troisième à 9.7GHz sont observées, pour la polarisation x , et trois résonances à 5.23GHz, 7.5 et 12.3GHz sont aussi observées pour la polarisation y .

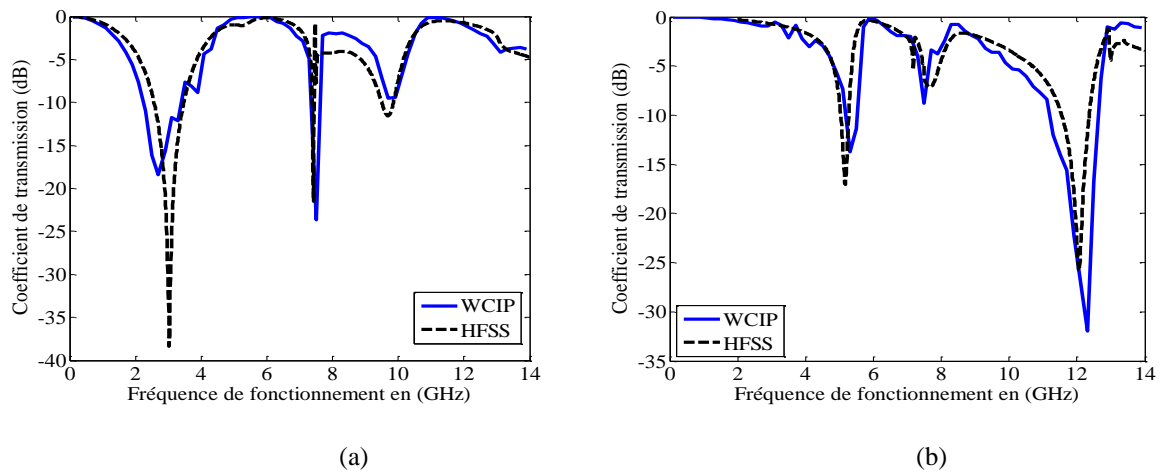


Figure 4. 34. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) Pour la polarisation x (b) Pour la polarisation y

4. 2.5.1. Etude du couplage

Dans cette partie le couplage entre les éléments de la structure est étudié. Pour cela il suffit d'éliminer un ou deux éléments qui constituent la structure et observer les résonances des éléments restants. Les résultats sont représentés dans les figure 4.35 et 4.36.

La figure 4.35.a représenté la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement à environ 7.5GHz et 9.7GHz pour deux patches de longueurs L_{C1} et L_{C2} . Les deux fréquences obtenues sont identiques aux fréquences obtenues par la structure de la figure

4.33. La figure 4.35.b représente la fréquence de résonance du patch de longueur L_{C2} cette fréquence est de même valeur que la fréquence d'environ 9.7GHz obtenue par la structure complète avec une surtension faible due à la faible concentration du métal.

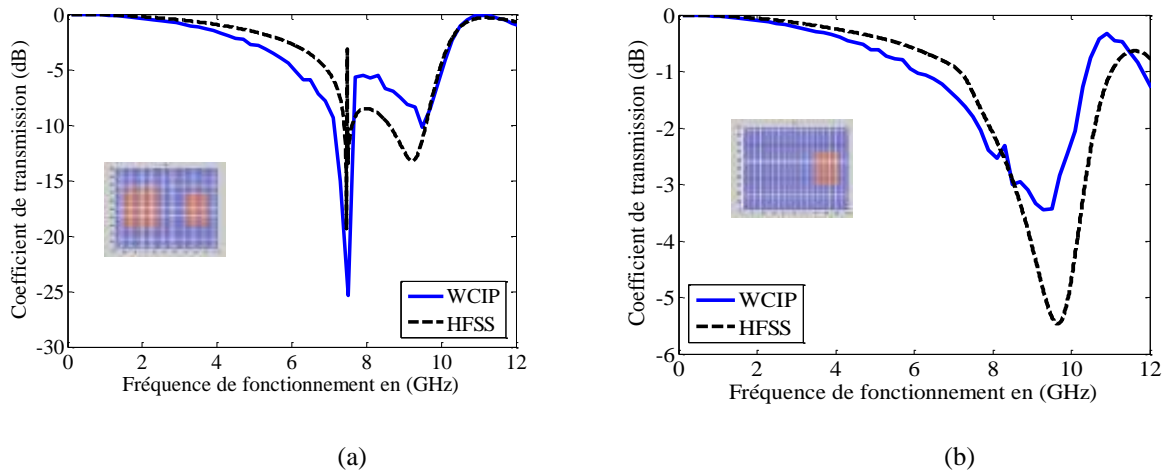


Figure 4. 35. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Pour les deux patches de longueurs L_{C1} et L_{C2} , (b) pour le patch de longueur L_{C2}

Le coefficient de transmission du patch de longueur L_{C1} est illustré par la figure 4.36.a, qui indique une fréquence de résonance égale à 7.5GHz. Le coefficient de transmission du ruban de longueur L_{L1} représenté par la figure 4.36.b montre une fréquence de résonance à environ 3.9GHz.

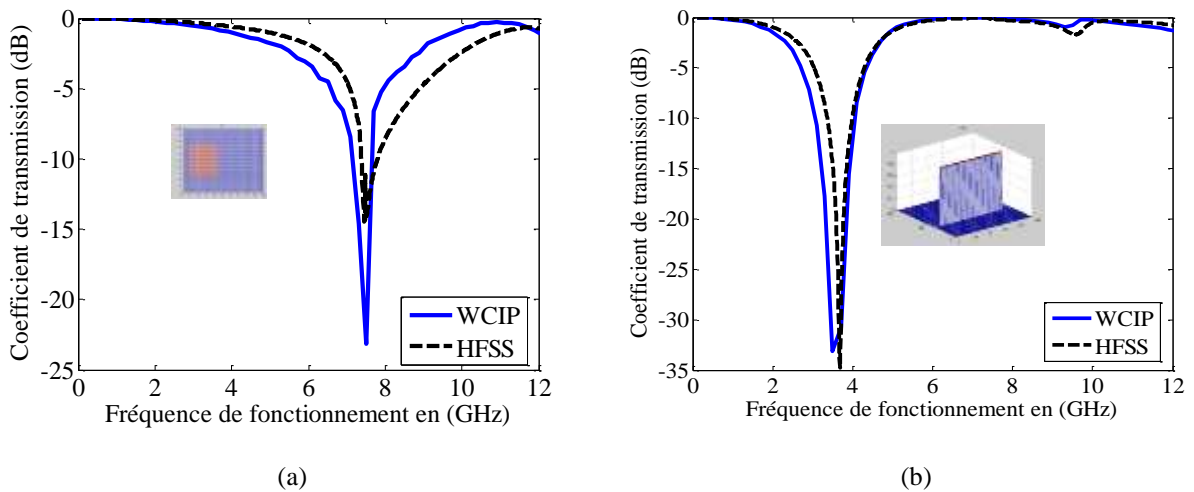


Figure 4. 36. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Pour le patch de longueur L_{C1} , (b) pour le ruban de longueur L_{L1}

Pour reconstituer la structure de la figure 4.33, il suffit simplement d'ajouter un élément à chaque fois. La figure 4.37.a représenté le coefficient de transmission d'un ruban de longueur $L_{L1} = L_{L1} + L_{C1} + L_{C2}$, l'ajout d'un patch de longueur L_{C1} et de largeur équivalente à la moitié de la largeur du patch $W_{C1}/2$ (figure 4.37.b) conduit à l'apparition d'une deuxième résonance égale à la résonance correspondante à la résonance du patch se situant à gauche de la structure mais avec une

surtension de faible valeur. Lorsque la largeur du patch est doublée c'est-à-dire égale W_{C1} , la surtension est augmentée, comme indiqué par la figure 4.37.c

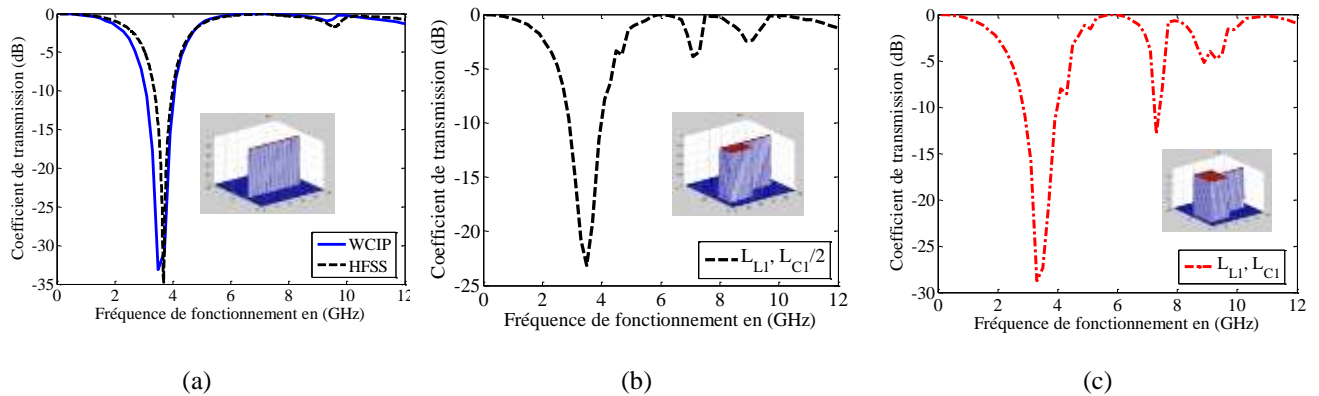


Figure 4. 37. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour (a) le ruban de longueur L_{L1} (b) le ruban de longueur L_{L1} et le patch de largeur $W_{C1}/2$ (C) le ruban de longueur L_{L1} et le patch de largeur W_{C1}

L'ajout d'un patch de longueur L_{C2} et de largeur égale à la moitié de la largeur du patch $W_{C2}/2$ (figure 4.38.a) engendre une deuxième résonance égale à la résonance correspondante à la résonance du patch se situant à droite de la structure avec une faible valeur de surtension. Lorsque la largeur du patch est doublée c'est-à-dire égale W_{C2} , la surtension est augmentée, comme indiqué par la figure 4.38.b.

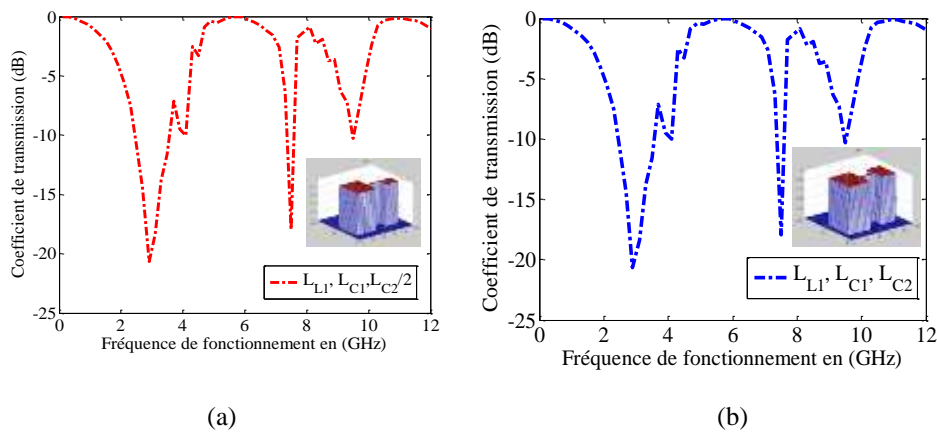


Figure 4. 38. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement pour (a) le ruban de longueur L_{L1} et les patchs de largeur W_{C1} et $W_{C2}/2$ (b) le ruban de longueur L_{L1} et les patchs de largeur W_{C1} et W_{C2}

4. 3. Etude d'un filtre PCL par la méthode WCIP

4. 3.1. Etude du couplage dans les filtres PCL

La figure 4.39 montre deux rubans en parallèle. Les dimensions de la cellule unitaire sont : $a= 23$ mm, $b= 10$ mm, le filtre est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante

diélectrique $\epsilon_r = 4,4$ et d'épaisseur $h = 1\text{mm}$. Les dimensions du filtre sont les suivantes: $L_1 = L_2 = 8\text{mm}$, $W = 0,8\text{mm}$ et $S = 0,35\text{mm}$.

Le coefficient de transmission représenté dans la figure 4.39.b montre deux fréquence de résonance à 10.4GHz et 11.6GHz et une bande de 1.78GHz à -10dB.

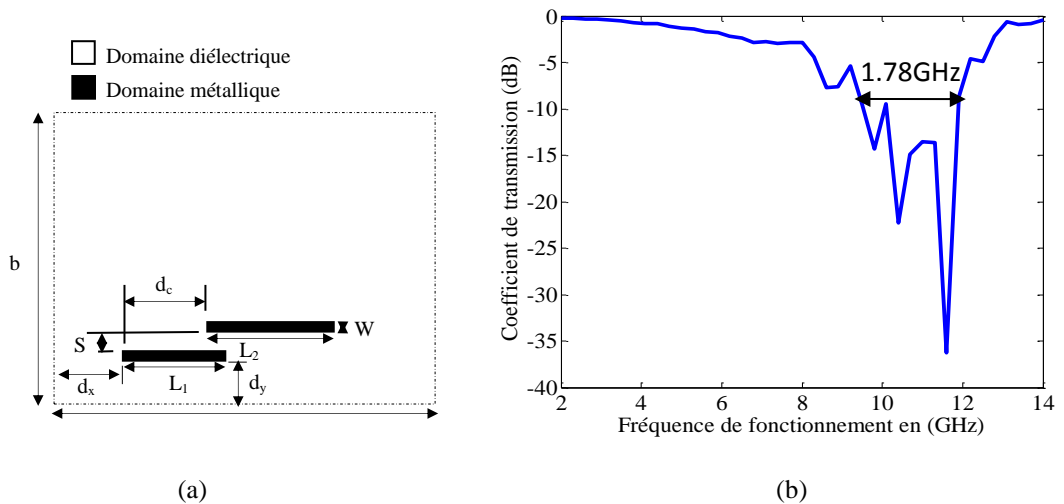


Figure 4. 39. Filtre PCL à base de deux rubans (a) La cellule unitaire, (b) Le coefficient de transmission

L'effet du couplage est étudié en considérant trois paramètres de la structure : distance d_s entre les deux rubans, la distance d_c et la largeur des rubans W .

4. 3.1.1. Etude du couplage en fonction de la distance d_c

En variant la distance d_c (figure 4.40.a) de 0mm à 8mm. La bande passante diminue de 2.63GHz à 1.392GHz respectivement (figure 4.40.b). Lorsque d_c est entre 4 et 6mm la bande augmente.

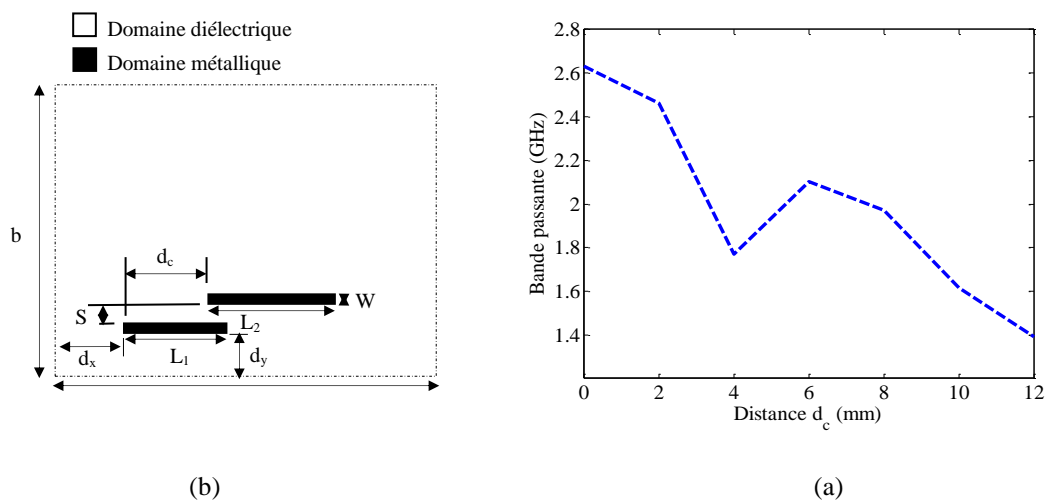


Figure 4. 40. Etude du couplage entre les deux rubans (a) Filtre PCL à deux ruban avec variation de d_c , (b) Bande passante en fonction de la distance d_c

4. 3.1.2. Etude du couplage en fonction de la distance S

La variation de la distance S entre les deux lignes de 0.35mm à 1.4mm, engendre une augmentation de la bande passante jusqu'à la valeur $S=1.2$ mm, puis elle commence à diminuer comme illustré sur la figure 4.41.

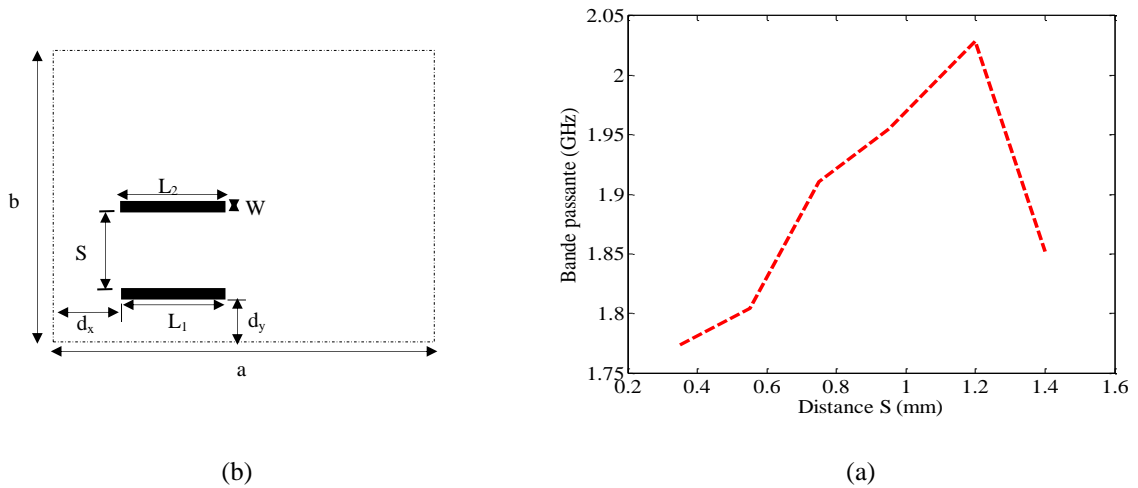


Figure 4. 41. Etude du couplage entre les deux rubans (a) Filtre PCL à deux ruban avec variation de S (b) Bande passante en fonction de distance S

4. 3.1.3. Etude du couplage par la largeur W

En variant la largeur w (figure 4.42.a) de 0.8mm à 2mm. La bande passante augmente.

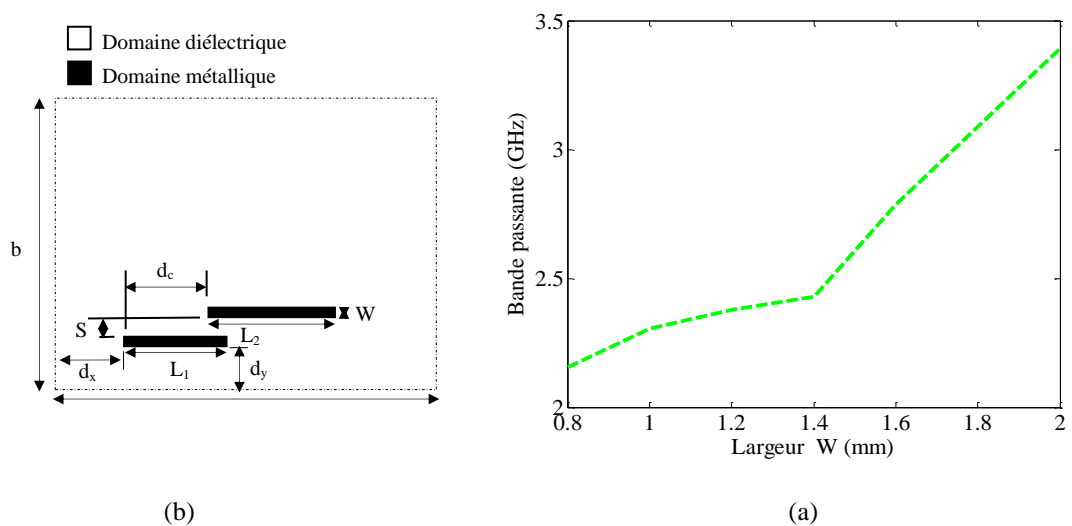


Figure 4. 42. Etude du couplage entre les deux rubans (a) Filtre PCL à deux ruban avec variation de la largeur W (b) Bande passante en fonction de la largeur W

Donc les trois paramètres d_c , S et W influent sur le couplage entre les deux lignes de la structure filtre PCL de la figure 4.40.

4. 3.2. Etude d'un filtre PCL à base de Cinq rubans métalliques

La figure 4.43 représente un filtre PCL avec les dimensions suivantes : $a=23\text{mm}$, $b=8\text{mm}$, $L_1=8\text{mm}$, $L_2=9\text{mm}$, $L_3=10\text{mm}$, $d_1=0.35\text{mm}$, $d_2=0.35\text{mm}$, $W=0.5\text{mm}$, le diélectrique a une épaisseur $h=1\text{mm}$, et une permittivité relative de $\epsilon_r=4.4$.

