

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Département d'Electronique

Laboratoire des Dispositifs de Communications et de Conversions Photovoltaïques

Intitulé

Analyse comparée d'Antennes Plaques Microrubans de formes diverses par la méthode des Lignes Élémentaires Couplées Finies.

Nom et Prénom

SENOUCI Saddok

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat ès Sciences en
Électronique

Soutenue le 16 février 2012 devant le Jury:

Président :	AKSAS	Rabia	Pr. ENP
Rapporteur :	ZERGUERRAS	Ahmed	Pr. ENP
Examineurs :	TRABELSI	Mohamed	Pr. ENP
	BOUZOUAD	Mouloud	MCA U.Laghouat
	BERBAR	Tarik B.	MCA USTHB
	AZRAR	Arab	MCA UMBB
Invité :	KIMOUCHE	Hocine	MCA EMP

2012

تحليل بنى ميكروشرطية بطريقة الخطوط الجزيئية المتصلة كهرومغناطيسيا والمتناهية الصغر

ملخص:

إن صناعة وتحليل البنى التي تشتغل في مجال الميكرو موجات، لا سيما تلك المعتمدة على التكنولوجيا الميكروشرطية مثل مرشحات الذبذبات والرابطات والهوائيات، تتطلب أدوات سهلة الإستعمال وسريعة ولا تشتت حيزا كبيرا من الذاكرة. إن طريقة الخطوط الجزيئية المتصلة كهرومغناطيسيا والمتناهية الصغر هي مقارنة تستجيب بامتياز لهذه المعايير الثلاثة. لقد استعملنا في هذه الأطروحة طريقة الخطوط الجزيئية المتصلة كهرومغناطيسيا والمتناهية الصغر لغرض تحليل ثلاثة أنواع من البنى الدورية كهرومغناطيسية وهي: البنى التي تم فيها نقش الشكل الدوري على مستوى الطبقة العازلة كهربائيا والبنى التي نقش الشكل الدوري فيها على مستوى الناقل العلوي والنوع الثالث وهو البنى الدورية الهجينة المتشكلة من النوعين الأولين في آن واحد. لقد قارنا النتائج المحصلة مع تلك المنشورة في الكتب والدوريات ووجدنا تطابقا حسنا بينها. بعد ذلك، استعملنا هذه البنى الدورية لغرض تحسين مستويات الأداء لهوائيات صفيحية ميكروشرطية مستطيلة الشكل. وأخيرا استعملنا طريقة الخطوط الجزيئية لدراسة هوائية صفيحية ميكروشرطية ذات نطاق ذبذبي جد واسع. ولقد تم إنجاز نموذج لهذا الهوائي ذي النطاق الذبذبي الجد واسع وتم إجراء قياسات عليه في مخبر البلازما وتحويل الطاقة بتولوز/فرنسا. تم الحصول على توافق حسن بين النتائج المتوصل إليها بطريقة الخطوط الجزيئية المتصلة كهرومغناطيسيا والمتناهية الصغر والنتائج المتأناة من برنامج محاكاة البنى ذات الذبذبات العالية والقياسات (HFSS).

كلمات مفتاحية: بنى دورية، نطاق ممنوع كهرومغناطيسي، هوائيات صفيحية ميكروشرطية.

Analyse de structures microrubans par la méthode des Lignes Élémentaires Couplées Finies (LECF)

Résumé :

La synthèse et l'analyse des structures microondes, notamment celles basées sur la technologie microruban tels que les filtres, les coupleurs et les antennes, requièrent des outils aisés d'usage, rapides et n'exigeant pas d'espace mémoire trop élevé. La méthode des Lignes Élémentaires Couplées Finies (LECF) est une approche répondant, par excellence, à ces trois critères. Dans ce travail de thèse, nous avons employé la LECF pour l'analyse de trois types de structures périodiques électromagnétiques (SPE), à savoir : les SPE dont la périodicité est pratiquée au niveau du substrat diélectrique, celles pour lesquelles la périodicité se trouve au niveau du conducteur supérieur et les SPE hybrides comportant à la fois les deux premiers types. Nous avons confronté les résultats d'analyse obtenus à ceux publiés dans la littérature. Un bon accord a été observé. Ensuite, nous avons utilisé ces SPE pour améliorer les performances d'une Antenne Plaque Microruban (APM) rectangulaire. Enfin, nous avons usé de la LECF dans l'investigation d'une APM Ultra Large Bande. Un prototype de l'APM ULB a été réalisé et mesuré au niveau du Laboratoire LAPLACE de Toulouse/France. Un bon accord entre les résultats obtenus par la LECF, ceux du logiciel HFSS et les mesures est observé.