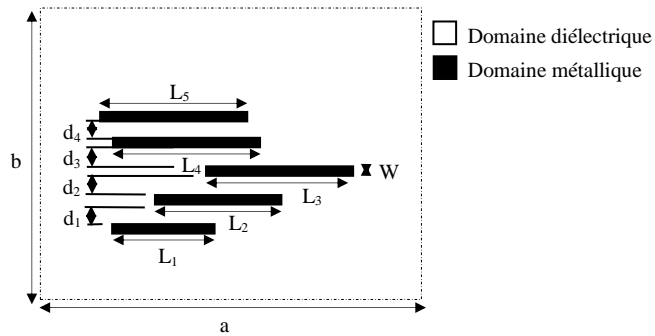


Figure 4. 43. Filtre PCL à base de Cinq rubans

Les coefficients de transmissions de la structure lorsqu'elle est excitée par une onde plane en incidence normale pour plusieurs valeurs du nombre des rubans sont donnés par les figures ci-dessous

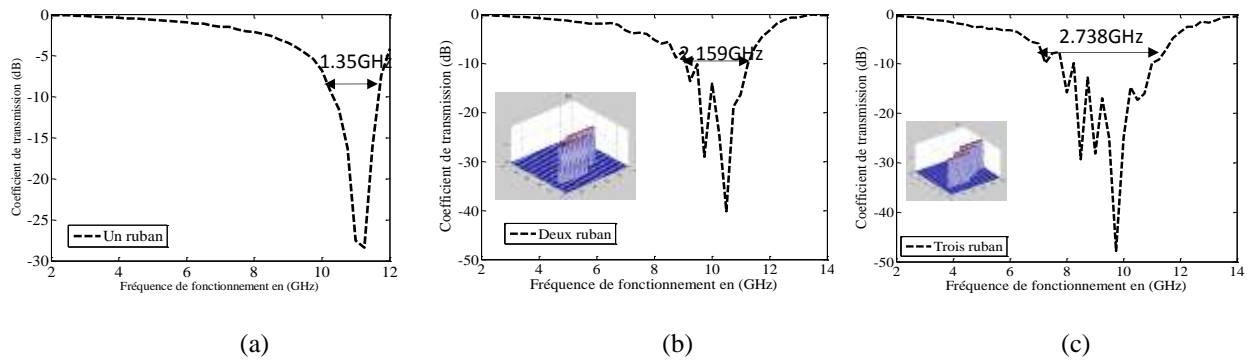


Figure 4. 44. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence (a) pour un ruban (b) pour deux rubans (c) pour trois rubans

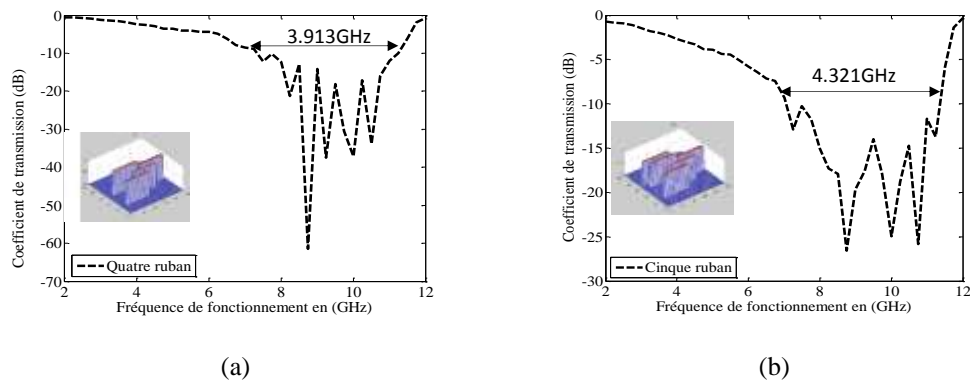


Figure 4. 45. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence (a) pour quatre rubans (b) pour cinq rubans

Le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement représenté dans la figure 4.44.a montré une largeur de bande d'environ 1.35GHz pour une structure à base d'un seul ruban. Cette largeur de bande augmente à chaque fois qu'un ruban est ajouté pour atteindre la valeur à une valeur de 4.321GHz pour cinq rubans métalliques.

La figure 4.46 représente la variation de la bande passante en fonction du nombre des rubans, Il est clair que la bande passant augmente avec l'augmentation du nombre des rubans.

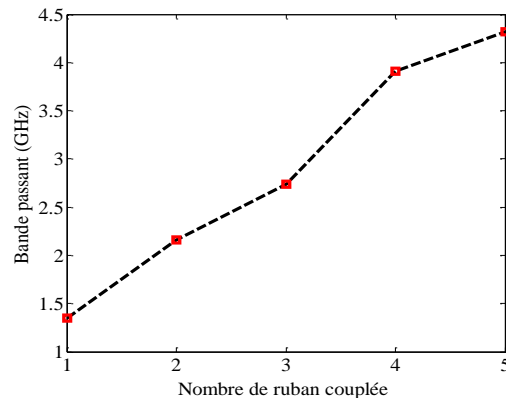


Figure 4. 46. Variation de la bande passante en fonction du nombre des rubans

4. 4. Les filtres large bande PCL et SIR

Dans cette partie quatre types de structures sont étudiées pour obtenir une large bande; la première structure est le filtres PCL (Parallel Coupled Line) à base de rubans parallèles couplés, la deuxième structure est un filtre PNCL (Parallel Non Coupled Line) à base de rubans parallèles non couplés, la troisième structure est à deux niveaux de métallisations, la dernière structure et le filtre de type saut d'impédances SIR (Stepped Impedance Resonator).

4. 4.1. Les filtres coupe bande avec une bande de transmission au milieu de la réponse spectrale

4. 4.1.1. Etude de la largeur de la bande avec les filtres PCL

4. 4.1.1.1. Filtre à trois rubans couplés

La cellule unitaire du filtre PCL est représentée sur la figure 4.47. Les dimensions de la cellule unitaire sont : $a=20$ mm, $b=10$ mm, le filtre 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 dimensions du filtre sont les suivantes: $L_1=8$ mm, $L_2=8$ mm, $L_3=9$ mm et $W=0.5$ mm.

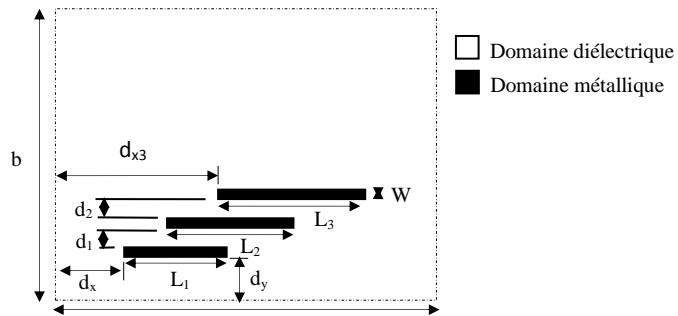


Figure 4. 47. Filtre(PCL) a base de rubans parallèles couplés

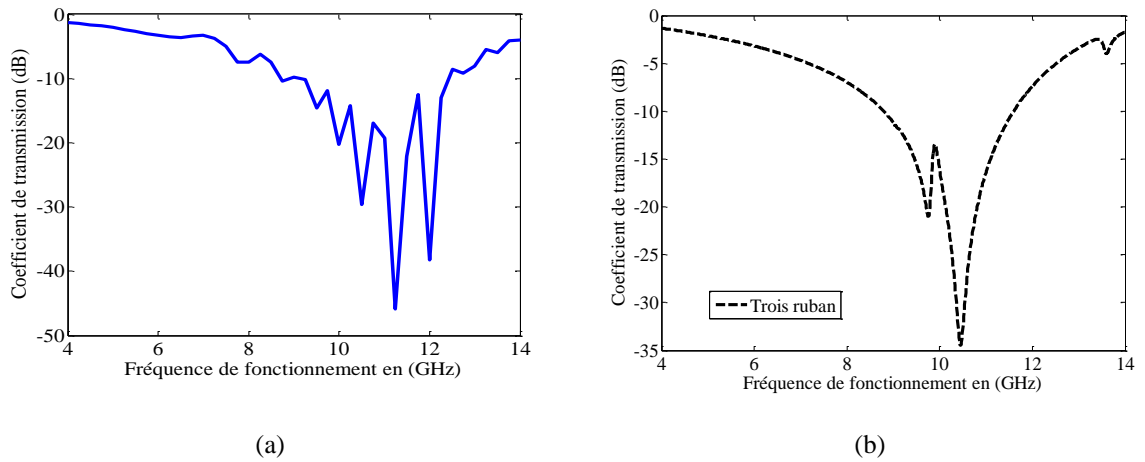


Figure 4. 48. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a)La méthode WCIP (b) Le logiciel HFSS

Le coefficient de transmission du filtre PCL de la figure 4.48 présente une largeur de bande de 3.2724GHz à -10 dB, lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée en x. les résultats obtenus par la méthode itérative WCIP ont été comparés à ceux obtenus par le HFSS et un bon accord a été enregistré.

a. Création de la bande passante du filtre PCL à trois rubans

Pour obtenir la bande passante du filtre deux gaps dans le ruban central L_2 d’une valeur de $w=1\text{mm}$ sont insérés comme représenté dans la figure 4.49.

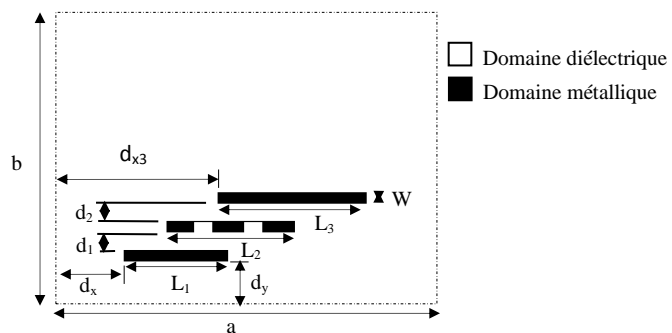


Figure 4. 49. Filtre couplée parallèle (PCL) avec deux gaps

Le coefficient de transmission est représenté par la figure 4.50. La structure présente deux bandes coupantes de largeurs de 1.876GHz, 1.16 GHz et une bande passante d'une largeur de 100MHz à -10 dB respectivement.

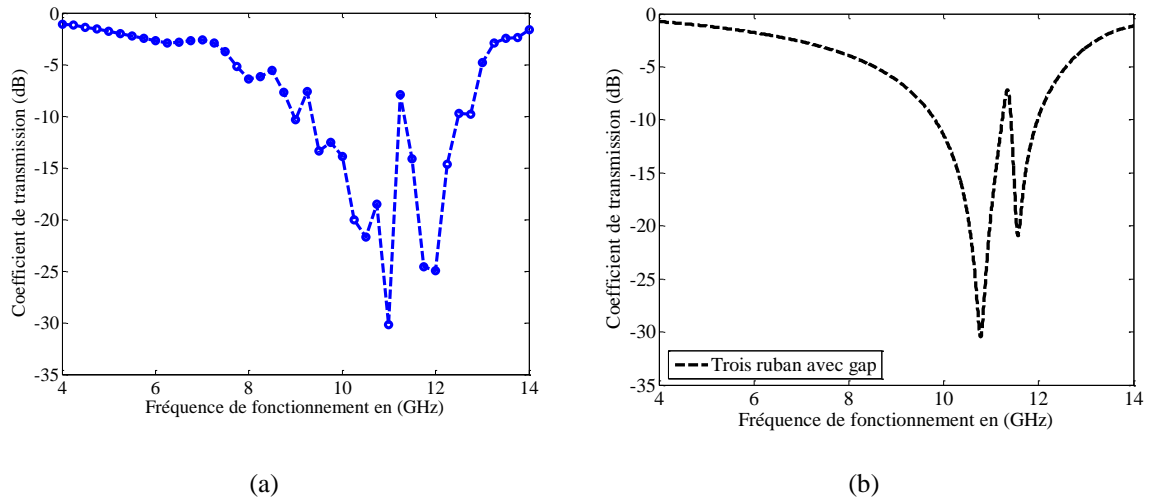


Figure 4. 50. Coefficient detransmission d'un filtre PCL à trois rubans métalliques et gaps insérés :(a) La methode WCIP(b) Le logiciel HFSS

4. 4.1.1.2. Filtre PCL à base de quatre rubans

La cellule unitaire du filtre PCL à base de quatre rubans couplés est représentée sur la figure 4.51. Les dimensions de la cellule unitaire sont : $a=20$ mm, $b=10$ mm, le filtre 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 dimensions du filtre sont les suivantes: $L_1 = 8.5$ mm, $L_2 = 8.5$ mm, $L_3 = 9$ mm, $L_4 = 9$ mm, $W = 0.8$ mm, $W_4 = 1$ mm, $d_1=d_2=0.75$ mm, $d_3= 0.55$ mm, $d_x = 2$ mm, $d_y = 2$ mm, $d_{x2} = 4.8$ mm, $d_{x3} = 7.7$ mm, $d_{x4} = 10.2$ mm.

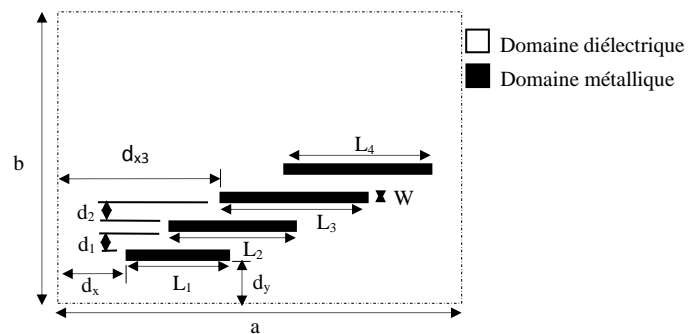


Figure 4. 51. Filtre couplée parallèle (PCL) à base de quatre rubans

Le coefficient de transmission est présenté à la figure 4.52. La structure présente une largeur de bande de 5.228GHz à -10 dB, lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée en x .

les résultats obtenus par la méthode itérative WCIP ont été comparés à ceux obtenus par le HFSS et un bon accord a été enregistré.

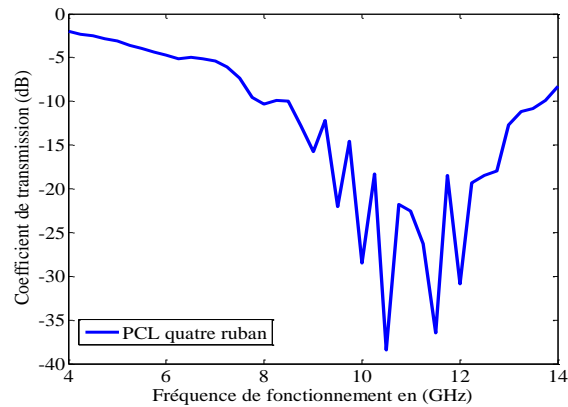


Figure 4. 52. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

a. Création de la bande passante du filtre PCL à quatre rubans

Pour obtenir la bande passante du filtre, deux gaps de valeur $W=1\text{mm}$ sont insérés dans les rubans L_2 et L_3 comme représenté dans la figure 4.53.

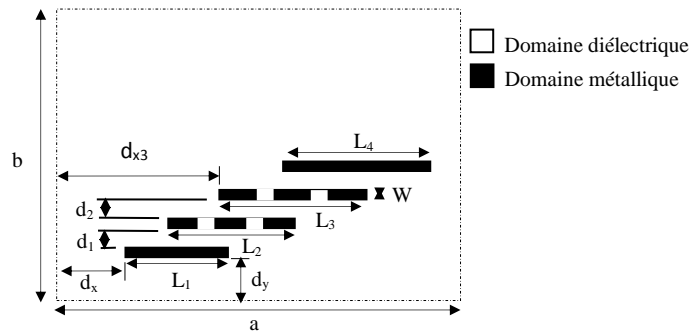


Figure 4. 53. Filtre couplé parallèle (PCL) avec deux gaps dans L_2 et L_3

Le coefficient de transmission du filtre PCL à quatre rubans avec des gaps est illustré par la figure 4.54. La structure présente deux bandes coupantes de largeurs 2.34GHz, 0.93GHz et une bande passante d'une largeur de 0.41GHz à -10 dB respectivement.

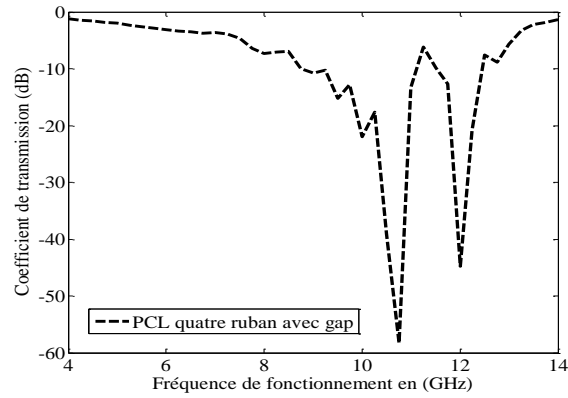


Figure 4. 54. Coefficient de transmission d'un filtre PCL à quatre rubans métalliques et gaps insérés

4. 4.1.1.3. Filtre PCL à base de trois U métalliques

La cellule unitaire du deuxième filtre PCL est représentée sur la figure 4.55. Les dimensions des cellules unitaires sont $a=20\text{mm}$, $b=20\text{mm}$, le filtre est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r=4,4$ et d'épaisseur $h=1\text{mm}$. Les dimensions du filtre sont les suivantes: $L_{x1}=L_{x2}=L_{x3}=4\text{mm}$, $L_{y1}=17\text{mm}$ et $W=1\text{mm}$.

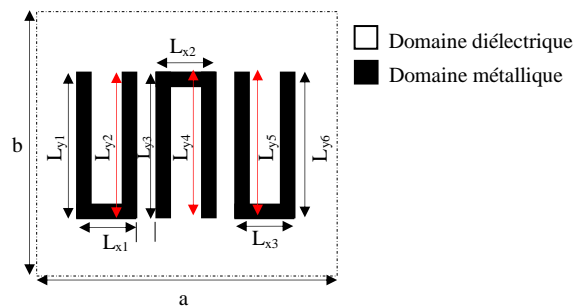


Figure 4. 55. Filtre couplée parallèle (PCL) en forme de U

Le coefficient de transmission du filtre PCL (figure 4.56), présente une largeur de bande de 8.9975GHz à -10 dB, lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée en x . les résultats obtenus par la méthode itérative WCIP ont été comparés à ceux obtenus par le HFSS et un bon accord a été enregistré.

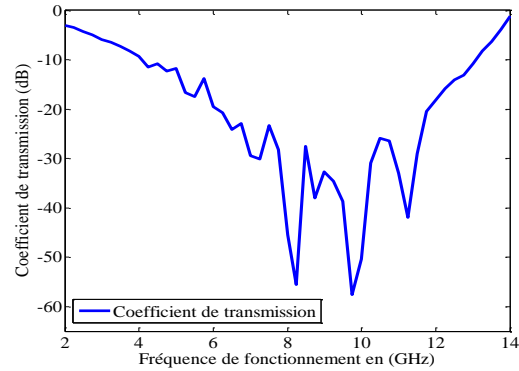


Figure 4. 56. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) WCIP (b) HFSS

a. Création de la bande passante

La bande passante est obtenue par l'insertion de deux gaps de dimensions $W=1mm$, dans les rubans de longueurs L_{y3} et L_{y4} respectivement, comme représenté dans la figure 4.57.

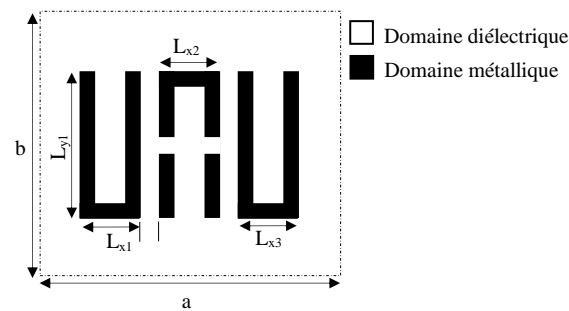


Figure 4. 57. Filtre (PCL) à trois U avec des gaps

Le coefficient de transmission de la structure avec des gaps insérés est présenté à la figure 4.58. La structure présente deux bandes coupantes de largeurs de 3.97GHz et 4.064 GHz et une bande passante d'une largeur de 0.432GHz à -10 dB respectivement.

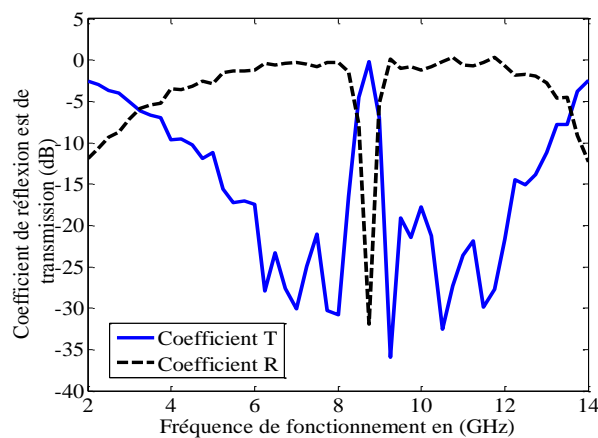


Figure 4. 58. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement avec des gaps insérés

b. FSS à motif diélectrique (fente Inductive)

Le filtre à motif diélectrique (inductive) a le même dimensions que le filtre PCL de la figure 4.55.

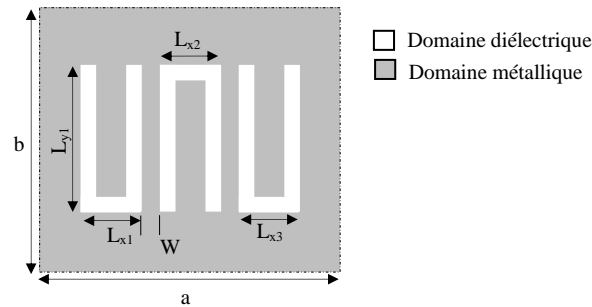


Figure 4. 59. Filtre a motif diélectrique à base de trois U diélectriques

Les coefficients de transmission et de réflexion du filtre PCL à base de trois U diélectriques (fentes) sont illustrés par la figure 4.60. Le filtre montre une bande passante d'une valeur de 4.6036GHz.

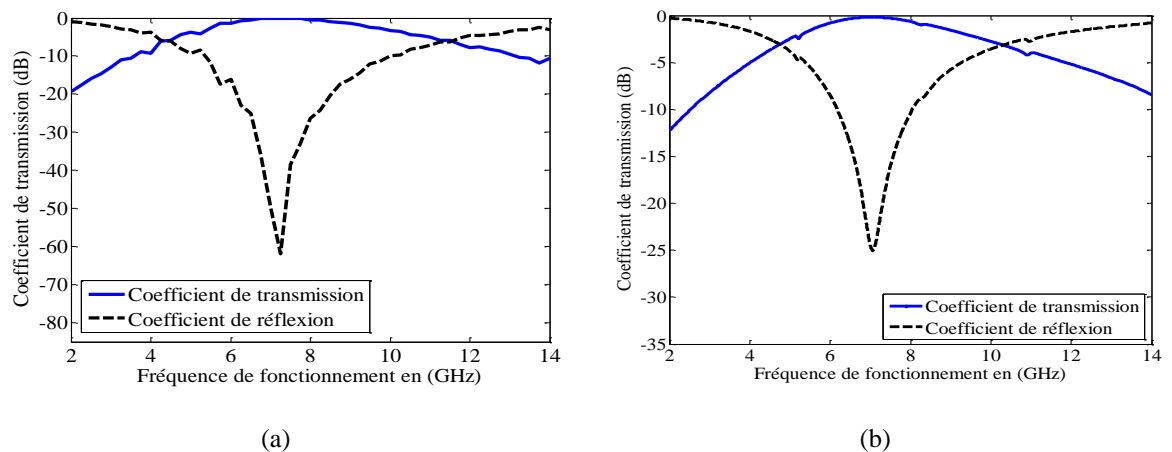


Figure 4. 60. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) La methode WCIP (b) Le logicielHFSS

c. Création de la bande coupante du filtre à base de trois U diélectriques

La bande coupante est obtenue par l'insertion de deux gaps de dimensions $W=1mm$, dans les rubans de longueurs L_{y3} et L_{y4} respectivement, comme représenté dans la figure 4.61.

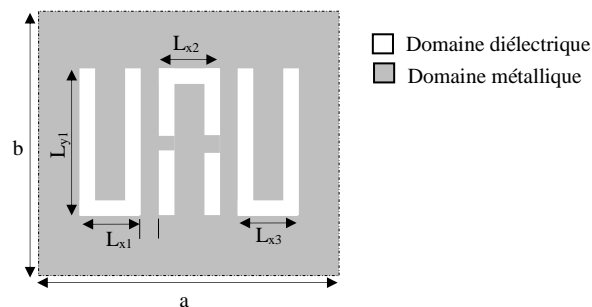


Figure 4. 61. Filtre (PCL) à base de trois U diélectriques avec deux gaps insérés

Les coefficients de transmission et réflexion du filtre avec gaps sont illustrés par la figure 4.62. la structure présentent une bande coupante d'une largeur de 0.424GHz et deux bandes passantes de largeurs de 1.519GHz, 2.876GHz respectivement.

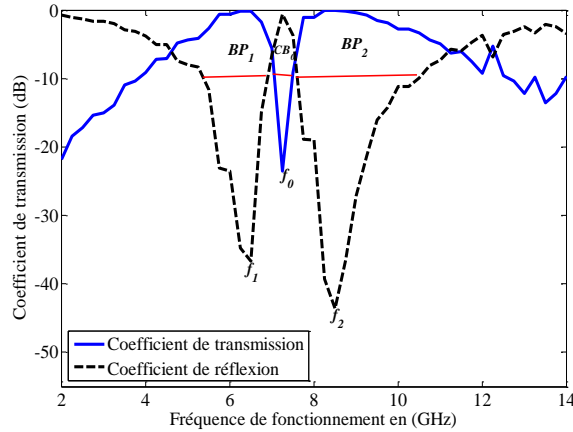


Figure 4. 62. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement

d. Variation de la bande passante et de la bande coupante en fonction de la position de gap (S)

L'effet de la position des deux gaps (S) insérés dans les rubans L_{y3} et L_{y4} sur les bandes passantes et coupantes du filtre à base de trois U diélectriques est étudié. En faisant varier la position des deux gaps S de 1 de 9 au long des deux rubans L_{y3} et L_{y4} respectivement comme représenté dans la figure 4.63.

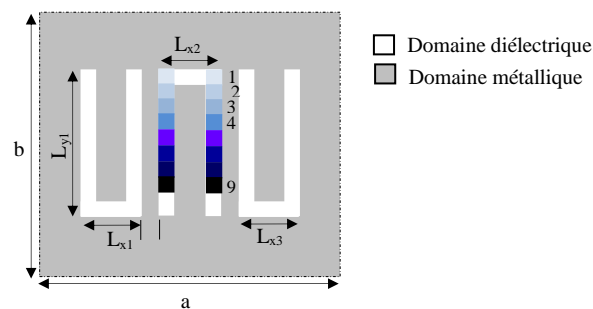


Figure 4. 63. Filtre PCL à base de trois U diélectriques avec variation de la position des gaps (S)

La figure 4.64 représente la bande passante et coupante de la structure en fonction de la variation de la position des gaps S . Le changement de la position des gaps S de 1 à 7 conduit à l'augmentation de la bande passante BP_1 de 0.702GHz à 2.474GHz et de la bande coupante BC_0 de 0.041GHz à 0.881GHz respectivement. Tandis que la bande passante BP_2 diminue de 3.804GHz à 1.414GHz.

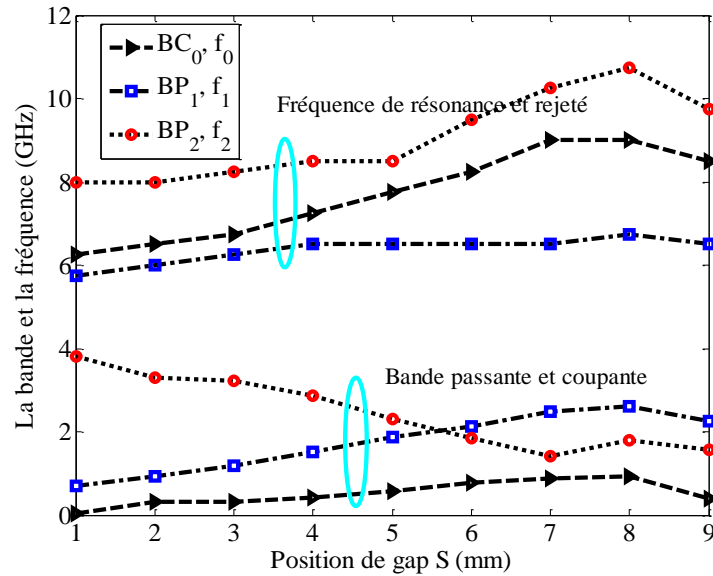


Figure 4. 64. Bande passante/ bande coupante et fréquence de résonance en fonction de la position de gap (S) avec S entre 1 et 9mm

Le changement de la position du gap influe aussi sur les trois fréquences de résonance. La fréquence f_1 correspondante a la bande BP_1 augmente de 5.75GHz à environ 6.25GHz jusqu'à la position du gap 3 à partir de la position 4 elle reste constante. La fréquence f_0 correspondante a la bande BC_0 augmente de 6.25GHz à environ 9GHz lorsque la position S varie de 1 à 7, après cette position elle commence à diminuer. La fréquence f_2 correspondante a la bande BP_2 augment à environ 10.75GHz jusqu'à la position du gap 8 après elle diminue.

Pour obtenir deux bandes coupantes, un autre gap est inséré dans le ruban L_{y1} . De la figure 4.59 les coefficients de transmission et de réflexion du filtre proposé sont représentés par la figure 4.65. Trois bandes coupantes avec des fréquences rejetées à environ, $f_{01}=7\text{GHz}$, $f_{02}=10\text{GHz}$ et $f_{03}=1\text{GHz}$ avec des largeurs de bande de, $BC_{02}=197\text{MHz}$, $BC_{02}=\text{MHz}$ et $BC_{03}=611\text{MHz}$ respectivement sont observées.

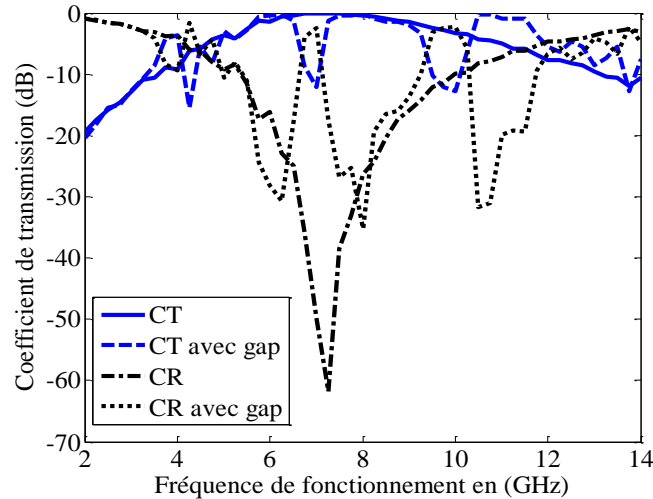


Figure 4. 65. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement avec gap dans L_{y1}

4. 4.1.1.4. Filtres à base de rubans non couplés (PNCL)

La cellule unitaire du premier filtre PNCL proposé est présentée par la figure 4.66. Le filtre est à base de trois rubans métalliques parallèles et non couplés. Les dimensions de la cellule unitaire sont : $a = 20$ mm, $b = 10$ mm, le filtre 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 dimensions du filtre sont les suivantes: $L_1 = 13.8$ mm, $L_2 = 10.2$ mm, $L_3 = 7.5$ mm, $d_1 = 3.376$ mm, $d_2 = 10$ mm, $d_x = 10$ mm, $d_y = 10$ mm et $W = 0.8$ mm.

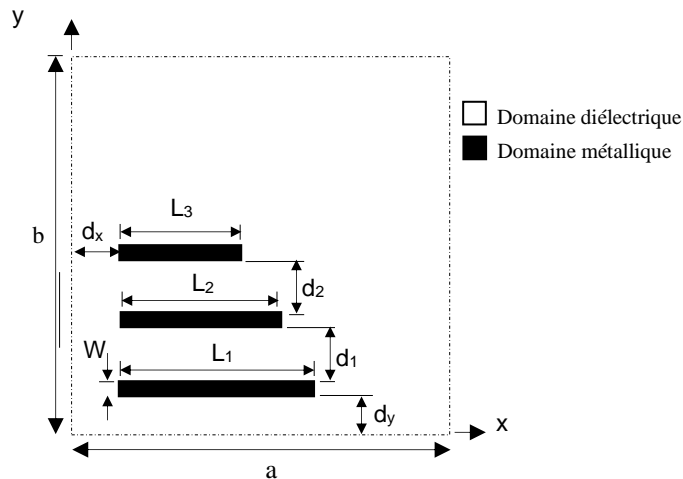


Figure 4. 66. Filtre PNCL à base de trois rubans métalliques

D'après la figure 4.67, la structure présente trois fréquences de résonance à environ 6.8GHz, 9.2GHz et 11.4GHz, avec des bandes passantes de largeurs de 692MHz, 545MHz et 850MHz à -10dB respectivement. Lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée dans la direction x .

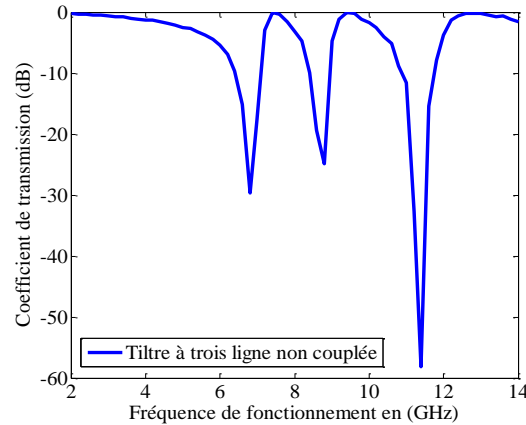


Figure 4. 67. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement du filtre PNCL à base de trois rubans métalliques

a. Réalisation d'un filtre PNCL à large bande

- Fusionnement des bandes

Les trois bandes passantes de la figure 4.67 sont fusionner afin d'obtenir une large bande. Le fusionnement des bandes est réalisé à partir de la variation des longueurs des trois rubans de telle sorte que leurs valeurs soient rapprochées tel que : $L_1=13.86\text{mm}$, $L_2=13.3\text{mm}$ et $L_3=12.5\text{mm}$. La figure 4.68 montre une large bande passante d'environ 2.542GHz réalisée par le fusionnement des trois bandes.

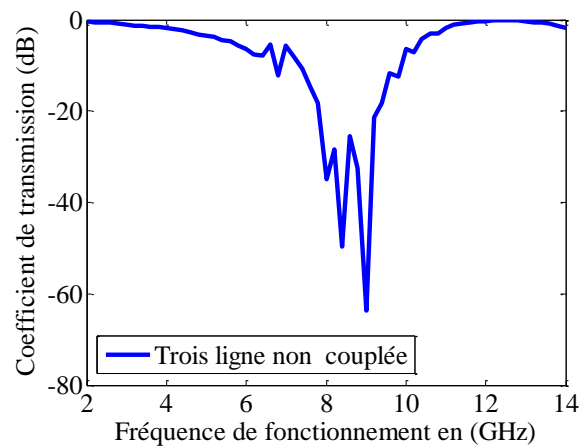


Figure 4. 68. Réalisation de la large bande du filtre PNCL à base de trois rubans

b. Création de la bande passante du filtre PNCL à trois rubans métalliques

Pour obtenir la bande passante du filtre un gap de longueur $W=1\text{mm}$ est inséré dans le ruban L_4 comme représenté dans la figure 4.69.

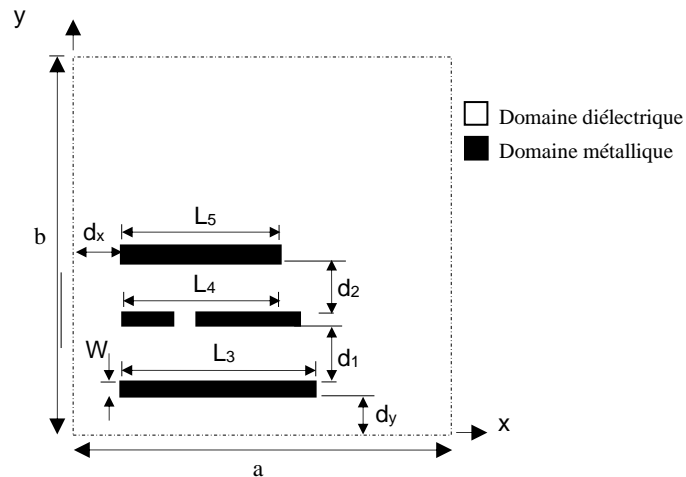
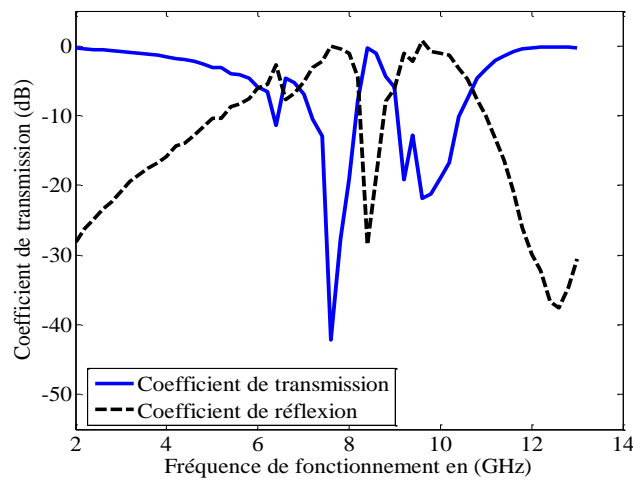


Figure 4. 69. Filtre PNCL à trois ruban métalliques avec gap

D'après la figure 4.70 une bande passante à une fréquence d'environ 0.518GHz et deux bandes coupantes à des fréquences d'environ 0.988 GHz et 1.348GHz respectivement sont observées.

Figure 4. 70. Variation des coefficients de transmission et de réflexion du filtre PNCL à trois rubans métalliques avec gap inséré dans le ruban L_2

4. 4.1.1.5. Réalisation d'un filtre SIR à large bande

La cellule unitaire de la structure proposée est présentée dans la figure 4.71. Le filtre est constitué de deux éléments métalliques couplés ; chaque élément est composé d'un patch relié à un ruban. La structure est gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1\text{mm}$, avec une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$, les dimensions géométriques de la cellule unitaire de la structure FSS proposée sont : $a=20\text{mm}$, $b=20\text{mm}$, $L_{L1}=L_{L2}=9\text{mm}$, $L_{C1}=L_{C2}=9\text{mm}$, $W_{C1}=W_{C2}=8\text{mm}$ et $W_{L1}=W_{L2}=8\text{mm}$. La structure est excitée avec une onde plane d'incidence normale polarisée dans la directions x .

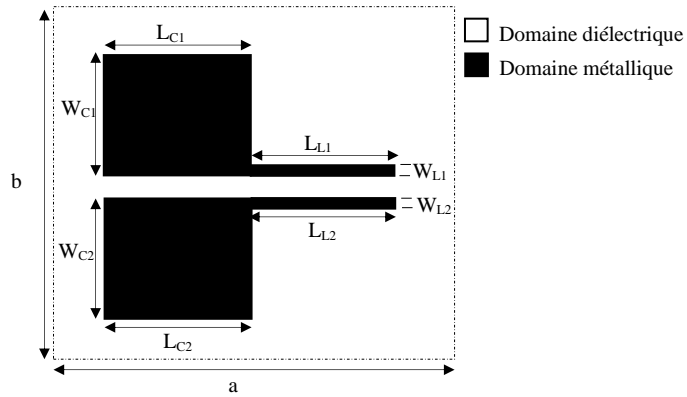


Figure 4. 71. Filtre SIR à large bande

Les coefficients de transmission et réflexion du filtre FSS-SIR sont illustrés par la figure 4.72, le filtre présente une bande d'une valeur d'environ 2.519GHz.

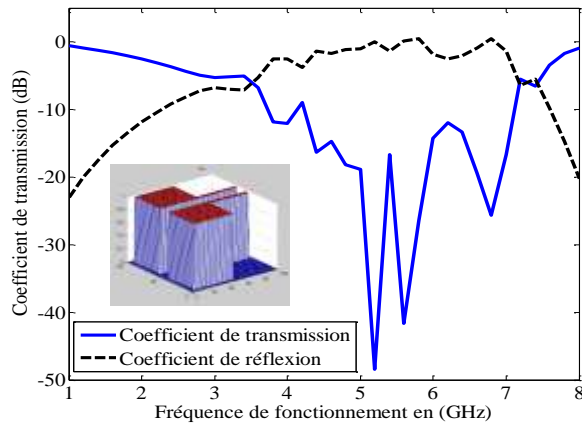


Figure 4. 72. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement

a. Création de la bande passante du filtre SIR large bande

Pour obtenir la bande passante du filtre deux gaps de dimension $W=1\text{mm}$ sont insérés comme représenté sur la figure 4.73.

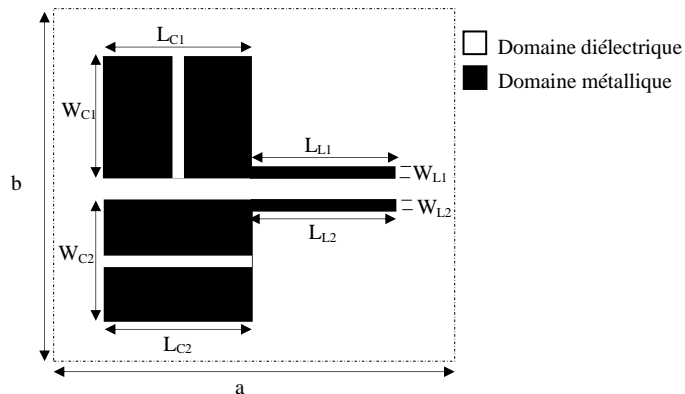


Figure 4. 73. Filtre SIR FSS avec deux gaps insérés

La figure 4.74 représente les coefficients de transmission et de réflexion de la structure.

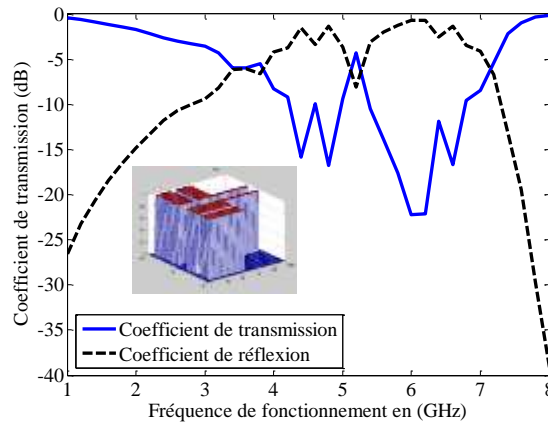


Figure 4. 74. Variation des coefficients de transmission et de réflexion avec gap

4. 4.1.1.6. Filtre SIR FSS à patch croisés

La cellule unitaire de la structure proposée est présentée dans la figure 4.75. Le filtre gravé sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1\text{mm}$, et d'une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$, les autres dimensions de la structure sont : $a=20\text{mm}$, $b=20\text{mm}$, $L_{L1}=L_{L2}=9\text{mm}$, $L_{C1}=L_{C2}=9\text{mm}$, $W_{C1}=W_{C2}=8\text{mm}$ et $W_{L1}=W_{L2}=8\text{mm}$. La structure est excitée avec une onde plane en incidence normale.

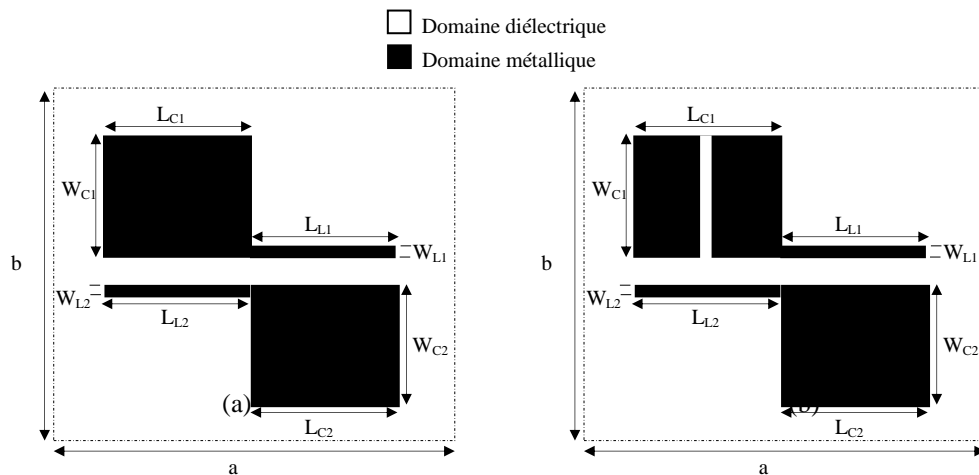


Figure 4. 75. Filtre SIR FSS large bande à patchs croisés (a) Sans gap (b) Avec gap

Le coefficient de transmission du filtre est présenté par la figure 4.76.a. La structure présente une largeur de bande de 1.9GHz à -10 dB, lorsque la structure est excitée par l'onde plane polarisée en x . l'insertion du gap au niveau du patch supérieur conduit à l'apparition d'une bande passante et deux bandes coupantes comme indiqué sur la figure 4.76.b

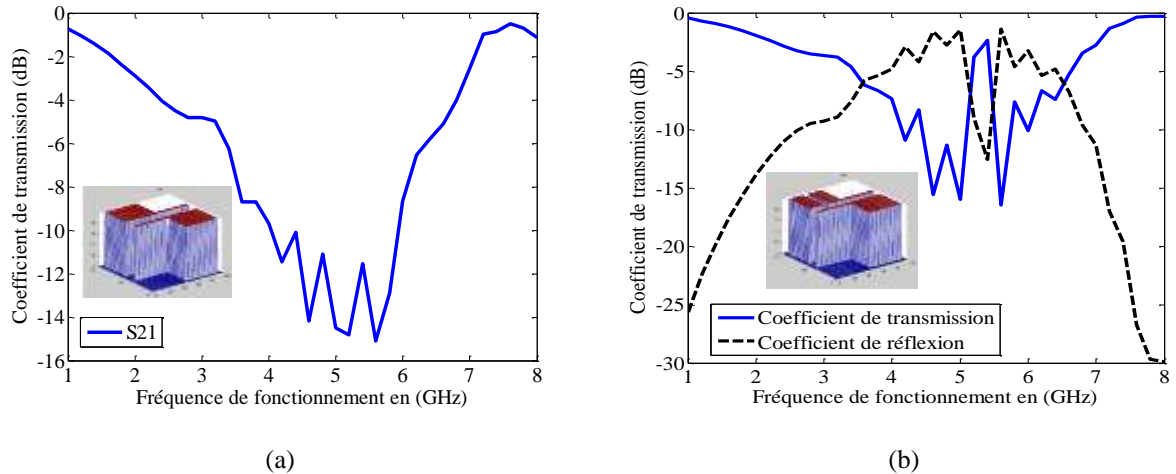


Figure 4. 76. Variation des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) sans gap et (b) avec gap

4. 4.1.1.7. Filtre PCL à deux niveaux de métallisations

Deux filtres PCL à base de deux rubans métalliques sont mis en cascade. La cellule unitaire des deux filtres PCL est représenté sur la figure 4.77.