Mots clés : structures périodiques, Bande Interdite Electromagnétique (BIE), Antennes Plaques Microrubans (APM).

Analysis of microstrip structures by the method of Finite Coupled Elementary Lines (FCEL)

Abstract:

The synthesis and analysis of microwave structures, especially those based on microstrip technology such as filters, couplers and antennas, require tools easy to use, fast and those which do not require too much memory space. The method of Finite Coupled Elementary Lines (FCEL) is an approach that meets, by excellence, these three criteria. In this thesis, we used the FCEL for the analysis of three kinds of Electromagnetic Periodic Structures (EPS), namely: the EPS for which the periodicity is performed in the dielectric substrate, those for which the periodicity is at the upper conductor and the hybrid EPS which include both the first two kinds at the same time. We compared the analytical results obtained to those reported in the literature. A good agreement was observed. We then used the EPS to improve the performance of a rectangular Microstrip Plate Antenna (MPA). Finally, we used the FCEL in the investigation of an Ultra Wide Band MFA (UWB MFA). A prototype of the UWB MPA has been achieved and measured at the LAPLACE Laboratory in Toulouse/France. A good agreement between the results obtained by the FCEL, those of HFSS software and measurements is observed.

Key words: periodic structures, Electromagnetic Band Gap (EBG), Microstrips Plate Antenna (MPA).

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

- La mémoire de mon père,
- Ma mère,
- Ma femme et mes enfants pour leur soutien moral et leur encouragement,
- Tous mes proches et amis,
- M. R. BOUACHA pour son encouragement.

REMERCIEMENTS

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur A. ZERGUERRAS pour avoir dirigé efficacement et fructueusement mes travaux durant trois ans dans le cadre d'un Magister et quatre pour la présente thèse de doctorat. Ses conseils, ses encouragements et sa grande disponibilité ont largement contribué à l'aboutissement de ce travail.

J'exprime également toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur J. TAO, enseignant chercheur au Laboratoire LAPLACE à l'ENSEEIH-Toulouse pour avoir accepté de m'accueillir au sein de son laboratoire et pour l'aide qu'il m'a accordé dans la réalisation et les mesures d'antenne, et à Monsieur le Docteur T-H VUONG du laboratoire LAPLACE pour le temps précieux qu'il a consacré et les efforts qu'il a fournis dans la réalisation du prototype d'antenne et les mesures effectuées.

Mes remerciements vont, également, au Docteur A. AZRAR qui n'a ménagé aucun effort pour m'orienter et mettre à ma disposition une riche documentation.

J'adresse mes vifs remerciements aux membres du jury qui ont bien voulu accepter d'évaluer mon travail.

Je ne manquerais pas, également, de remercier Monsieur H. MELOUAH pour les facilités, l'aide et l'encouragement qu'il a bien voulu m'accorder pour mener à terme ce travail.

J'exprime toute ma gratitude à mes amis et aux membres de ma famille, pour le soutien indéfectible et pour l'aide spontanée et irremplaçable qu'ils m'ont apportés durant ces années.