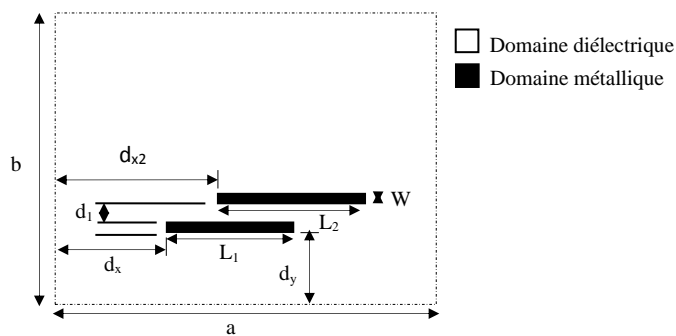


Figure 4. 77. Filtre PCL FSS deux ruban

Les structures sont gravés sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1\text{mm}$, et une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$, les dimensions de la cellule unitaire sont : $a=23\text{mm}$, $b=10\text{mm}$, les longueurs des rubans de la première structure sont $L_{L1}=L_{L2}=11\text{mm}$, et de la deuxième structure sont : $L_{L1}=L_{L2}=8.2\text{mm}$, le reste des dimensions sont identiques, avec $W=0.5\text{mm}$, $d_1=0.55\text{mm}$, $d_x=2\text{mm}$, $d_y=2\text{mm}$, et $d_{x1}=L_2/2$. La structure est excitée avec une onde plane en incidence normale.

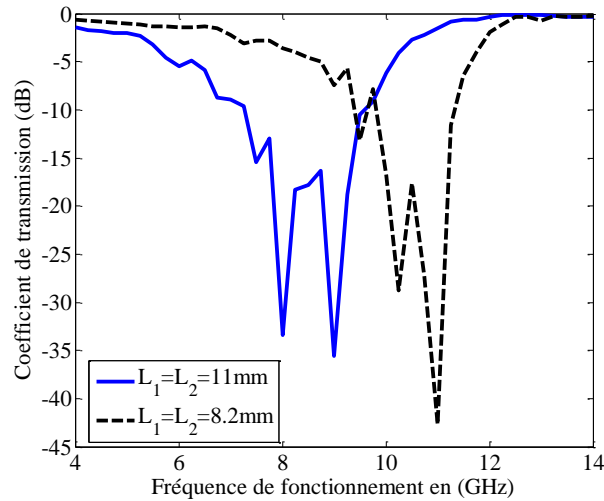


Figure 4. 78. Variation des coefficients de transmission des deux structure en fonction de la fréquence de fonctionnement

La figure 4.78 montre le coefficient de transmission des deux structures FSS calculés séparément. La première structure indique deux fréquences de résonance à environ 8GHz et 9GHz. La deuxième structure possède deux fréquences de résonance à environ 10.25GHz et 11GHz. Les deux structures sont mises en cascade et séparées par l'air (figure 4.79).

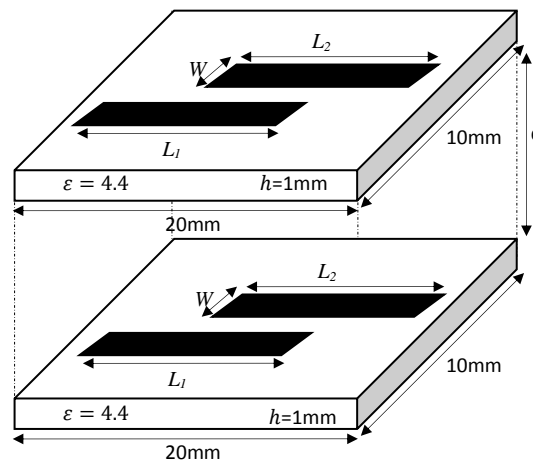


Figure 4. 79. Structure PCL à deux niveaux de métallisation

La figure 4.80 montre le coefficient de transmission de la structure FSS lorsque les deux structures précédentes sont montées en cascade avec une distance de séparation de $d=1.5\text{mm}$, les résultats ont été obtenus par la technique WCIP-SM et montrent quatre fréquences de résonance à environ 8GHz, 9GHz, 10.25GHz et 11GHz.

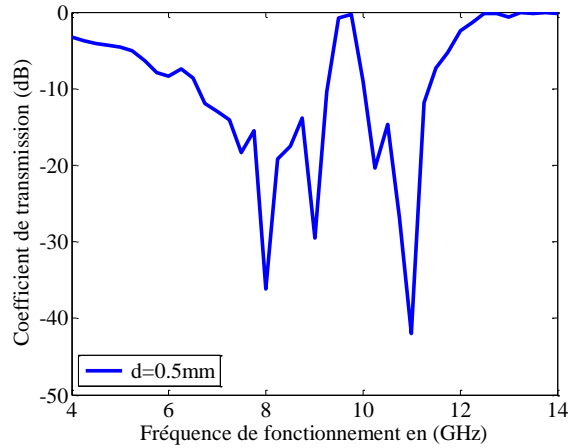


Figure 4. 80. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x pour $d=0.5\text{mm}$.

Lorsque la distance entre les deux structures est égale à $d=3\text{mm}$, les résultats obtenus par la technique WCIP-SM, présentent une large bande d'une valeur égale à 4.9072GHz comme montré dans la figure 4.81.

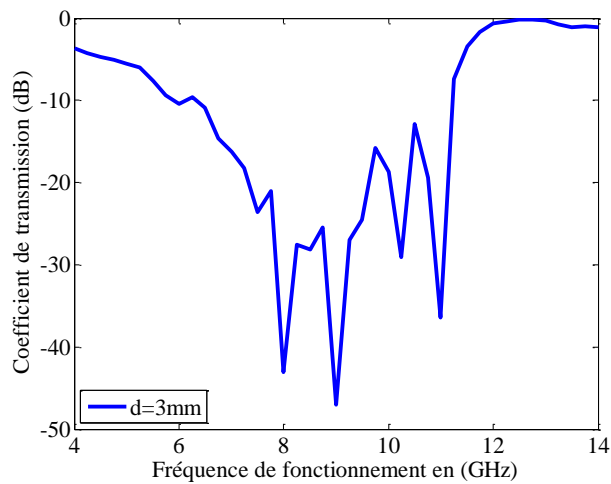


Figure 4. 81. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x pour $d=3\text{mm}$

Lorsque la distance entre les deux structures devient égale à $d=4.2\text{mm}$, les résultats obtenus par la technique WCIP-SM, présentent une largeur de bande égale à 5.4186GHz comme montré dans la figure 4.82.

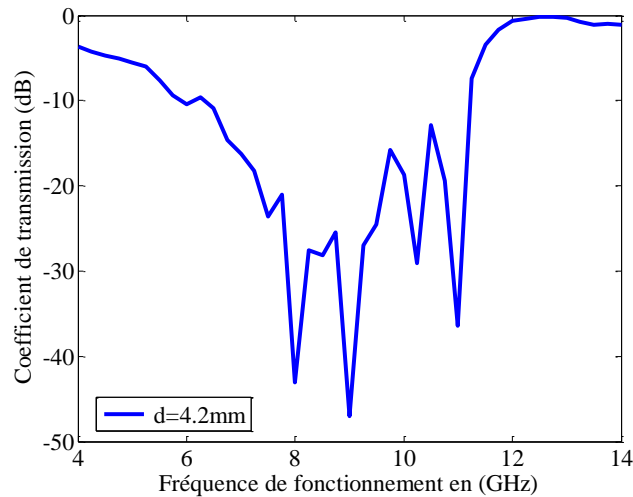


Figure 4. 82. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x pour $d=4.2\text{mm}$

La figure 4.83 montre les coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x pour plusieurs valeurs des longueurs des rubans L_1 et L_2 avec une distance séparant les deux structure $d=0.5\text{mm}$. L'augmentation des valeurs L_1 et L_2 de 7.2mm à 12mm simultanément conduit à la diminution de la bande passante de 9.2GHz à 10GHz respectivement.

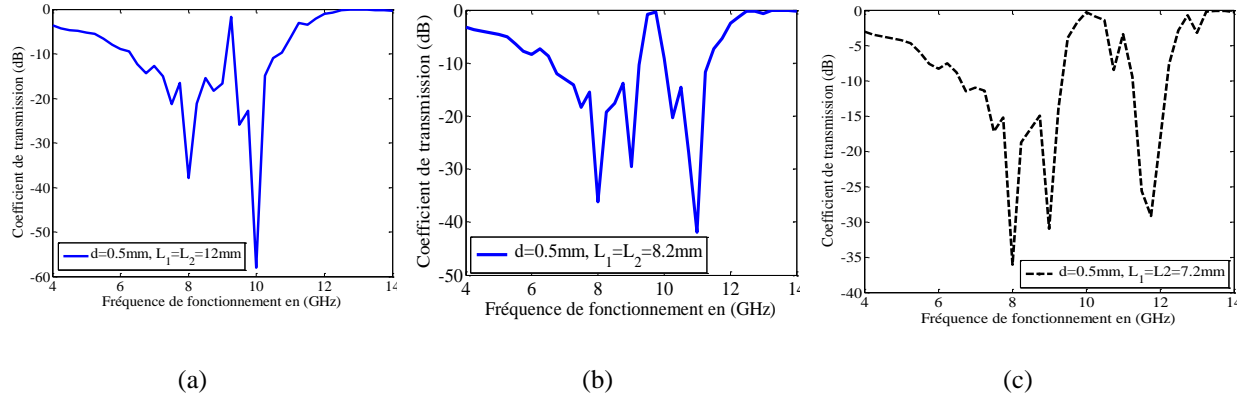


Figure 4. 83. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation en polarisation x (a) $L_1=L_2=12$ (b) $L_1=L_2=8.2$ (c) $L_1=L_2=7.2$

4. 4.1.1.8. Filtre à deux niveaux de métallisations à double polarisation

Les deux filtres présentés dans figures 3.2 et 3.14 respectivement sont montés en cascade en appliquant la technique WCIP-SM. Les coefficients de transmission de chaque structure pour les deux directions de polarisations x et y sont donnés par les figures 4.84.a et 4.84.b respectivement.

La figure 4.84.a montré les coefficients de transmission des deux structures FSS calculés séparément pour la polarisation x . La première structure indique trois fréquences de résonances à

environ 7GHz et 8.6GHz et 11GHz. La deuxième structure possède deux fréquences de résonance à environ 7.4GHz et 9.3GHz.

La figure 4.84.b représente les réponses fréquentielles des deux structures lorsqu'elles sont polarisées dans la direction y, la première structure montre deux fréquences à 7.9GHz et 10.6GHz, alors que la deuxième structure montre deux fréquences à environ 9.1GHz et 11.2GHz.

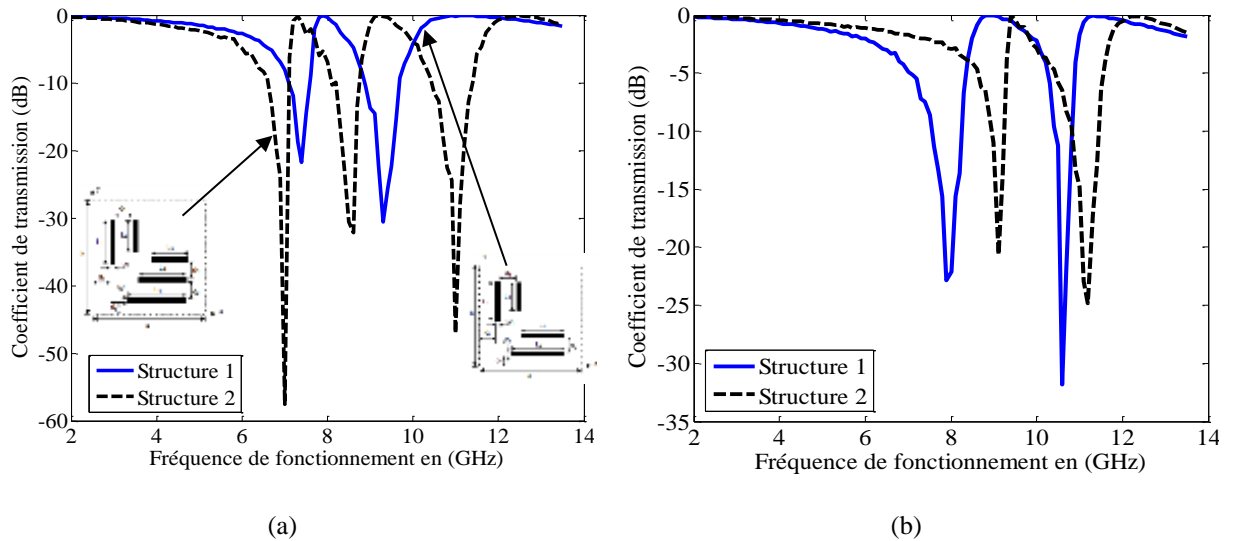


Figure 4. 84. Variation des coefficients de transmission des deux structure en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) Polarisation x (b) Polarisation y.

Les coefficients de transmission des deux structures montées en cascade et séparées par une distance $d=1\text{mm}$, calculés par la technique WCIP-SM et comparés avec les résultats obtenus par le HFSS software sont représentés par les figures 4.85.a et 4.85.b pour les deux polarisations x et y respectivement.

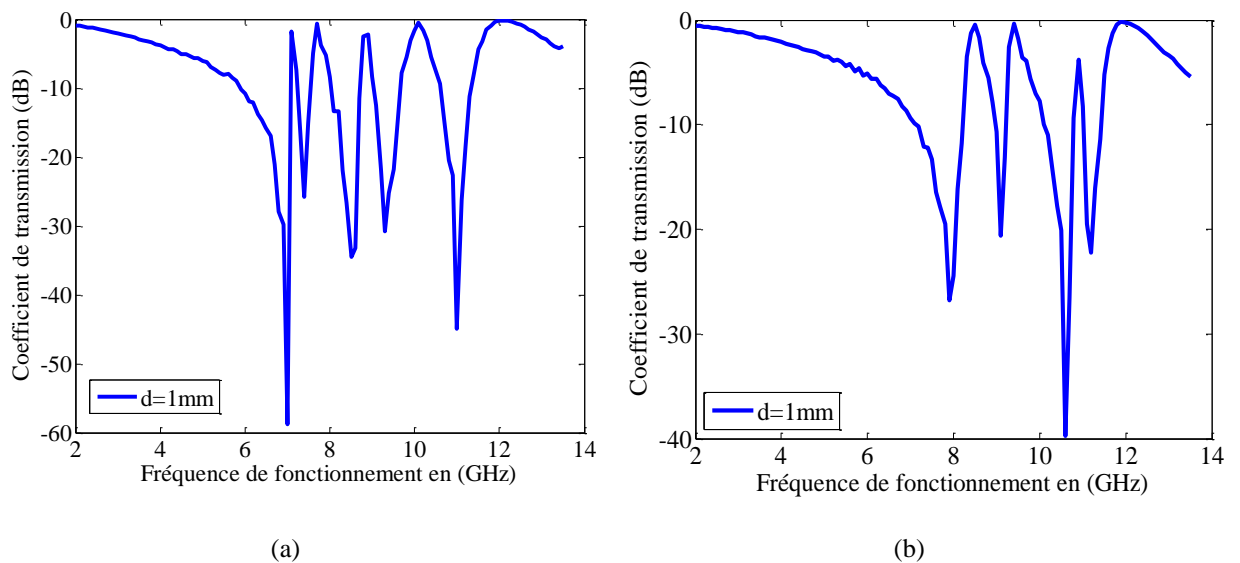


Figure 4. 85. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=1\text{mm}$ (a) Polarisation x (b) Polarisation y

Lorsque la distance entre les deux structures devient égale à $d=10\text{mm}$, les résultats obtenus par la technique WCIP-SM, présentent une largeur de bande pour les deux polarisations x et y comme montré dans la figure 4.86.

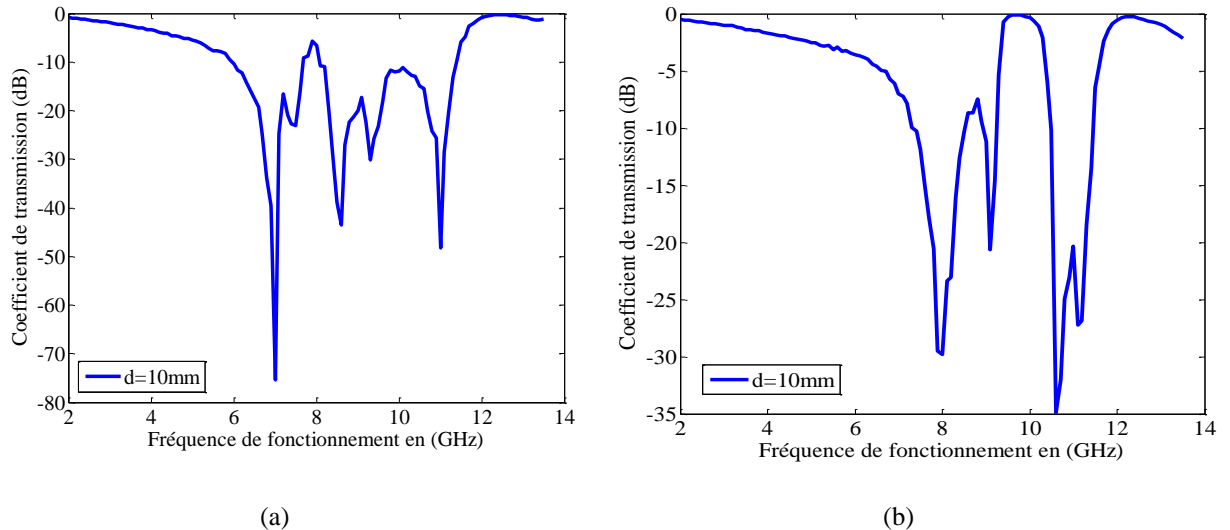


Figure 4. 86. Coefficients de transmission de la structure à deux niveaux de métallisation pour $d=10\text{mm}$ (a) Polarisation x (b) Polarisation y

4. 5. Filtres microonde compacts

Aujourd'hui de nombreuses techniques de miniaturisation sont utilisées, chacune soumise à des limitations physiques bien identifiées. Les solutions présentées sont le résultat de compromis entre compacité – efficacité et largeur de bande. Les techniques de conception de ce type de filtres reposent essentiellement sur les deux paramètres suivant : - La géométrie des résonateurs utilisés (résonateurs à Boucle ouverte, résonateurs à saut d'impédances) - La topologie du filtre (simple couche, multicouche) [10,11,12].

4. 5.1. La miniaturisation des filtres (filtres compacts)

Dans cette section, la méthode WCIP est utilisée dans l'analyse des filtres compacts et les résultats trouvés sont comparés aux résultats du logiciel HFSS.

4. 5.1.1. Miniaturisations de filtres fonctionnant dans la partie inférieure du spectre des hyperfréquences

4. 5.1.1.1. Filtre fonctionnant à une fréquence de 2.2GHz

La cellule unitaire du premier filtre proposé est représentée sur la figure 4.87. Le filtre est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r=4,4$ et d'épaisseur $h=1\text{mm}$.

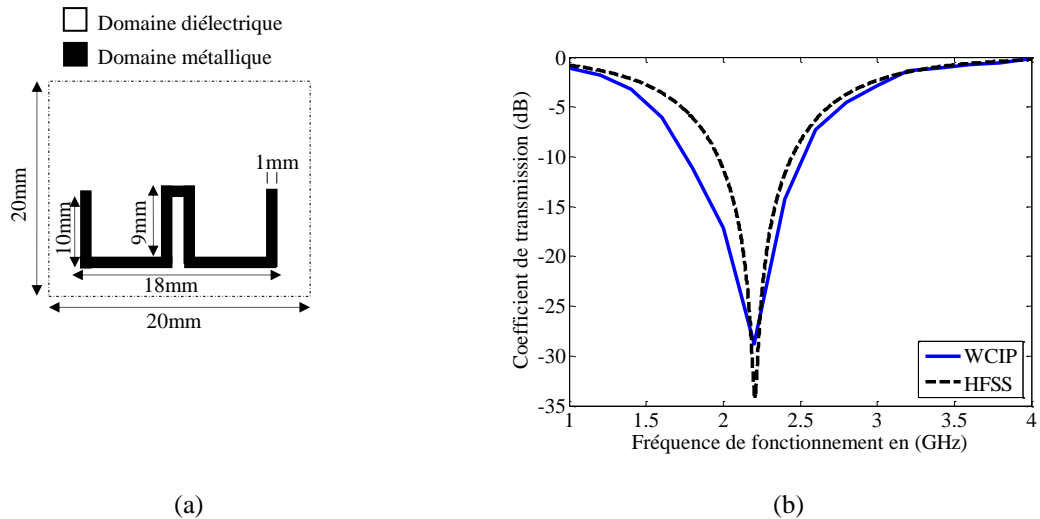


Figure 4. 87. Filtre fonctionnant à une fréquence de 2.2GHz (a) Dimensions de la cellule unitaire (b) Coefficient de transmission

Le coefficient de transmission du filtre (figure 4.87.b) présente une fréquence de résonance à environ 2.22 GHz lorsque la structure est excitée par l'onde plane polarisée en x . les résultats obtenus par la méthode itérative WCIP ont été comparés à ceux obtenus par le HFSS et un bon accord a été enregistré.

4. 5.1.1.2. Filtre compact dans les directions deux polarisation

La figure 4.88 représente la cellule unitaire et les dimensions du filtre compact à double polarisation. Le filtre est imprimé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$ et d'épaisseur $h = 1$ mm.

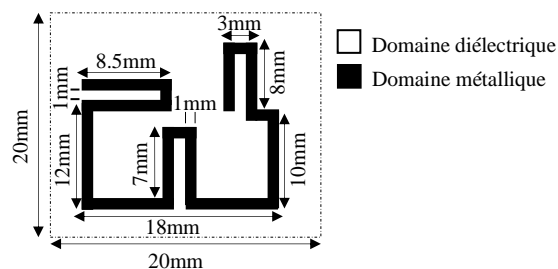


Figure 4. 88. Filtre compact dans les deux directions de polarisation x et y

D'après les figures 4.89.a et 4.89.b , le filtre compact montre une fréquence à une valeur de 1.6GHz pour la polarisation x et une valeur de 2.9GHz pour la polarisation y respectivement. Les résultats obtenus par la méthode itérative WCIP ont été comparés avec ceux obtenus par le HFSS et un bon accord a été enregistré.

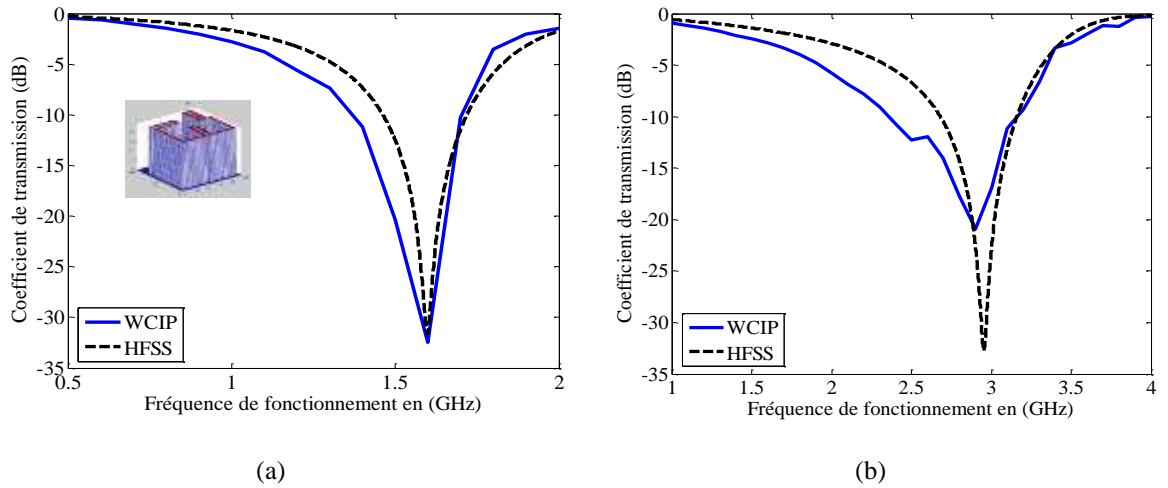


Figure 4. 89. Réponse en fréquence (a) polarisation x (b) Polarisation y

4. 5.1.2. Miniaturisations de filtres de plusieurs formes géométriques

Dans cette partie la miniaturisation de plusieurs formes géométriques de filtres connus est proposée.

4. 5.1.2.1. Filtre compact en forme de U

La cellule unitaire du filtre ses dimensions sont représentées sur la figure 4.90.a, Le filtre est gravé sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$ et d'épaisseur $h = 1\text{mm}$. La cellule unitaire du filtre compact proposé et ses dimensions sont représentées dans la figure 4.90.b.

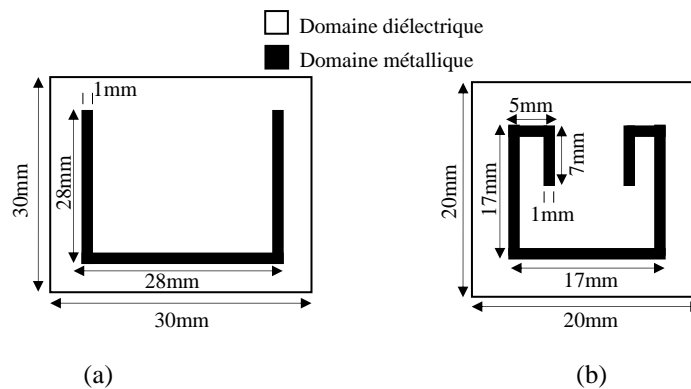


Figure 4. 90. Filtre en forme de U (a) Cellule unitaire et dimensions du filtre en forme de U (b) Cellule unitaire et dimensions du filtre compact

Le coefficient de transmission est représenté par la figure 4.91. La structure présente une fréquence de résonance à environ 2.6GHz avec une largeur de bande d'environ 1.488 GHz tandis que le filtre miniaturisé proposé présente une fréquence à environ 2.9GHz et une largeur de bande de 1.0871 GHz à -10 dB, lorsque la structure est excitée par une onde plane polarisée en x.

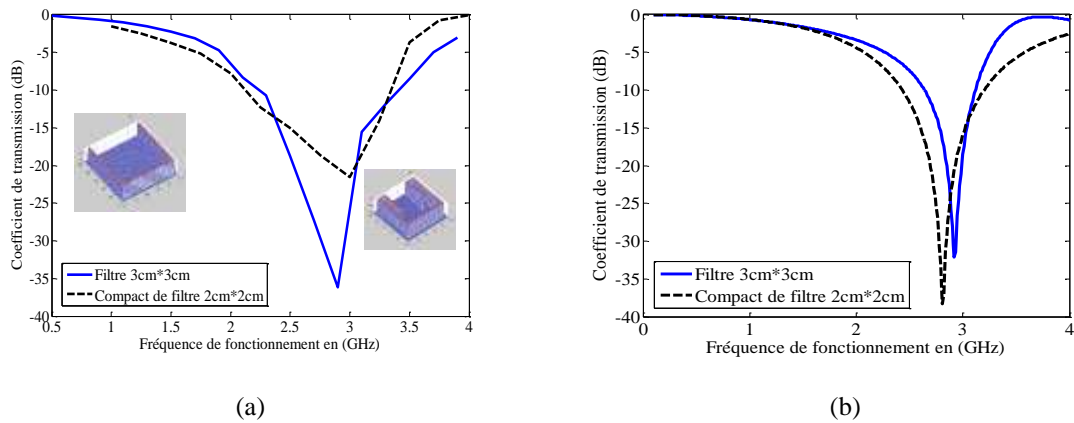


Figure 4. 91. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) La méthode WCIP (b) Le logiciel HFSS

Une deuxième structure compacte est présentée à la figure 4.92, avec des dimensions de la cellule unitaire égales à la moitié de la cellule unitaire du filtre en forme de U de la figure 4.92.a.

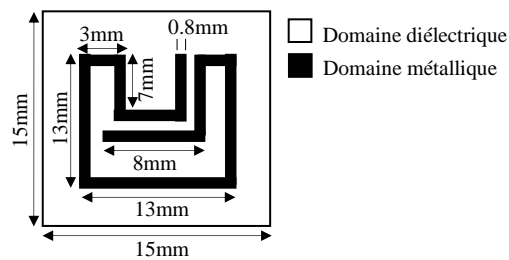


Figure 4. 92. Filtre compact

Le Coefficient de transmission du filtre de la figure 4.92 est présenté à la figure 4.93. La structure présente une fréquence de résonance à environ 2.6GHz.

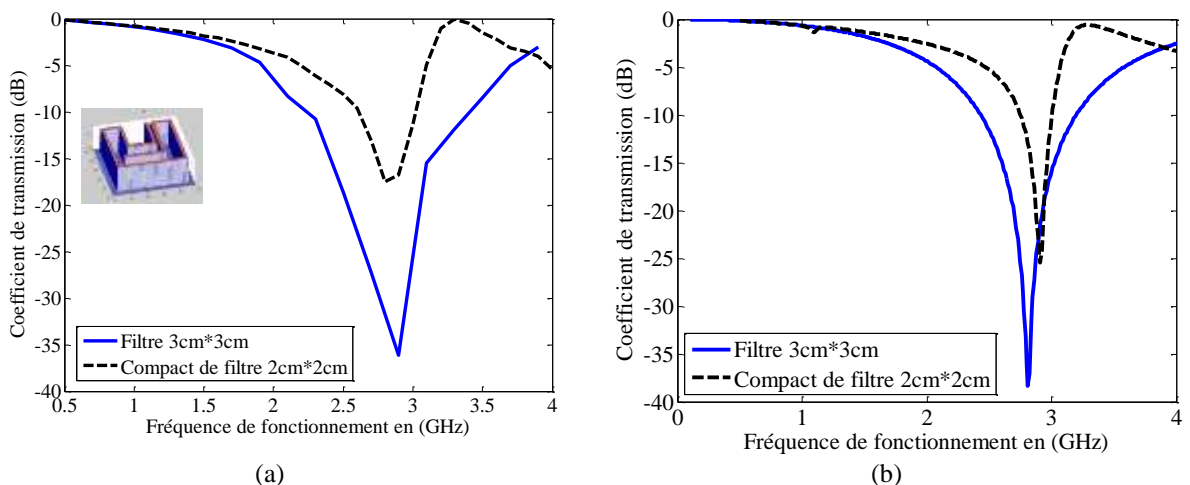


Figure 4. 93. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) La méthode WCIP (b) Le logiciel HFSS

Une diminution de la fréquence de résonances de 2.9GHz à une valeur de 2.25GHz peut être réalisée en insérant une encoche dans la structure de la figure 4.90.b. La FSS proposée (figure

4.94.a) permet une réduction de la fréquence de résonance avec une réduction dans les dimensions de la cellule unitaire.

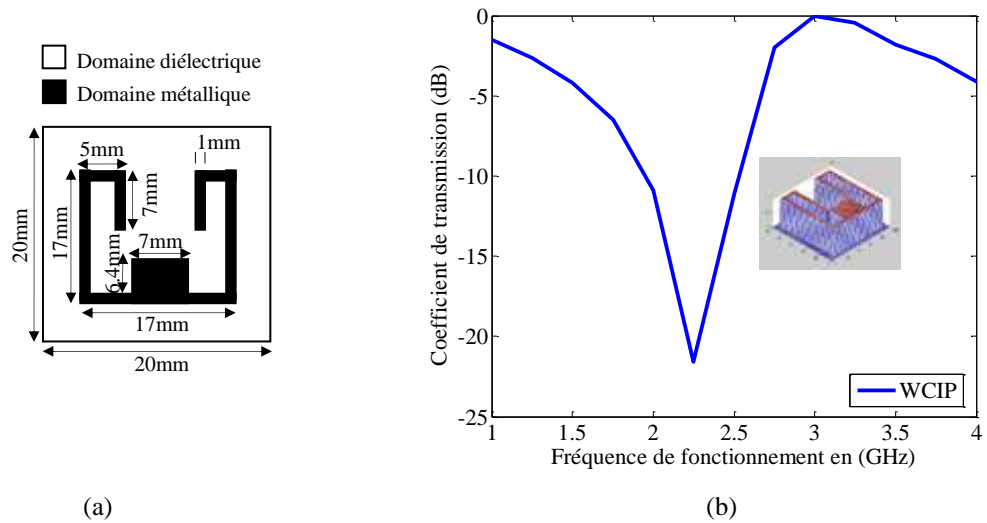


Figure 4. 94. (a) Filtre compact avec encoche (b) Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement

4. 5.1.2.2. Filtre compact à base d'un ruban métallique

La cellule unitaire de la structure proposée est présentée dans la figure 4.95.a. Le filtre est un ruban métallique, gravé sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1mm$, avec une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$. La structure compacte proposée est représentée dans la figure 4.95.b.

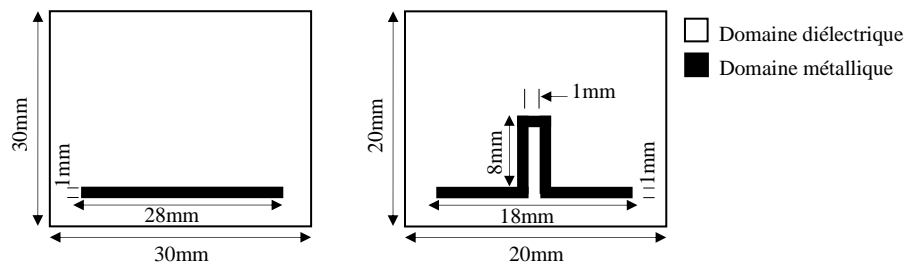


Figure 4. 95. (a) Cellule unitaire et dimensions d'un filtre à base d'un ruban (b) Cellule unitaire et dimensions d'un filtre compact

Les figures 4.96 montrent la puissance transmise par cette FSS dans la direction de polarisation x , obtenue par la méthode WCIP, et le HFSS software, il est clair que les résultats sont en bon accord. Les résultats obtenus présentent une fréquence de résonance à 3.6 GHz, pour les deux structures avec une diminution dans les dimensions de la cellule unitaire de la structure de la figure 4.95.b

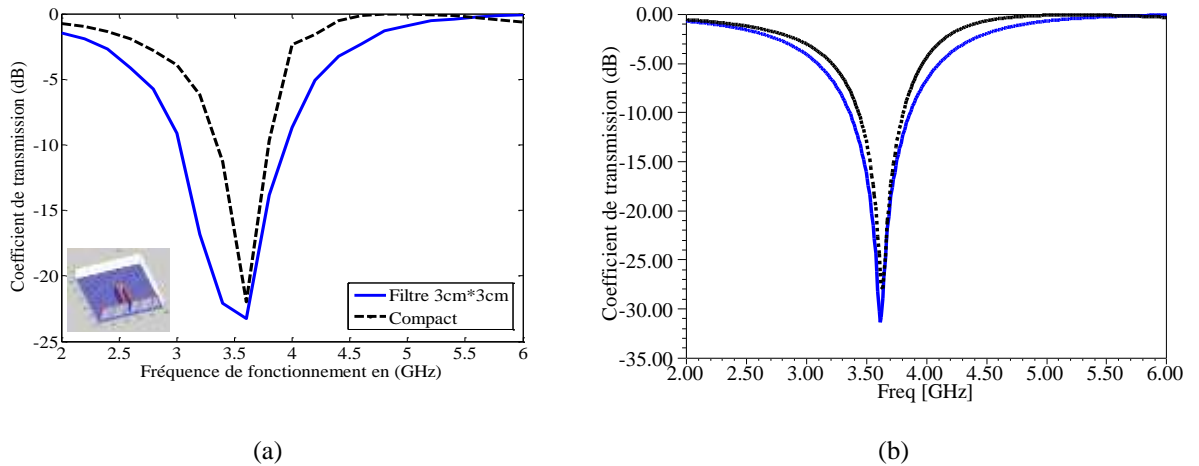


Figure 4. 96. Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement (a) WCIP (b) HFSS

4. 5.1.2.3. Filtre compact PCL en forme de L

La cellule unitaire de la structure est présentée dans la figure 4.97.a. Le filtre est à base de deux L métalliques en parallèles, gravés sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 1\text{mm}$, avec une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 4.4$. La structure est excitée avec une onde plane en incidence normale. La structure miniaturisée proposée et ses dimensions sont représentées dans la figure 4.97.b.

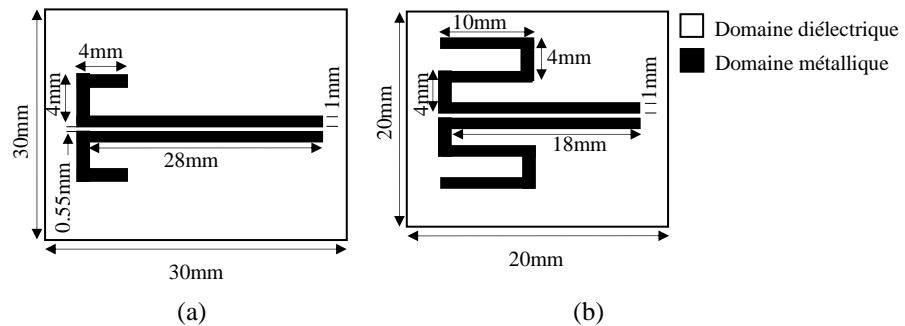


Figure 4. 97. (a) Filtre PCL en forme de L (b) Compact de filtre PCL forme L plus encoche

Les figures 4.98 montrent la puissance transmise par cette FSS dans la direction de polarisation x . Les résultats obtenus pour les deux structures présentent une fréquences de résonance à environ 2.9GHz.

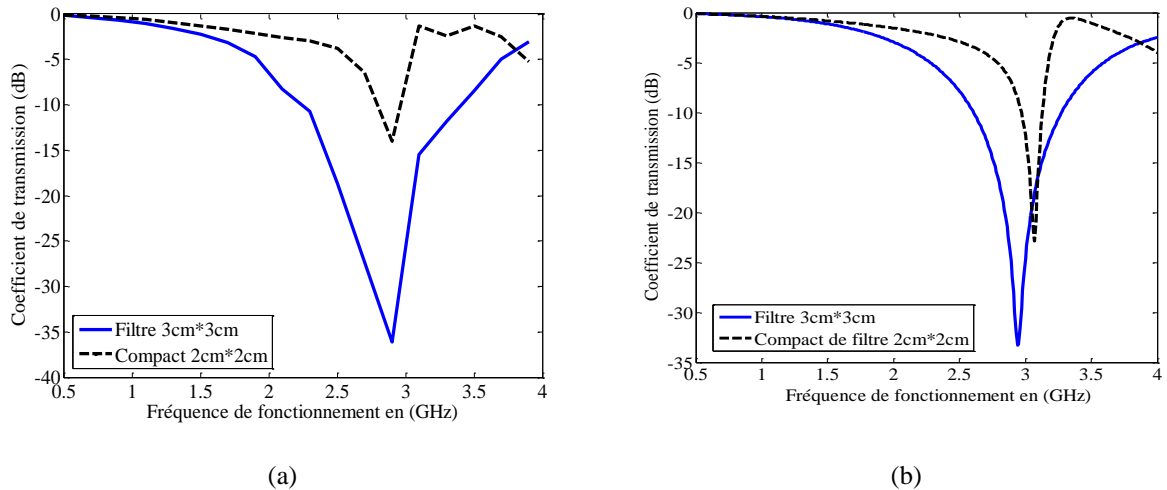


Figure 4. 98.Variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) La methode WCIP (b) Le logiciel HFSS

4. 5.1.3. Structure FSS miniaturisée chargée par des éléments localisés

Des surfaces sélectives en fréquence FSSs sont chargées par des composants localisés (inductances et condensateurs). Les éléments localisés permettent d'obtenir des fréquences de résonance inférieures.

La première FSS proposée est un patch métallique, La figure 4.99 montre les dimension de sa cellule unitaire qui sont: $a=18$ mm, $H=16$ mm, g et $d=15$ mm. La FSS est imprimée sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r= 4,5$ et d'épaisseur $h = 1.6$ mm. Les valeurs de l'inductance de et d du condensateur sont 5 nH et 2pF respectivement [13].

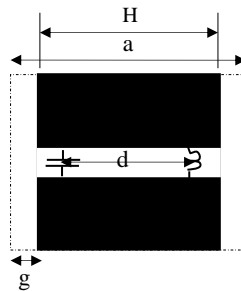


Figure 4. 99. Cellule unitaire d'une FSS patchchargée par des composants localisés

Les figures 4.100 montrent le coefficient de réflexion par cette FSS dans la direction de polarisation y . Une fréquence de résonance à environ de 15.77GHz pour patch sans élément localisés, par contre le patch avec élément localisés donne une fréquence de résonance à 0.94GHz.

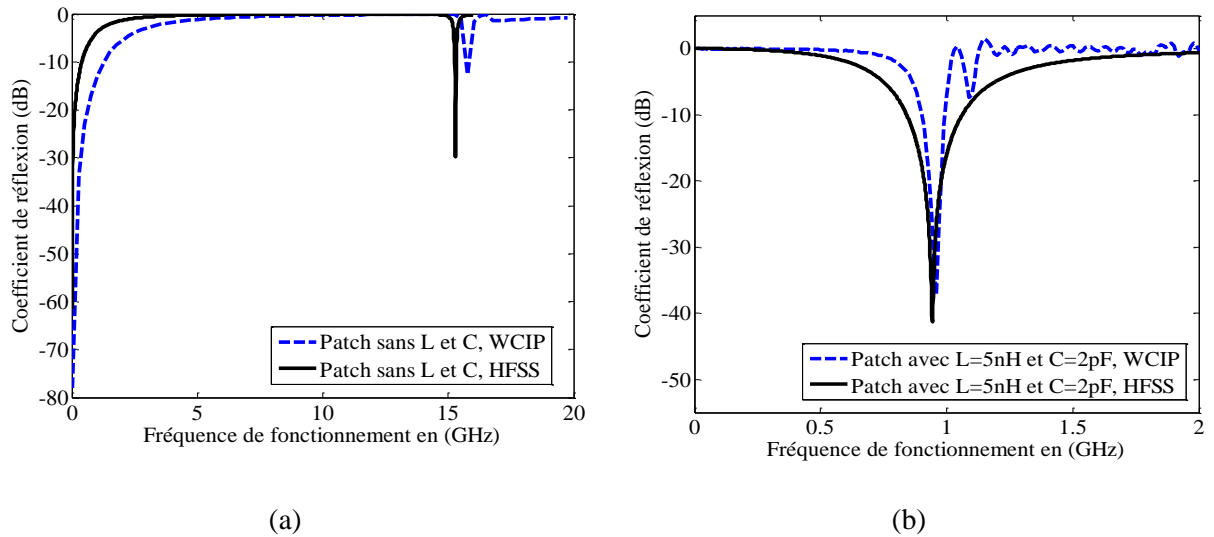


Figure 4. 100. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) Patch avec élément localisé (b) Patch sans élément localisé

La figure 4.101 montre une cellule unitaire d'une FSS à base d'un anneau. Les dimensions de la FSS sont : $gap=1$ mm, $a=8$ mm, $W=0.9$ mm et $g=0.5$ mm. La structure est imprimée sur un substrat en fibre de verre (FR-4) de constante diélectrique $\epsilon_r=4,5$ et d'épaisseur $h=1.6$ mm. Les valeurs des éléments localisés sont de 5nH et 2pF [13].

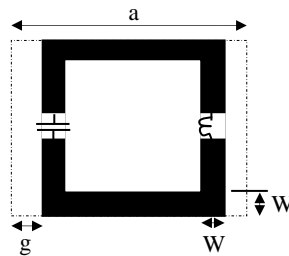


Figure 4. 101. Cellule unitaire d'une FSS à base d'un anneau

Dans le cas l'anneau sans élément localisés, le coefficient de transmission présenté dans la figure 4.102.a à une fréquence de résonance à environ de 14.7GHz, par conséquent pour l'anneau avec élément localisés, le coefficient de réflexion présenté par la figure 4.102. b a une fréquence de résonance à environ 2.55GHz.

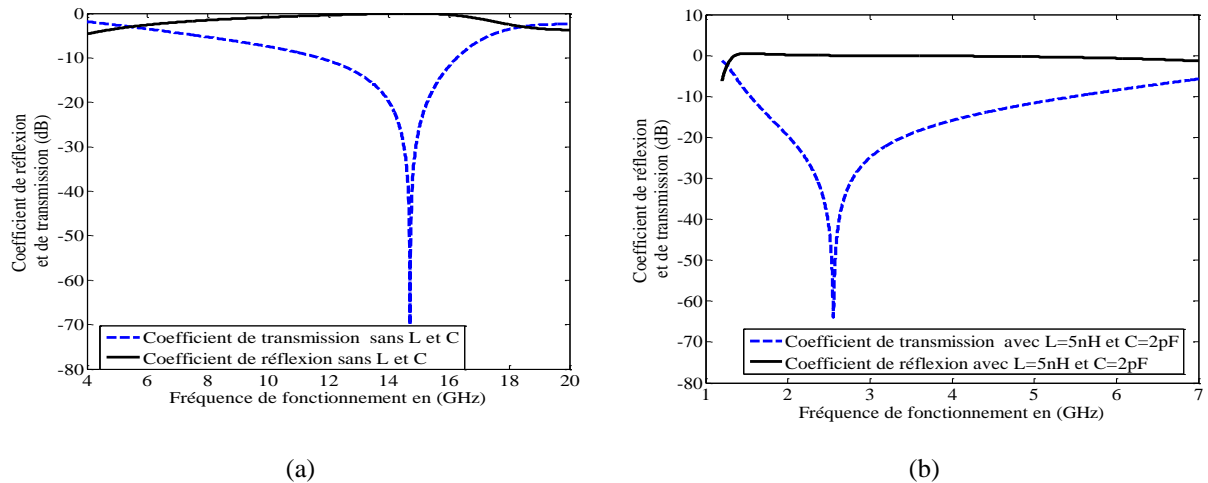


Figure 4. 102. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement : (a) anneau avec élément localisé (b) anneau sans élément localisé

L'ajout des éléments localisés permet la diminution de la fréquence de résonance de la structure planaire par conséquent le circuit résultant devient compact comparativement à la structure planaire sans éléments localisés générant la résonance comme il est représenté dans les figures 4.100 et 4.102.

4. 6. Amélioration du gain des antennes microruban

Pour améliorer le gain d'une antenne micro ruban, une structure FSS à base d'anneau métallique et possédant une fréquence de résonance égale ou proche à la fréquence de résonance de l'antenne est mise au-dessous de cette antenne à une distance appropriée.