LISTE DES SYMBOLES ET DES ACRONYMES

EDP : équations aux dérivées partielles périodiques
BIP : bande interdite photonique
PBG : periodic band gap
BIE : bande interdite électromagnétique
EBG : electromagnetic band gap
SSF: Surfaces Sélectives en Fréquence
FSS : frequency selective surface
SPE : Structures Périodiques Electromagnétiques
EM : électromagnétique
MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit
MEMS : Microelectromechanical systems
ARO : Anneaux Résonants Ouverts
SRR : Split Ring Resonator
CPW : guide d'onde coplanaire
CSRR : anneaux résonateurs divisés complémentaires
UWBPF : filtre passe-bande ultra-large
SR : résonateurs spiraux
SCRS : résonateurs spiraux complémentaires
FBW : bande passante fractionnelle
MIM : metal insulator metal (métal-isolant-métal)
CRLH : Composite Right/Left-Handed materials
TL : transmission line
RAFC : Résonateurs d'Anneaux Fissurés Complémentaires
SSRR : symmetric split-ring resonator
FDTD : finite difference time domain
CCW : coupled cavity waveguide
FOL : Facteur d'Onde Lente
SWF : slow wave factor
LTCC : low-temperature co-fired ceramic
IC : integrated circuit
PCB : printed circuit board
NRI-TL: negative-refractive-index transmission-line
IRM : imagerie par résonance magnétique
SHI : Surfaces de Hautes Impédances
AMC : artificial magnetic conductors
CMA : Conducteurs Magnétiques Artificiels
APM : Antennes Plaques Microrubans
LECF : Lignes Élémentaires Couplées Finies
MEBG : Magnetic Electromagnetic Band Gap
TOS: Taux d'Ondes Stationnaires
HFSS : High Frequency Structure Simulation
ULB: Ultra Large Bande
GPS : global positioning satellite
SAR : Specific Absorption Rate
 F_{op} : fréquence opératoire
 Δx : pas de discrétisation
 N_c : Nombre de cellules
E : Champ électrique
H : Champ magnétique
 ε : Permittivité diélectrique
 ε_r : Permittivité diélectrique relative
 ε_0 : Permittivité diélectrique du vide
 ε_{eff} : Permittivité diélectrique effective
 μ : perméabilité magnétique
 ω : pulsation
c : célérité dans le vide
k : nombre d'onde
 λ_g : longueur d'onde guidée
dB : décibels
 f_0 : fréquence centrale
 f_o : fréquence opératoire

f_p : fréquence plasmon
 v_p : Vitesse de phase
 γ : constante de propagation
 τ_g : retard de groupe
 Z_c : impédance caractéristique
 K_x : vecteur d'onde transverse
 λ_{eff} : longueur d'onde effective
 η : impédance caractéristique du milieu de propagation
 η_T : impédance caractéristique transversale du milieu de propagation
 Γ : coefficient de réflexion
 $Z_{c,n}$: Impédance caractéristique de la tranche de rang n
 γ_n : Constante de propagation de la tranche de rang n
 L_n : Longueur de la tranche de rang n
 V_n, I_n : Tension et courant à l'entrée de la tranche de rang n
 V_{n+1}, I_{n+1} : Tension et courant à la sortie de la tranche de rang n
 V_n^i, V_n^r : Tensions incidente et réfléchie sur l'entrée de la tranche de rang n
 V_{n+1}^i, V_{n+1}^r : Tensions incidente et réfléchie sur la sortie de la tranche de rang n
 I_{cn} : courant axial de conduction sur la tranche de rang n
 I_{pn} : courant de polarisation au niveau de la tranche de rang n
 I_{cyn} : composante transverse du courant de conduction I_{cn}
 J : rang de la tranche
 L : longueur de la structure
 L_{eff} : longueur effective de la structure
 N : nombre de discrétisation
 W_j : largeur du ruban supérieur de la structure au niveau du milieu de la tranche de rang j
 ρ_w : contraste en largeur du microruban
 ρ_{er} : contraste en constante diélectrique relative
 $\rho_{\mu r}$: contraste en perméabilité magnétique relative
 ρ_z : contraste en impédance caractéristique

LISTE DES FIGURES

	Pages
Figure I.1 : Schéma de principe de la fabrication de la yablonovite et résultat de la mesure en espace libre du prototype.....	4
Figure I.2 : Image d'une opale avec un plan rapproché des billes de silice à sa surface [11].....	5
Figure I.3 : Selon l'angle d'éclairage, le poil de la souris de mer passe du vert-bleu au rouge vif [8].....	5
Figure I.4 : Propagation d'une onde électromagnétique à travers un matériau périodique, constitué d'une alternance de couches diélectriques différentes et domaine d'efficacité de la structure périodique monodimensionnelle en fonction de l'angle d'incidence de l'onde : α	6
Figure I.5 : Périodicité de la constante diélectrique.....	6
Figure I.6 : Représentation fréquentielle de la fonction I.15, obtention des bandes de propagation permises et interdites.....	8
Figure I.7 : Schéma de principe du miroir de Bragg.....	8
Figure I.8 : Réponse électromagnétique fréquentielle en transmission de la structure de Bragg.....	9
Figure I.9 : Réponse en fréquence type d'une structure périodique diélectrique.....	9
Figure I.10 : Structures diélectriques périodiques bidimensionnelles déconnectée (a) et connectée (b).....	10
Figure I.11 : Principales mailles utilisées pour les réseaux périodiques 2D.....	10
Figure I.12 : Diagramme de transmission en espace libre et polarisation TM d'un réseau carré de 14x7 tiges de cuivre (Simulation et Mesures).....	11
Figure I.13 : Réponses expérimentales en transmission pour différentes orientations de l'onde incidente : -a- suivant la direction de l'empilement -b- à 45° de la direction de l'empilement -c- perpendiculaire à la direction de l'empilement. La bande grisée fait apparaître la bande interdite complète.....	12
Figure I.14 : Schéma de la structure périodique et mesure des paramètres S de la ligne micro-ruban.....	13
Figure I.15 : Facteur de transmission de la structure périodique. Un mode de défaut apparaît à 5.04 GHz [11].....	13
Figure I.16 : Schéma de principe de l'antenne radome : une demi-structure périodique à défaut 1D est associée à un patch rayonnant [11].....	13
Figure I.17 : Vue du module et du réseau de barreaux métalliques [24].....	14
Figure I.18 : Vue schématique du coupleur 4 ports délimité dans un réseau périodique bidimensionnel [25].....	14
Figure I.19 : Répartition du champ électrique dans le défaut de la structure métallo-diélectrique [26].....	15
Figure I.20 : - (a) le premier prototype de matériau à indice négatif à base de résonateurs à anneaux divisés en formes de C (Split Ring Resonator SRR) et de réseau de fils conducteurs proposé par le groupe de Smith à l'Université de Californie, San Diago (UCSD) [30] ; - (b) le matériau à indice négatif plus compact proposé par le même groupe.....	15
Figure I.21 : (a) Réponse fréquentielle d'une ligne CPW SRR main gauche. (b) Réponse fréquentielle d'une ligne droitère montée sur CPW SRR. (c) Réponse fréquentielle mesurée du filtre combinant une cellule unitaire droitère et deux gauchères. (d) Schéma du filtre combinant une cellule unitaire droitère et deux gauchères.....	16
Figure I.22 : (a) Schéma d'un filtre UWBPF à base de cellules équilibrées contenant des CSRRs supplémentaires pour contrôler la limite supérieure de la bande. (b) Réponse fréquentielle simulée du filtre montré en (a).....	17
Figure I.23 : (a) schéma du filtre UWB à base de cellules hybrides. (b) Réponse fréquentielle du filtre.....	18
Figure I.24 : (a) filtre passe-bande composé d'inverseurs d'impédance et de résonateurs shunt. (b) modèle de filtre passe-bande à base de réservoirs résonants LC comme résonateurs shunt.....	18
Figure I.25 : Géométrie du RAF et du RAFC avec $l = 3 \text{ mm}$ et $c = g = d = 0,33 \text{ mm}$	21
Figure I.26 : Masque du filtre coupe-bande utilisant un réseau de 4×4 RAFCs.	21
Figure I.27 : Géométrie en 3-D de la structure coupe-bande pour la simulation sous HFSS [52].....	21
Figure I.28 : Amplitude des paramètres S obtenus en simulation pour la structure de la figure 5.6 (4×4 RAFCs) [52].....	21
Figure I.29 : Face du dessus et du dessous du prototype fabriqué [52].....	21
Figure I.30 : Résonateur symétrique à anneaux interrompus, dimensions en mm.....	21
Figure I.31 : Vue schématique du substrat métamatériau construit par combinaison de bandes diélectriques avec et sans SSRRs dans un rapport de deux contre un.....	21
Figure I.32 : (a) S21 en dB pour la transmission sur microruban de 4 mm déposé sur substrat diélectrique (noir) et sur substrat métamatériau (gris épais). Les résultats de simulation sont présentés pour le substrat métamatériau (gris mince). (b) Mesures du filtre microruban coupe-bande sur le substrat diélectrique (noir) et sur le substrat métamatériau (gris).....	23
Figure I.33 : Mesure de phase non enveloppée référencée à 0°. Les courbes noires et les grises indiquent les données mesurées et ajustement linéaire, respectivement.....	23
Figure I.34 : (a) La géométrie de la structure tas de bois, (b) zone de Brillouin définie pour la cellule Unitaire.....	24
Figure I.35 : Simulation du coefficient de transmission de la structure EBG "tas de bois"	24
Figure I.36 : Spectre de transmission (a) mesuré (ligne continue) et calculé (ligne pointillée) d'un guide	