4. 6.1. Antenne microruban à bande étroite

La figure 4.103.a présente une antenne micro ruban à patch circulaire à deux encoches, décrite par les dimensions suivantes : $a=b=40\text{mm}$, le rayon du patch $R=5\text{mm}$, la longueur de la ligne est $L_2=15\text{mm}$, la longueur de la source $L_s=2\text{mm}$ avec une largeur $W_s=2\text{mm}$, le diélectrique a une épaisseur $h=1\text{mm}$, et une permittivité relative de $\epsilon_r=4.4$. La cellule unitaire du filtre FSS coupe bande choisie est à base d'un anneau métallique comme représenté sur la figure 4.103.b. Les dimensions de la cellule unitaire sont : $a=b=20\text{mm}$, Les deux rayons intérieurs et extérieurs du filtre sont : $r_1 = 7\text{mm}$, $r_2 = 8\text{mm}$ respectivement, le filtre est imprimé sur un substrat d'une constante diélectrique $\epsilon_r = 10.2$ et d'épaisseur $h = 1\text{mm}$.

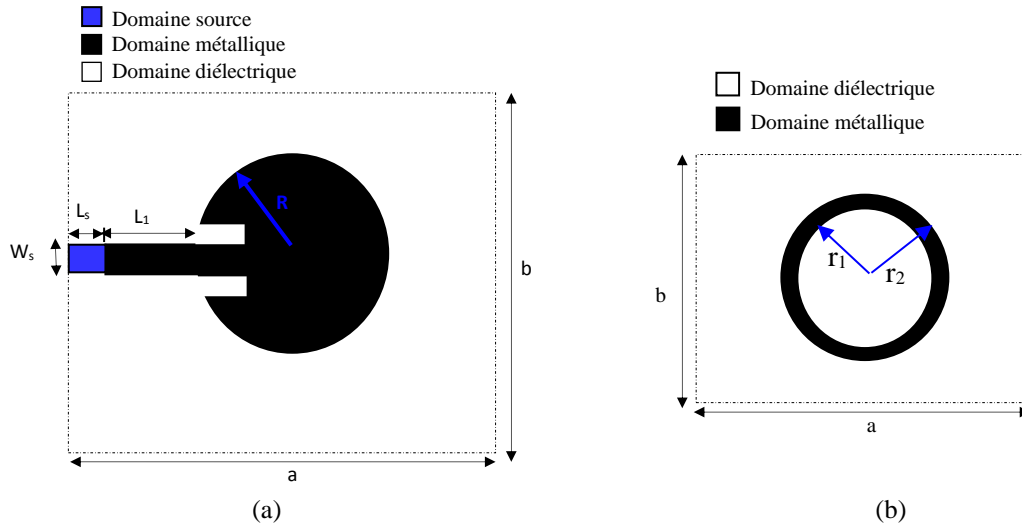


Figure 4. 103 (a) Les dimensions de l’antenne patch (b) les dimensions de la FSS coupe bande

La figure 4.104.a présente le coefficient de réflexion de l’antenne qui indique une résonance à environ 4.04GHz avec une largeur de bande de 0.12GHz à -10 dB. Le coefficient de transmission du filtre FSS coupe bande de la figure 4.103.b est présenté à la figure 4.104.b. La structure présente une fréquence de résonance à environ 4.29GHz avec une largeur de bande de 1.2GHz à -10 dB.

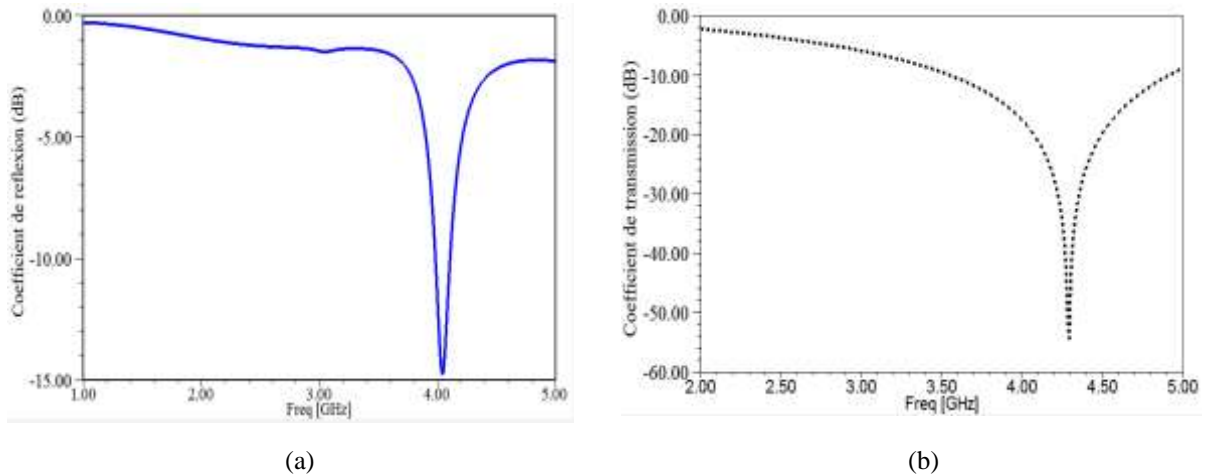


Figure 4. 104 (a).Variation du coefficient de réflexion de l’antenne (b) Variation du coefficient de transmission de la FSS

La figure 4.105 représenté le gain de l’antenne seule à environ -0.3016dB pour l’angle ϕ égal à 0° et -0.3016dB pour l’angle ϕ égal à 90° à la fréquence de résonance de 4.04GHz.

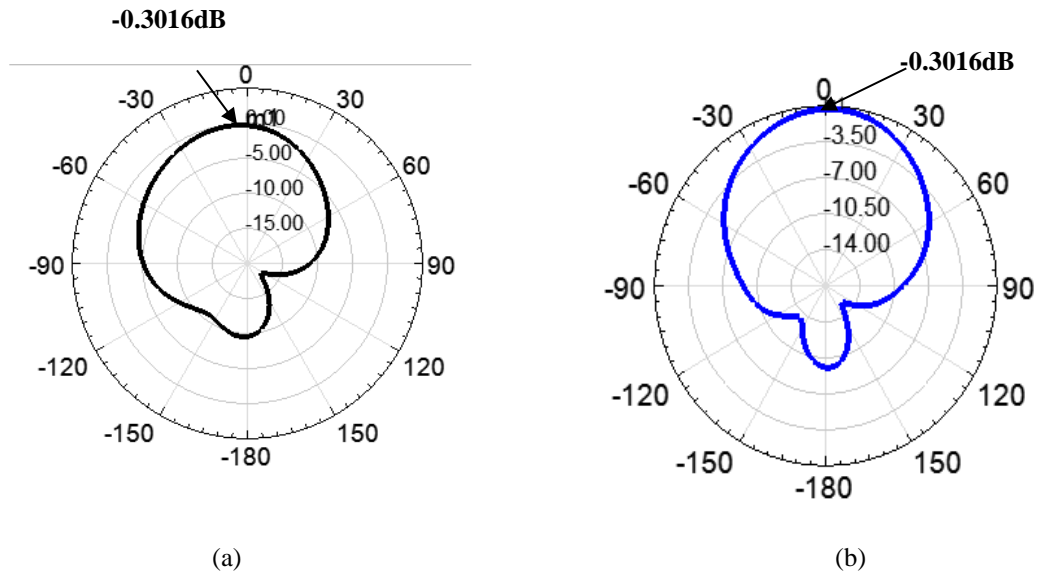


Figure 4. 105. Gain de l'antenne seule : (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$

Le diagramme de rayonnement calculé à la fréquence de résonance de 4.04GHz donne une valeur 17.3318dB, pour les deux valeurs de l'angle ϕ 0° et 90° .

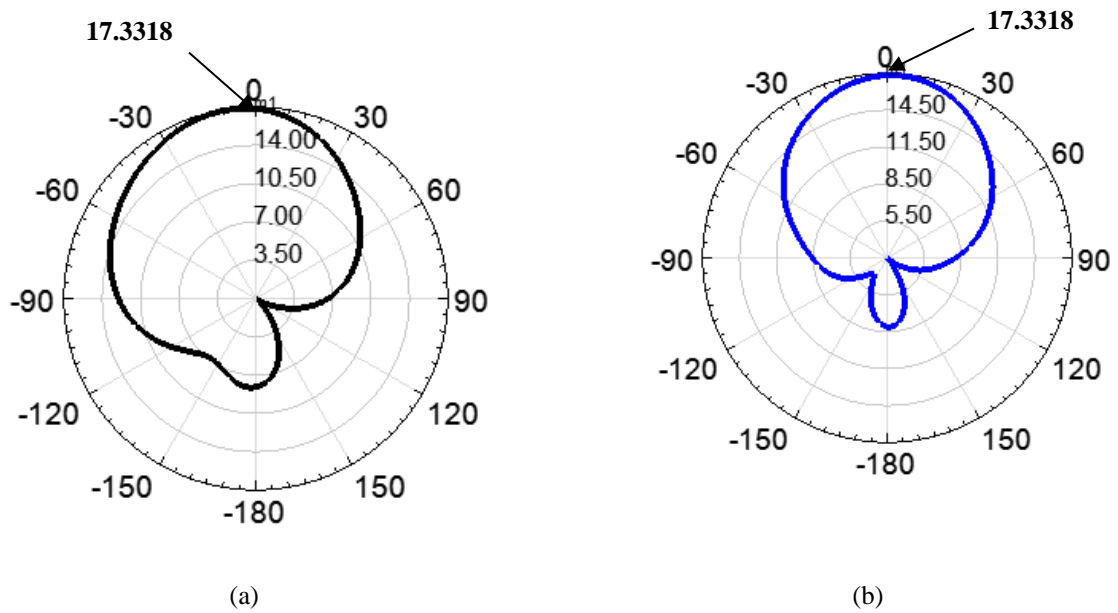


Figure 4. 106. Le diagramme de rayonnement de l'antenne pour $f=4.04\text{GHz}$ (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$

Le diagramme de rayonnement du filtre FSS calculé à la fréquence de résonance de 4.29GHz est représenté dans la figure 4.107, le diagramme indique une valeur de 17.9455dB, pour les deux valeurs de l'angle ϕ 0° et 90° .

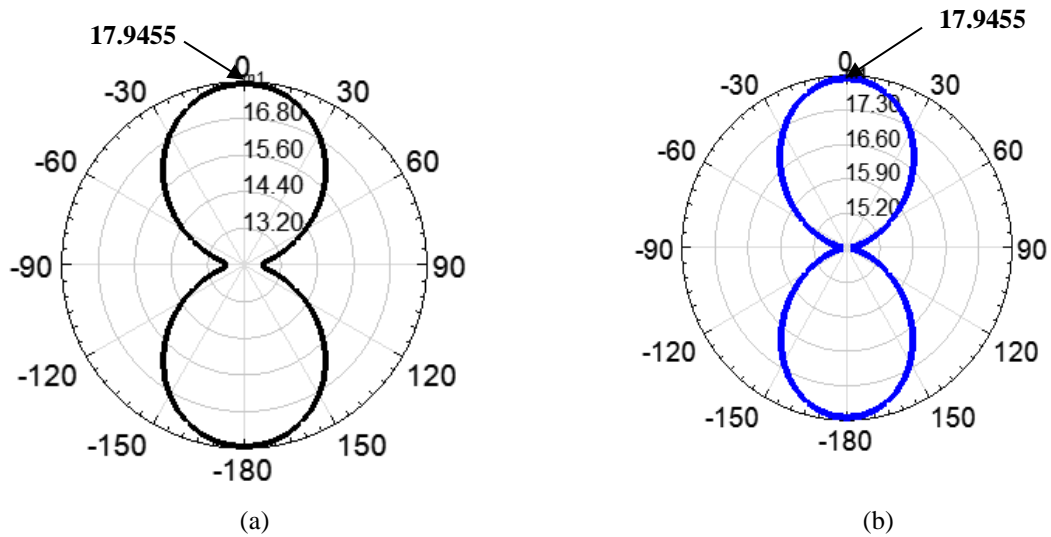


Figure 4. 107. Le diagramme de rayonnement du FSS (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$

Pour améliorer le gain de l'antenne donnée par la figure 4.103, le filtre FSS coupe bande de la figure 4.108 de 4×4 cellules, est mise au-dessous de l'antenne à une distance $d=2\text{mm}$, tout en s'assurant que l'antenne se situe exactement au centre de la structure FSS

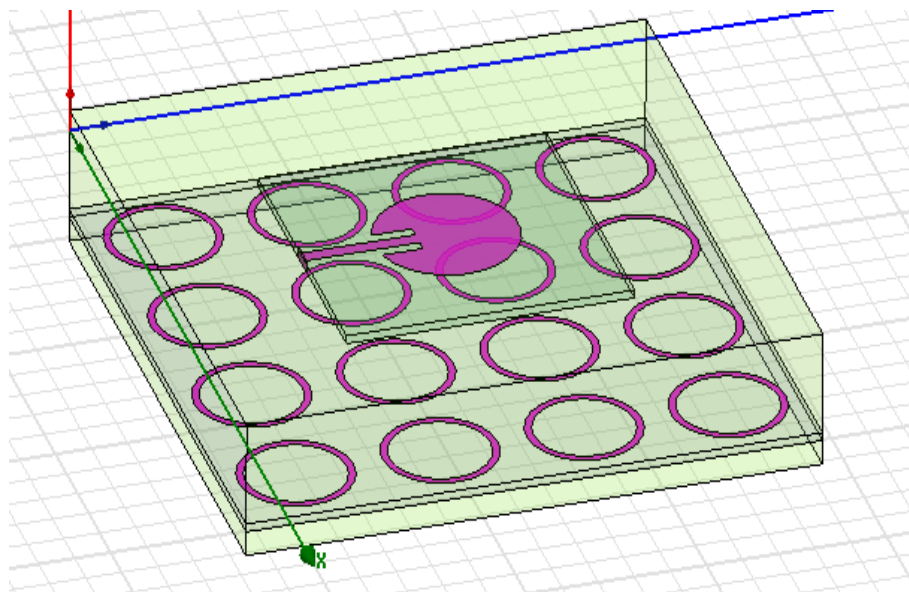


Figure 4. 108. Antenne avec FSS à motifs métalliques au-dessous

La figure 4.109 représente le coefficient de réflexion de l'antenne avec une FSS coupe bande au-dessous, le coefficient de réflexion montre une fréquence de la structure antenne-FSS à une valeur d'environ 4.34GHz.

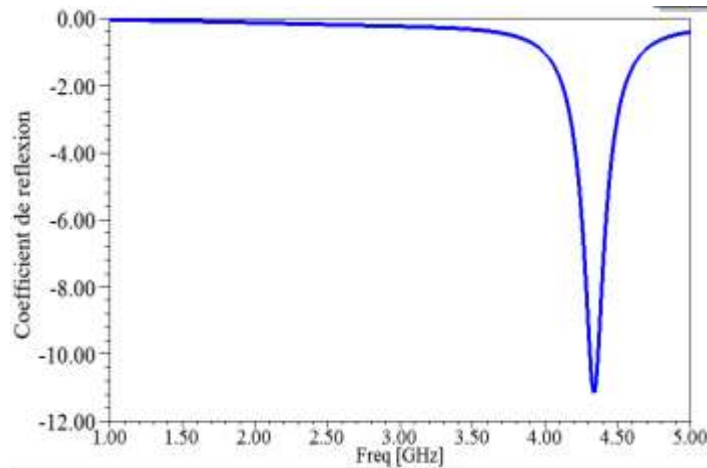


Figure 4. 109. Variation du coefficient de réflexion de l'antenne avec FSS au-dessous

La figure 4.110 représente le gain de l'antenne avec FSS au-dessous à environ 3.6195dB pour l'angle ϕ égal à 0° et 3.6195dB pour l'angle ϕ égal à 90° à la fréquence de résonance de 4.34GHz . Le gain résultant de la structure Antenne-FSS au-dessous a augmenté de manière significative par rapport au gain de l'antenne seule, puisqu'une amélioration d'environ 60% a été obtenue.

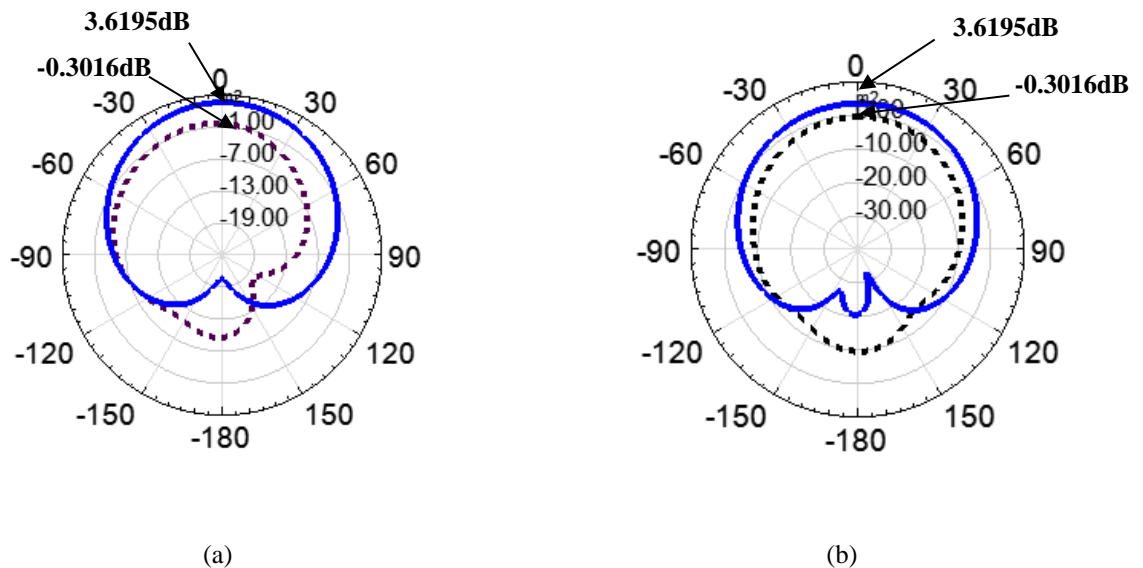


Figure 4. 110. Gain de la structure antenne-FSS au- dessous (a) $\phi=0^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$

Le diagramme de rayonnement de la structure antenne-FSS au-dessous calculé à la fréquence de résonance 4.34GHz donne une valeur de 21.0505dB , comme illustré par la figure 4.111, pour $\phi=0^\circ$ et 90° .

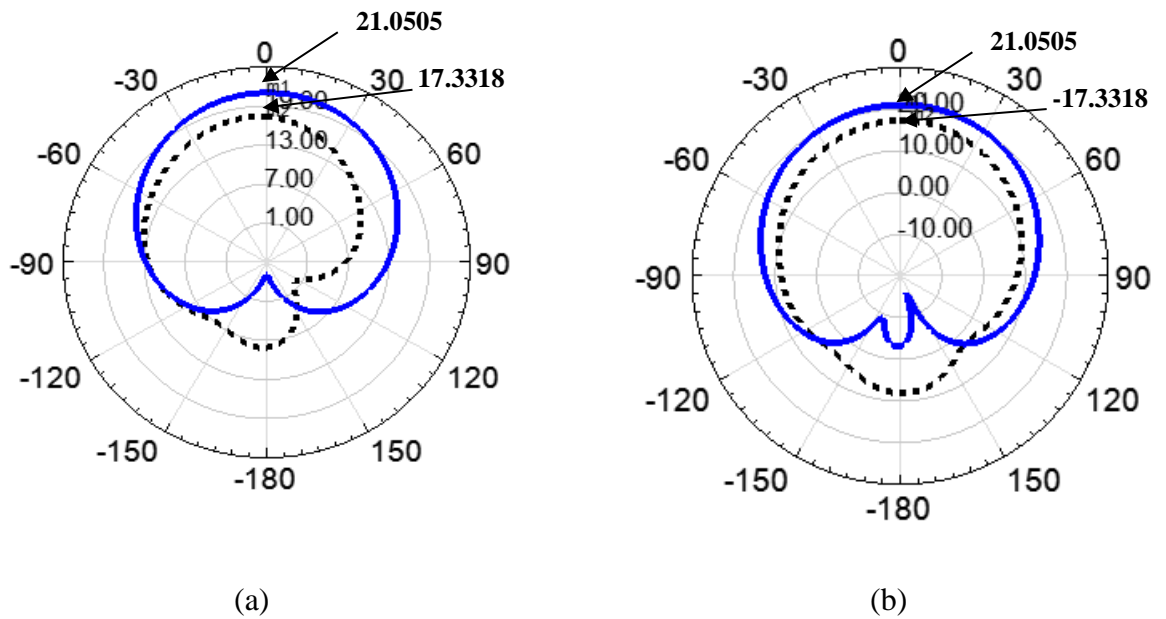


Figure 4. 111. Le diagramme de rayonnement de la structure antenne -FSS au-dessous :(a) $\Phi = 0^\circ$ (b) $\Phi = 90^\circ$

4. 6.2. Antenne microruban Ultra Large Bande

La figure 4.112 représente les dimensions d'une antenne microruban ULB. L'antenne est imprimée sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r = 4,5$ et d'épaisseur $h = 1.6\text{mm}$ [14].

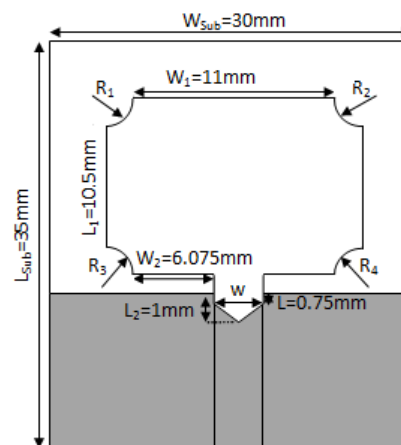


Figure 4. 112. Antenne ULB et ses dimensions avec $R_1=R_2=R_3=R_4=2\text{mm}$ et $w=3\text{mm}$ [14]

La figure 4.113 représente la variation du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence de fonctionnement dans l'intervalle de 2 à 13.5GHz.

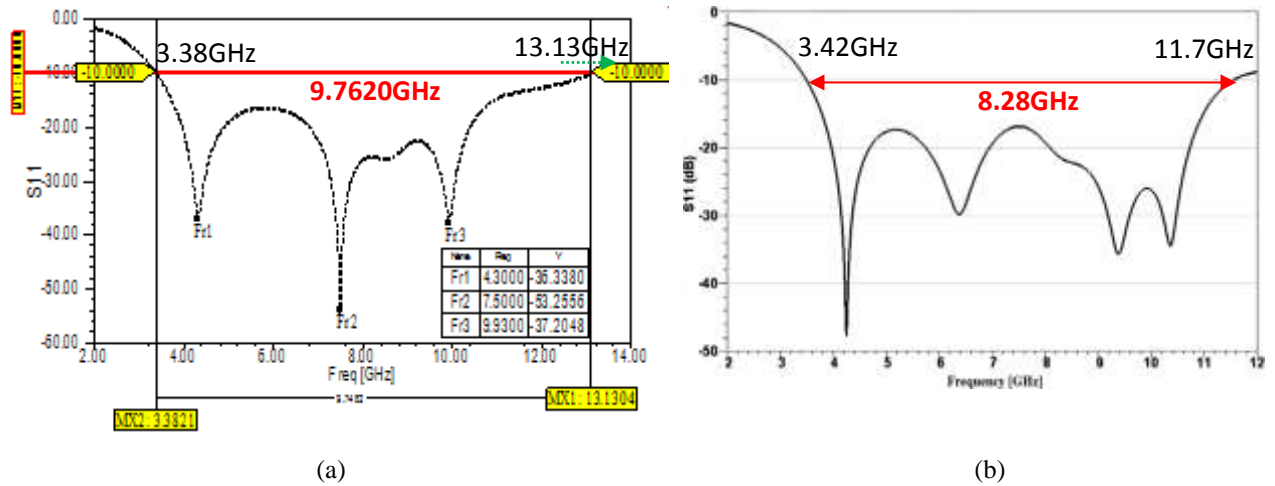


Figure 4. 113. Coefficient de reflexion d'antenne à l'intervall 2 à 12GHz (a) Resultats HFSS (b) Resultats référence [14]

La figure 4.114 représente le gain de l'antenne qui est environ 3.3041dB

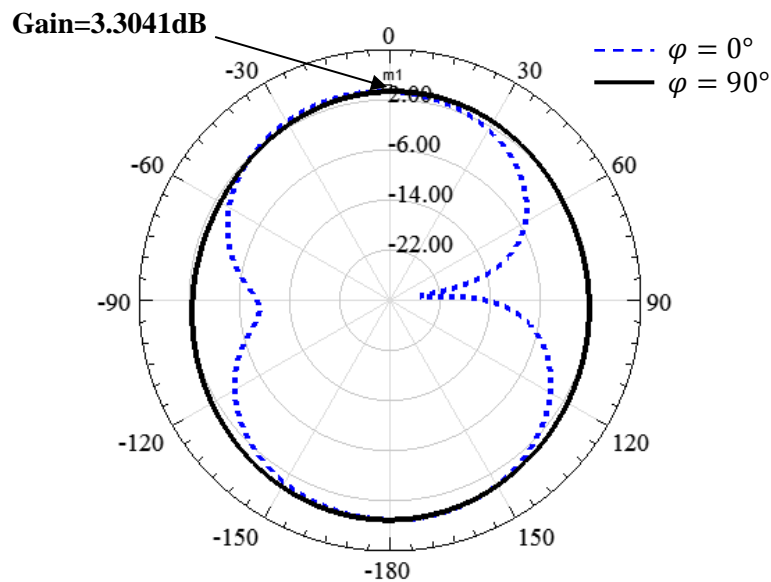


Figure 4. 114. Gain d'antenne à l'intervall 2 à 12GHz à la fréquence 4.32GHz

La figure 4.115 représente le gain en fonction de la fréquence. La valeur maximal du gain d'environ 10.80dB est enregistrée à la fréquence de 2GHz tandis que la valeur minimal de -13.94dB est obtenue pour la fréquence 12GHz.

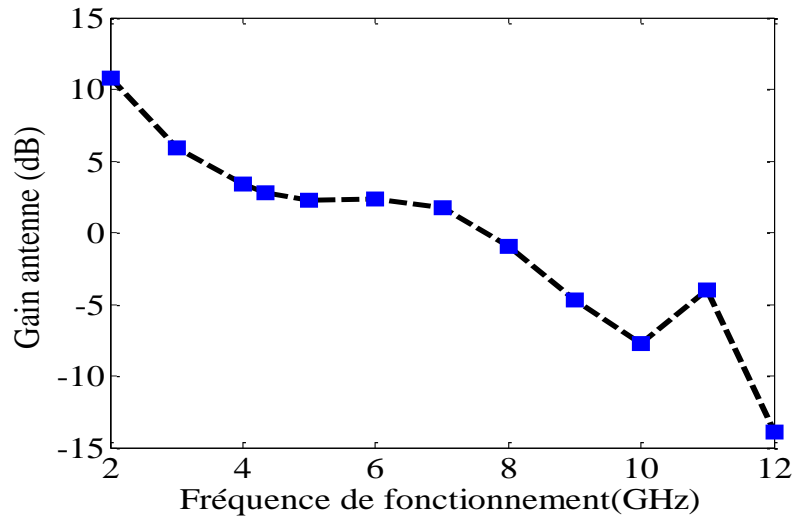


Figure 4. 115. Gain de l'antenne en fonction de la fréquence

4. 6.2.1. Antenne avec structure de rejection au-dessous

Deux structures de rejections peuvent être placées au-dessous de l'antenne ULB pour améliorer son gain : un plan métallique et une FSS type ULB.

4. 6.2.1.1. Plan métallique comme structure de rejection

Un plan métallique de 120mmx120mm est placé au-dessous de l'antenne microruban. La distance d entre l'antenne et le plan métallique est déterminée suite à une étude de l'effet de la dimension d basée sur la non variation du comportement de l'antenne-plan métallique par rapport à l'antenne seule. La figure 4.116 représente la structure de l'antenne avec plan métallique au-dessous.

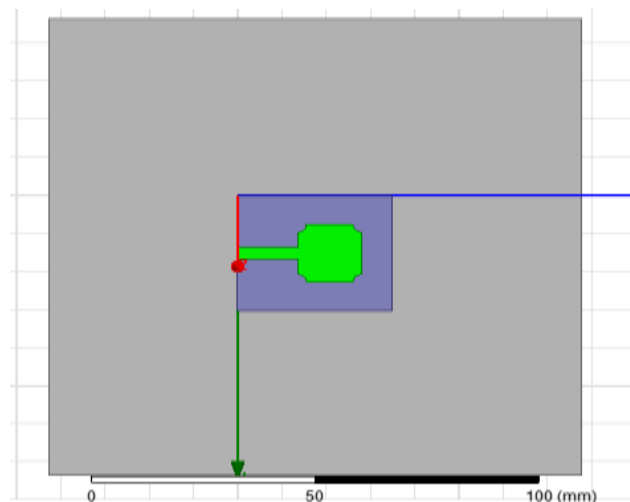


Figure 4. 116. Antenne avec un plan métallique au-dessous

a. Optimisation de la distance entre le plan métallique et l'antenne

La figure 4.117 représente le coefficient de réflexion de la structure antenne avec plan métallique au-dessous en fonction de la distance d variant de 1 à 20mm.

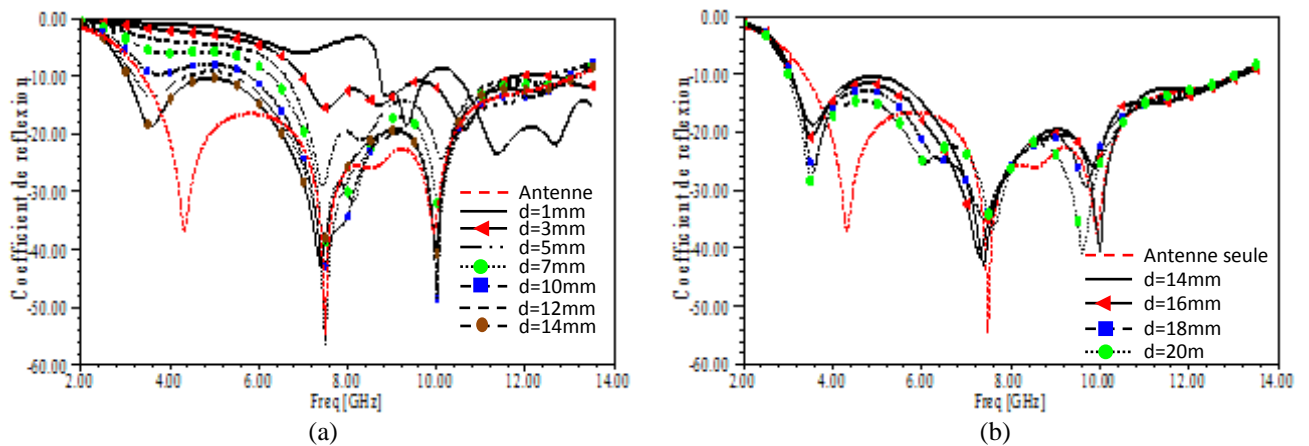


Figure 4. 117. Coefficient de réflexion de la structure antenne avec le plan métallique au-dessous (a) $d=1,3,5,7,10$ mm (b) $d=12,14,16,18, 20$ mm

La dimension $d=14$ mm a donné une réponse fréquentielle plus proche à celle de l'antenne seule. Par conséquent elle est retenue. La figure 4.118 montre la réponse fréquentielle de l'antenne seule et celle de l'antenne avec un plan métallique éloigné de 14mm donnant la concordance la plus possible.

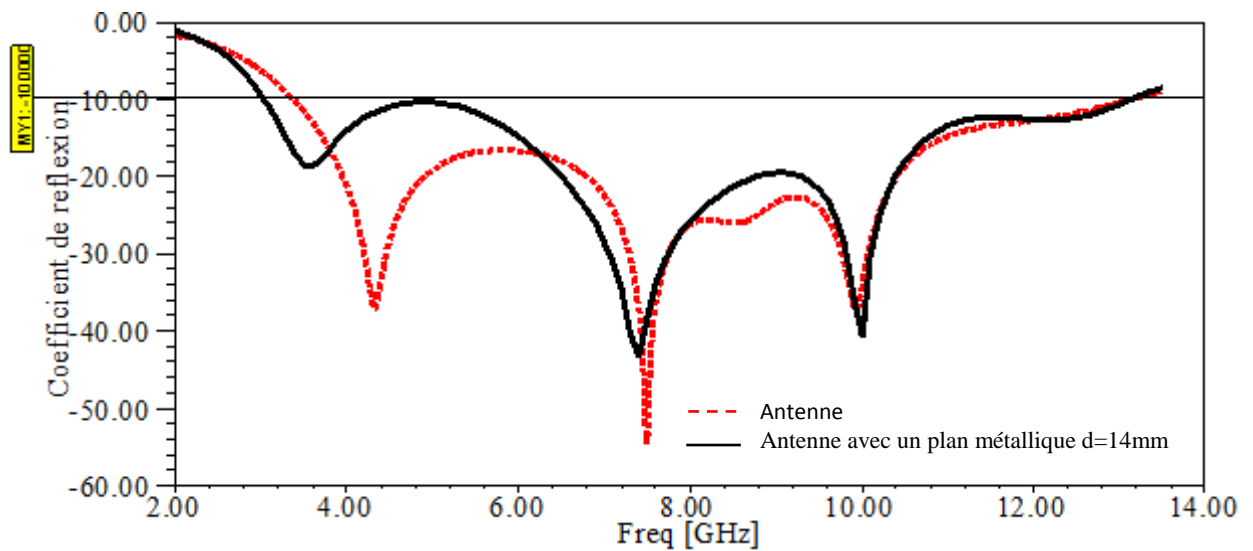


Figure 4. 118. Réponse fréquentielle de l'antenne seule et celle de l'antenne avec un plan métallique pour $d=14$ mm

La figure 4.119 représente le gain de la structure antenne avec FSS au-dessous pour $d=14$ mm, le gain d'antenne a augmenté à une valeur d'environ 11.7466dB.

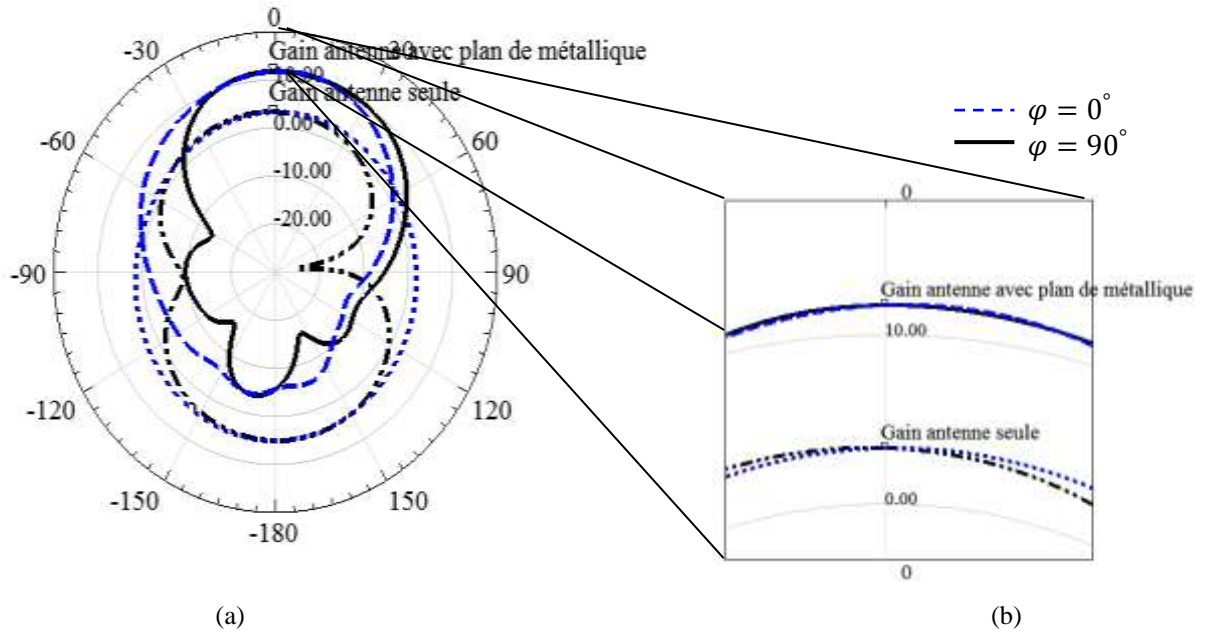


Figure 4. 119. Gain de la structure antenne avec plan métallique au-dessous à 4.32GHz.

(a) Gain (b) Zoom de gain

La figure 4.120 représente le gain en fonction de la fréquence, le maximal de gain 19.98dB correspond à la fréquence 2GHz, le minimal de gain d' environ -17.57dB correspond à la fréquence 12GHz. L'observation de la figure 4.120 montre que l'utilisation du plan métallique pour augmenter la gain de cette antenne est envisageable pour la bande de fréquence allant de 2 GHz à 7.5GHz.

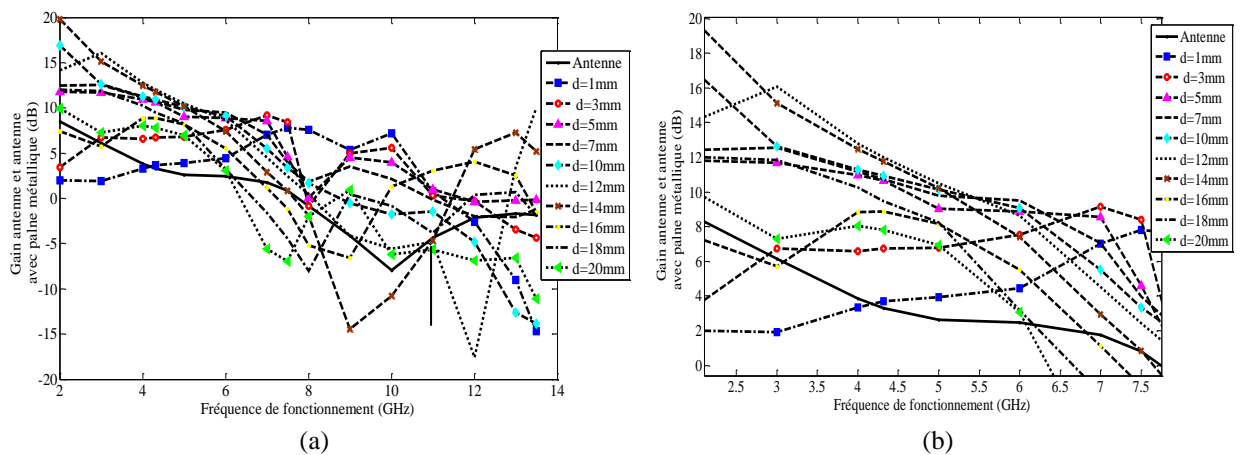


Figure 4. 120. Gain de l'antenne seule et de l'antenne avec plan métallique au-dessous en fonction de la fréquence

b. Optimisation des dimensions du plan métallique

Pour optimiser les dimensions A et B du plan métallique afin de minimiser les pertes métallique, les dimensions A et B sont diminués de 120mm à 20 mm avec un pas de 20mm. L'effet de la diminution des dimensions A et B sur la structure antenne-plan métallique est négligeable sur le

coefficient de réflexion dans la bande de fréquence allant de 2GHz à 13.5GHz et pour une diminution des dimensions A et B de 120mm à 50mm comme le montre la figure 4.121.

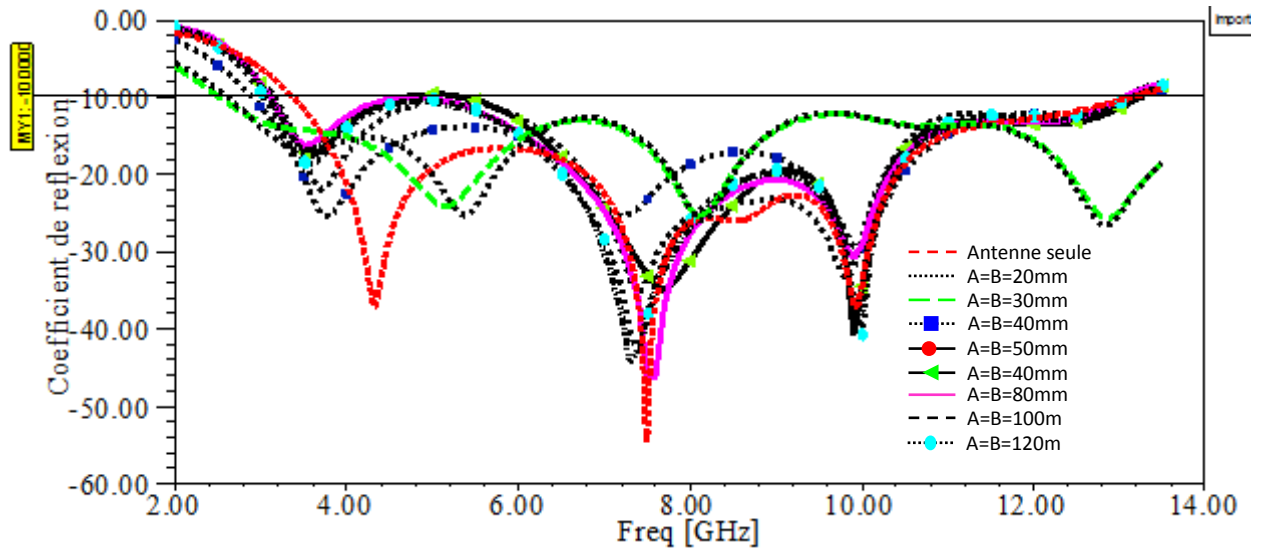


Figure 4. 121. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec plan métallique au-dessous avec variation des dimensions de la cellule du plan métallique

La figure 4.122 montre la variation du gain en fonction de la fréquence pour des valeurs de A et B variant de 20mm à 120mm. Le maximal du gain est d'une valeur d'environ 16.08B à la fréquence de 2GHz, le minamal de gain est d'environ -22.19dB à la fréquence 10GHz. La figure 4.122 montre que l'utilisation du plan métallique pour augmenter le gain de cette antenne est envisageable pour la bande de fréquence allant de 2 GHz à 7.25GHz.

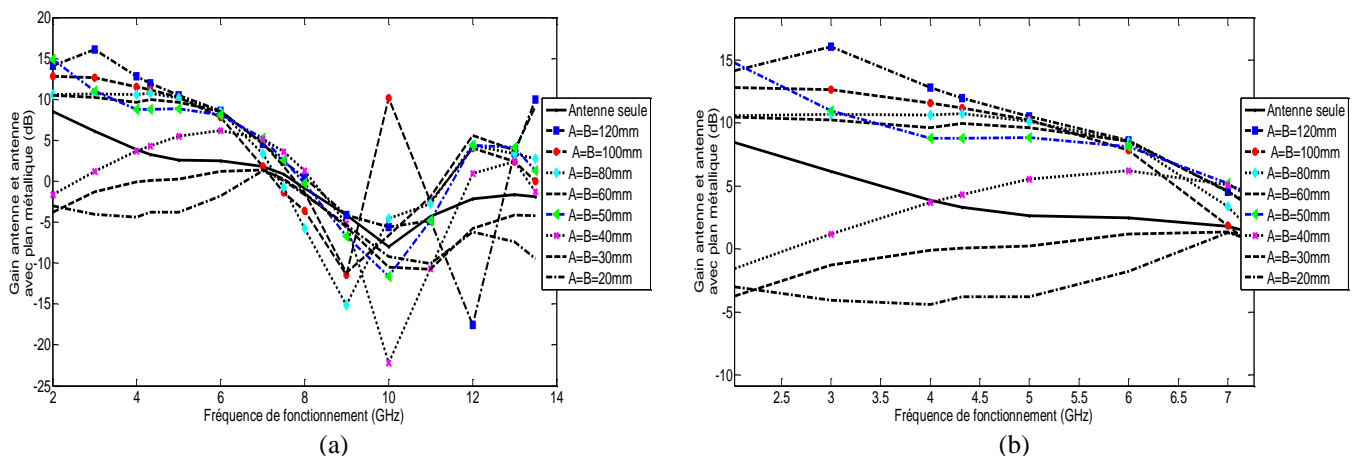


Figure 4. 122. Gain antenne seul et antenne avec unplan métallique au-dessous en fonction de la fréquence (a) sans zoom (b) avec zoom

4. 6.2.1.2. FSS de forme U comme structure de rejection

Le plan métallique consomme beaucoup d'énergie par rapport à une FSS, cela est dû à l'effet Joule qui chauffera le métal, ce dernier peut l'endommager par conséquent un changement de la

structure peut avoir lieu en changement ses caractéristiques. Pour diminuer les pertes dans la structure le domaine métallique doit être minimisé. Par conséquent une structure FSS de forme U montrée dans la figure 4.55 et ayant une bande coupante contenant la bande passante de l'antenne est introduite pour remplacer le plan métallique. La figure 4.56 représente la variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement du filtre coupe bande en forme de U.

La figure 4.123 représente la structure de l'antenne avec FSS de forme U.

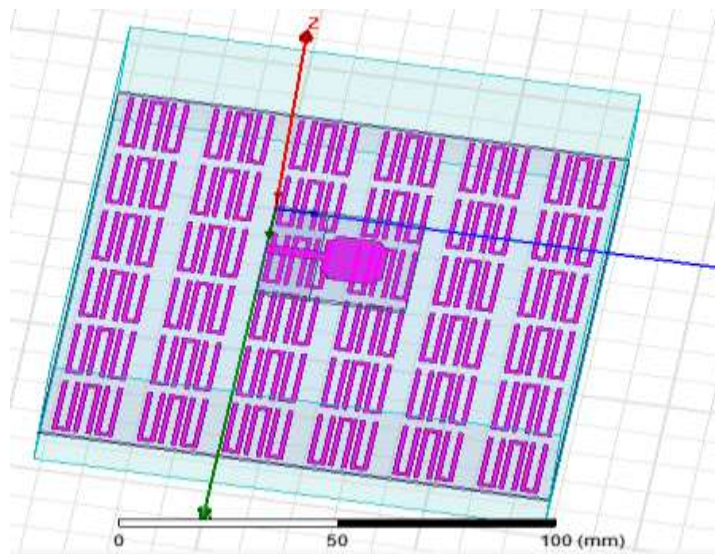


Figure 4. 123. Antenne avec un FSS de forme U au-dessous

a. Optimisation de la distance entre la structure FSS et l'antenne

La figure 4.124 représente le coefficient de réflexion de la structure antenne avec FSS de forme U au-dessous en fonction de la distance qui les sépare d variant de 1 à 20mm

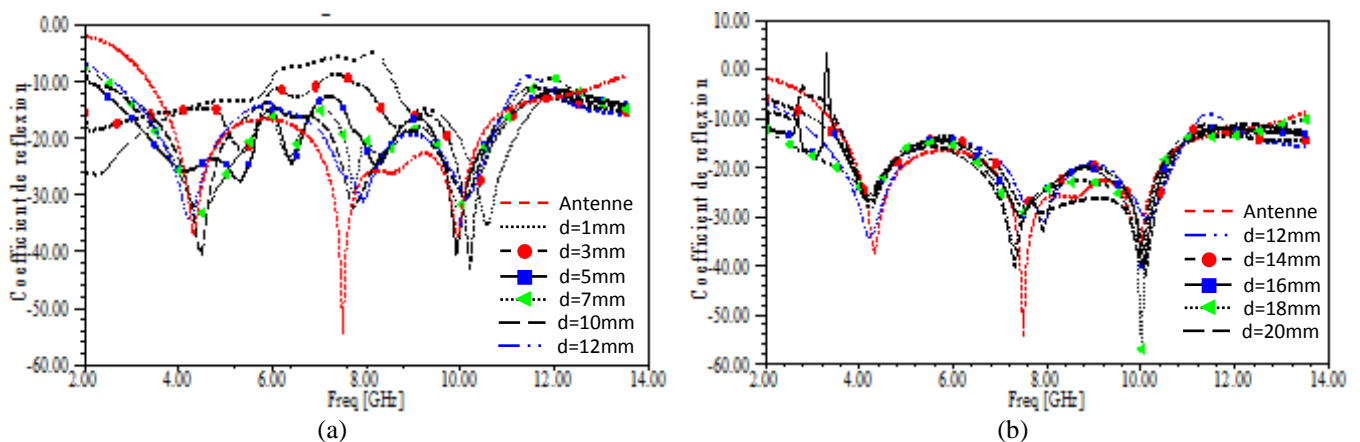


Figure 4. 124. Coefficient de réflexion de la structure antenne avec FSS de forme U au-dessous (a) $d=1,3,5,7,10,12$ mm (b) $d=12,14,16,18,20$ mm

La dimension $d=12\text{mm}$ a donné une réponse fréquentielle plus proche à celle de l'antenne seule. Par conséquent elle est retenue. La figure 4.125 montre la réponse fréquentielle de l'antenne seule et celle de l'antenne avec une FSS de forme U éloigné de 12mm montrant la concordance la plus possible.

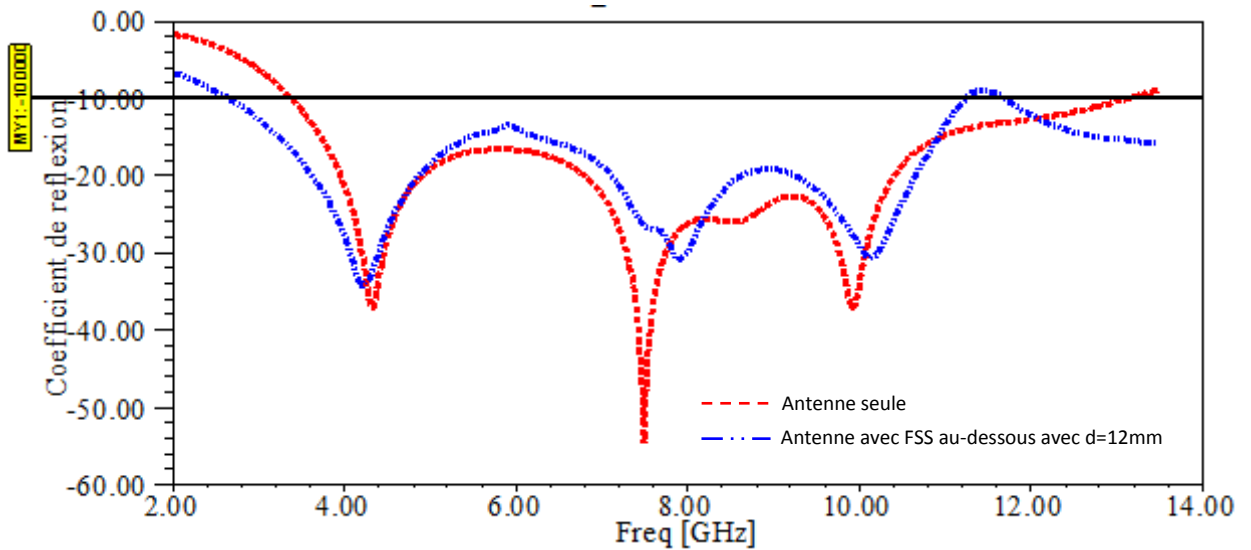


Figure 4. 125. Réponse fréquentielle de l'antenne seule et celle de l'antenne avec FSS de forme U pour $d=12\text{mm}$

La figure 4.126 représente le gain en fonction de la fréquence, le maximal de gain d' environ 15dB est à la fréquence de 2GHz, le minimal de gain est -22dB à une fréquence de 12GHz. L'observation de la figure 4.126 montre que l'utilisation du FSS de forme U pour augmenter la gain de cette antenne est envisageable pour la bande de fréquence allant de 4.8 GHz à 9.6GHz.

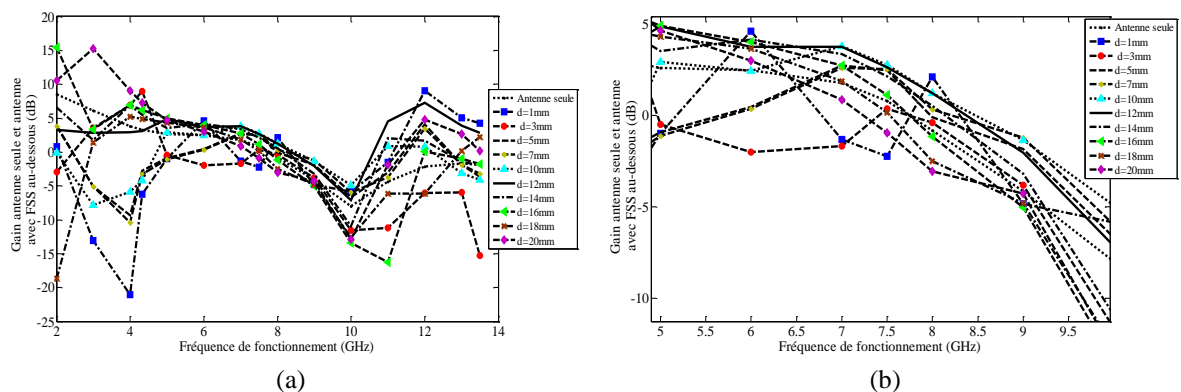


Figure 4. 126. Gain antenne seule et antenne avec FSS de forme U au-dessous en fonction de la fréquence (a) sans zoom (b) avec zoom

b. Optimisation du nombre de cellule de la FSS

L'effet de la diminution des dimensions A et B de la cellule de la FSS sur la structure antenne-FSS est négligeable sur le coefficient de réflexion dans la bande de fréquence allant de 2GHz à 13.5GHz, comme illustré par la figure 4.127

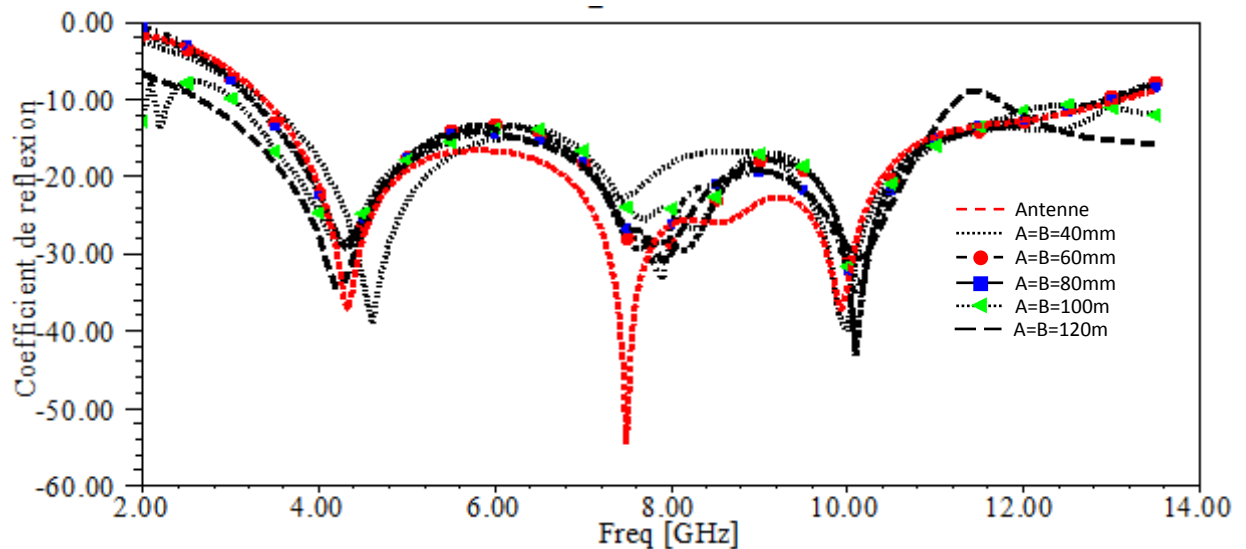


Figure 4. 127. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec FSS de forme U au-dessous avec variation des dimensions de la cellule de la FSS

La figure 4.128 montre la variation du gain en fonction de la fréquences pour des valeurs de A et B variant de 40mm à 120mm, L'observation de la figure 4.128 montre que l'utilisation de la FSS de forme U pour augmenter le gain de cette antenne est envisageable pour la bande de fréquence allant de 4.87GHz à 8.1820GHz avec $A=B=80mm$ et dans le cas $A=B=120$ pour la bande de fréquence allant de 4.52GHz à 13.5GHz.

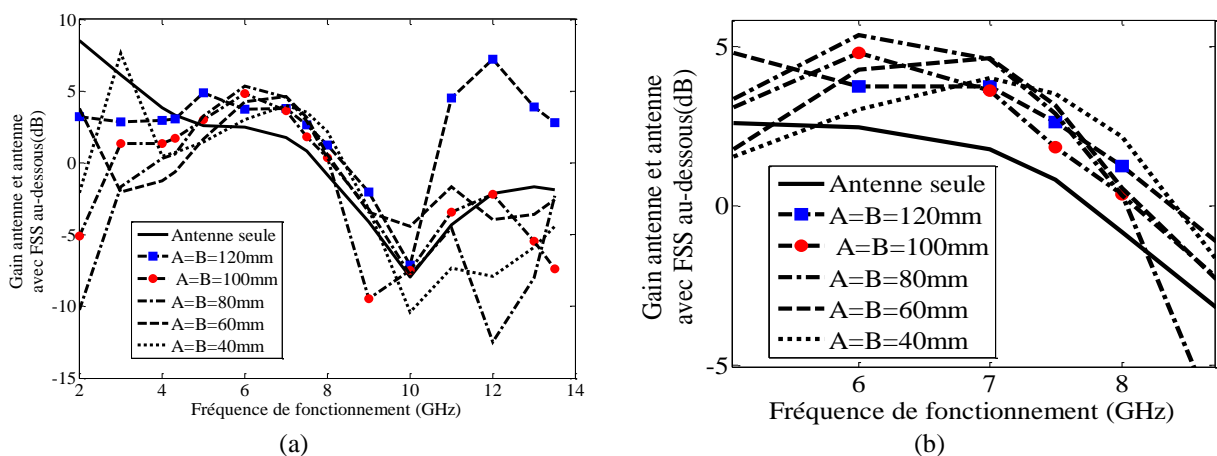


Figure 4. 128. Coefficient de reflexion de la structure antenne avec FSS au-dessous avec variation des dimensions de la cellule (a) sans zoom (b) avec zoom

Le gain a été amélioré en posant un plan réflecteur qui réfléchit l'énergie de l'antenne, deux solutions sont proposées :

- ✓ Plan métallique comme plan de réjection.
- ✓ FSS comme plan de réjection.

Pour minimiser les pertes qui peuvent être ajoutées par la présence d'un plan métallique supplémentaire la structure FSS a été choisie comme plan de réjection.

4. 7. Conclusion

Dans ce chapitre des filtres SIR/PCL et des filtres compactes PCL/SIR ont été proposés et caractérisés par la méthode WCIP et le logiciel HFSS. Le filtre SIR type patch-ruban présenté est caractérisé par deux résonances selon la direction x et une seule résonance selon la direction perpendiculaire. L'étude paramétrique effectuée sur cette structure a résulté à la détermination des dimensions responsables des deux résonances qui sont la longueur du patch et la longueur du patch-ruban. Pour avoir trois résonances selon x et une seule résonance selon y , une FSS de type SIR composée de deux motifs métalliques l'un perpendiculaire à l'autre a été proposée. Les deux motifs sont indépendants dans les deux domaines spatial et spectral.

Des filtres SIR et PCL à large bande sont proposés et étudiés. Pour des applications nécessitant une bande passante à l'intérieure d'une large bande coupante. Deux types de filtres PCL et un filtre PL sont proposés, étudiés et validés : des filtres PCL à rubans métalliques parallèles, filtres PCL à cellule unitaire comportant trois motifs de forme U dont le motif central est de forme U inversé, et enfin un filtres PL à base de rubans métalliques non couplés.

Dans des situations où le volume ne pose pas de contrainte, deux filtres PCL peuvent être placés l'un sur l'autre séparé d'une distance donnée. Si cette distance est suffisamment grande, les deux filtres sont couplés uniquement par le mode fondamental ce qui permet de choisir une réponse spectrale au préalable construite à partir des réponses spectrales des deux filtres PCL. Un choix judicieux de ces deux réponses spectrales permet d'en finir avec une réponse large bande ou une réponse large bande coupante avec une bande passante à fréquence de résonance ajustable à l'intérieur de la bande coupante.

Des filtres compactes peuvent être obtenus en faisant appel à des filtres types PCL et PCL/SIR. Plusieurs filtres compactes sont proposés et étudiés. Un bon accord est enregistré en comparant les résultats de la méthode WCIP avec ceux du simulateur HFSS.

En fin pour améliorer le gain d'une antenne micro ruban à bande étroite ou une antenne micro ruban à bande large, une structure FSS de dimensions optimisés et possédant une fréquence de résonance égale ou proche à la fréquence de résonance de l'antenne est mise au-dessous de cette antenne à une distance appropriée.

Référence

- [1] D. Cui*, Y. Liu, Y. Wu, S. Li, and C. Yu, “A Compact Bandstop Filter Based On Two Meandered Parallel-Coupled Lines,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 121, pp. 271-279, 2011.
- [2] M. D. C. Velazquez-Ahumada, J. Martel, F. Medina, F. Mesa, Design Of A Band-Pass Filter Using Stepped Impedance Resonators With Floating Con-Ductors, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 105, pp. 31-48, 2010.
- [3] A. R. H. AlHawari, A. Ismail, M. F. A. Rasid, R. S. A. R. Abdullah, B. K. Esfeh, and H. Adam, “Compact Microstrip Bandpass Filter with Sharp Passband Skirts Using Square Spiral Resonators and Embedded-Resonators,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 23, 675–683, 2009.
- [4] F. Gardiol, *Microstrip Circuits*. New York: Wiley, 1994
- [5] M. Nedil , T. A. Denidni, A. Djaiz, and H. Boutayeb, “Ultra-Wideband Bandpass Filters Using Multilayer Slot Coupled Transitions,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 22, pp.501–516, 2008.
- [6] T.C.Edwards, *Conception des circuits micro ondes*, Masson édition.
- [7] A. G. Neto, J. Costa, J. N. De Carvalho, A. Nascimento, C. B. De Aguiar, and D. F. Mamedes, Analysis of Frequency Selective Surface with U-Shaped Geometry, *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 14, no. April, pp. 113–122, 2015.
- [8] G. A. J. Adaildo, G. Fontgall, M. Titaouine, H. Baudrand, H. M. D. Nóbrega, A. G. Neto, “Analysis of Tapered Microstrip Patch Antenna by the Wave Concept Iterative Procedure,” *IEEE*, pp. 61-66, 2009.
- [9] 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.
- [10] Jia-Sheng Hong, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications,” 2nd Edition, 2011.
- [11] Sarawuth. CHAIMOOL, Prayoot. Akkaraekthalin, “Miniaturized Wide band Bandpass Filter With Wide Stopband using Metamaterial-based Resonator and Defected Ground Structure,”
- [12] Sungyun. Jun, Kai. Chang, “Compact Microstrip Bandpass Filter Using miniaturized Hairpin Resonator,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 37, pp.65–71, 2013.
- [13] H. Liu, K.L. Ford and R.J. Langley, “Miniaturised Bandpass Frequency Selective Surface With Lumped Components,” *Electronics letters*, Vol. 44, 28 August 2008.
- [14] Noor M. Awad, Mohamed K. Abdelazeez, “Multislot microstrip antenna for ultra-wide band applications,” *Journal of King Saud University – Engineering Sciences*, Vol. 30, pp. 38–45, 2018.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail est consacré à la contribution à l'étude des filtres microondes, planaires et compacts par la méthode WCIP (Wave Concept Iterative Procedure).

Un rappel théorique sur les différentes structures planaires de filtrage est présenté. Ensuite la méthode numérique utilisée pour l'étude de ces structures qui est la méthode WCIP est présentée. Cette méthode est basée sur une formulation en ondes transverses. L'approche itérative est connue par la manipulation des ondes incidentes et réfléchies au lieu des grandeurs électromagnétiques. Elle est caractérisée par deux opérateurs bornés assurant une convergence absolue.

La conception du filtre est basé sur des rubans métalliques horizontales et verticales. La structure a l'avantage de la simplicité et donne des fréquences de résonance multiples facilement contrôlées par une simple variation de la longueur des rubans, Ces structures ont l'avantage d'avoir des réponses fréquentielles multi bandes dans les deux directions de polarisation de la source d'excitation.. Pour supprimer une fréquence, une diode idéale en polarisation inverse est insérée. Ensuite, une approche de synthèse basée sur des rubans métalliques parallèles non couplées et un anneau est introduite. Pour valider l'approche de synthèse, les fréquences de résonance mesurées sont utilisées comme fréquences de résonance souhaitées pour déterminer les longueurs des rubans métalliques. Pour analyser la structure synthétisée, la méthode WCIP est utilisée. L'approche de synthèse présentée permet également la détermination d'une FSS équivalente à rubans métalliques pour des structures FSS à motifs complexes.

L'analyse de plusieurs FSS électroniquement ajustées basée sur un résonateur à saut d'impédance (SIR) non couplé pour des applications multi bandes et à double polarisation a été proposée. Le premier filtre SIR type patch-ruban présenté est caractérisée par deux résonances selon une direction et une seule résonance selon la direction perpendiculaire. Pour avoir trois résonances selon x et une seule résonance selon y deux motifs type SIR sont placés dans la cellule unitaire du FSS l'un perpendiculaire à l'autre. Les deux motifs sont indépendant dans les domaine spatial et spectral. L'ajustement de la fréquence de résonance du filtre SIR-FSS avec est assuré par l'insertion des gaps. Pour étudier l'effet du couplage de la structure, une section est éliminée à la fois pour aboutir à une structure d'une seule section. Pour éliminer une fréquence de résonance,

un commutateur à diode idéal polarisé en inverse est inséré à une position spécifique du domaine métallique du FSS responsable de la résonance en question.

Des filtres SIR et PCL à large bande sont proposés et étudiés. Pour des applications nécessitant une bande passante à l'intérieure d'une large bande coupante, trois types de filtres PCL sont proposés, étudiés et validés : des filtres PCL à rubans métalliques parallèles et couplés, filtres PCL à cellule unitaire comportant trois motifs de forme U dont le motif central est de forme U inversé, filtres PCL à base des rubans métalliques non couplés. Dans des situations où le volume, une structure à deux niveaux de métallisation de filtres PCL peuvent être placés en cascade séparé d'une distance donnée a été analysée par la technique WCIP-SM. Si cette distance est suffisamment grande, les deux filtres sont couplés uniquement par le mode fondamental ce qui permet de choisir une réponse spectrale au préalable construite à partir des réponse spectrale des deux filtres PCL. Un choix judicieux de ces deux réponses spectrale permet d'en finir avec une réponse large bande ou une réponse large bande coupante avec une bande passante à fréquence de résonance ajustable à l'intérieur de la bande passante.

Des filtres compacts peuvent être obtenus en faisant appel à des filtres types PCL et PCL/SIR. Plusieurs filtres compacts sont proposés et étudiés. Un bon accord est enregistré en comparant les résultats de la méthode WCIP avec ceux du simulateur HFSS.

En fin pour améliorer le gain d'une antenne micro ruban à bande étroite ou une antenne micro ruban à bande large, une structure FSS de dimensions optimisés et possédant une fréquence de résonance égale ou proche à la fréquence de résonance de l'antenne est mise au-dessous de cette antenne à une distance appropriée.

Liste du Publications scientifiques

PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES

Publications scientifiques

Articles dans des Revues internationales

Karima Bencherif, Mohammed Titaouine, Raouia Saidi, Awatef Djouimaa, Ibtissem Adoui, Thayuan Rolim De Sousa, Alfredo Gomes Neto, Henri Baudrand, "Multiband FSS Analysis and Synthesis Based on Parallel Non Coupled Metallic Strips Using WCIP Method," Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 17, No. 4, pp. 433-456, December 2018.

SAIDI Raouia, TITAOUINE Mohammed, DJOUIAAA Awatef, ADOUI Ibtissem, **Bencherif Karima**, Thayuan Rolim De Sousa, Alfredo 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.

SAIDI Raouia, TITAOUINE Mohammed, DJOUIAAA Awatef, Thayuan Rolim De Sousa, Alfredo 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.

Conférences internationales

Karima Bencherif, Mohammed Titaouine, Awatef Djouimaa, Raouia Saidi, Manel Aouissi, Ibtissem Adoui, Henri Baudrand, "Characterization of Switchable Two Notched Metallic Parallel strips FSS Using WCIP Method for Multiband and dual Polarized Applications," Fourth IEEE International Conference on Signal, Image, Vision and their Applications (SIVA'18) at Guelma University, Algeria, November 26-27, 2018.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8661156>

Karima Bencherif, Mohammed Titaouine, Awatef Djouimaa, Raouia Saidi, Henri Baudrand, "Analysis of electronically adjusted non coupled SIR FSS for dual polarized multiband applications using the WCIP method," Second International Conference on Electrical Engineering (ICEEB'18), Biskra, December, 2-3, 2018.

Awatef Djouimaa, Mohammed Titaouine, **Karima Bencherif** Raouia Saidi, "WCIP method and analytical approach combination for multilayer and inhomogeneous planar structures analysis," Second International Conference on Electrical Engineering (ICEEB'18), Biskra, December, 2-3, 2018.

SAIDI Raouia, TITAOUINE Mohammed, DJOUIAAA 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, DJOUIAAA 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>