d'onde CCW en zig-zag contenant 16 cavités. (b) distribution calculée du champ du CCW en zig-zag. (Reference: figure 5 dans [69]).	24
Figure I.37: Spectre de transmission d'un diviseur à base de cavité couplée de forme Y. (a) mesuré (ligne continue) et calculé (ligne pointillée), (b) Distribution de puissance calculée à l'intérieur des accès entrée et sortie des canaux du guides d'ondes du diviseur pour la fréquence $\omega = 0.916\omega_0$.	25
Figure I.38 : Les paramètres S du coupleur microruban lorsqu'il est chargé par une très haute impédance aux accès 3, 4.	25
Figure I.39 : Photographie du coupleur microruban avec une structure EBG à base de plan de masse avec défaut, fonctionnant en bande X [82].	26
Figure I.40: Cellule unitaire EBG à onde lente conçue pour un coupleur d'embranchement. (a) 50- cellules unitaires (unité: millimètre). (b) Circuit équivalent de 50 cellules unités. (c) 35 cellules unités (unité: millimètre). (d) Circuit équivalent de 35 cellules unités.	27
Figure I.41 : conception du coupleur en branches de ligne utilisant les structures EBG à onde lente proposées. (a) circuit équivalent général,(b) conception utilisant les structures EBG à ondes lentes (unité : mm).	27
Figure I.42: comparaison entre un coupleur microruban et un coupleur EBG à onde lente à 3 GHz.	27
Figure I.43 : Prototype du coupleur microruban en branches de ligne et du coupleur conçu utilisant les structures EBG à onde lente [70].	28
Figure I.44 : S_{11} (réflexion) et S_{21} (Transmission) du coupleur branches de lignes EBG conçu.	28
Figure I.45 : S_{31} (couplage) et S_{41} (isolation) du coupleur branches de lignes EBG conçu.	28
Figure I.46 : Phase en degrés de S_{21} (transmission) et S_{31} (couplage) du coupleur branches de lignes EBG Conçu.	28
Figure I.47 : Lentilles particulières mises au point grâce aux supports NRI (a) Une lentille concave divergente pour un milieu à indice positif (ligne noire) mais convergentes si l'indice est négatif ou inférieur à 1 (ligne orange). (b) Une lentille de Veselago-Pendry faite d'un bloc d'un milieu NRI.	30
Figure I.48 : (a) cellule unité d'une NRI-TL isotrope métamatériau pour les ondes planes incidentes. La cellule unité est réalisable en technologie de rubans couplés bordée et les dimensions montrées sont indiquées pour fonctionner dans la gamme 1-1.5 GHz [99]. (b) Cellule unité d'une réalisation optique possible de la NRI-TL métamatériau 3D.	30
Figure I.49 : (a) Champ électrique vertical calculé juste au-dessus (dans la direction y) de la Super-lentille NRI-TL [97]. Les lignes continues désignent les frontières de la NRI-TL, les lignes pointillées désignent les plans de la source et de l'image. (b) Distribution verticale expérimentale du champ électrique au dessus d'une super-lentille NRI-TL à 1.057 GHz [86].	30
Figure I.50 : (a) Une super lentille NRI- TL de Veselago-Pendry en espace libre. (b) Super-résolution de deux sources espacées de 40 mm à 2,4 GHz ($\lambda_0 = 125$ mm). (c) Réfraction d'une onde plane incidente obliquement sur le bloc NRI-TL (simulations onde entière).	31
Figure I.51 : Schéma équivalent d'une tranche élémentaire de rang n.	32
Figure II.1 : Antenne microruban de forme arbitraire discrétisée, excitée par ligne microruban de largeur w (a) : vue de dessus, (b) : coupe.	35
Figure II.2 : Quadripôle de la tranche de rang j .	36
Figure II.2bis : Structure de forme arbitraire discrétisée, excitée par ligne microruban de largeur w : Illustration du saut de largeur, (a) : vue de dessus, (b) : coupe.	38
Figure II.3 : Dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas discret.	40
Figure II.4 : Ligne microruban $50-120\pi \Omega$.	41
Figure II.5: Impédance caractéristique de la ligne microruban $50-120\pi \Omega$.	41
Figure II.6: (a) : Paramètres S du dispositif $50 \Omega-120\pi \Omega$ vus au plan séparant les deux tronçons de lignes et (b) : Impédance d'entrée.	42
Figure II.7: Ligne microruban de trois tronçons $50-137.29-120\pi \Omega$; 1) largeur du microruban et 2) impédance caractéristique.	42
Figure II.8: 1) Paramètres S du dispositif $50 \Omega-137.29 \Omega-120\pi \Omega$ et 2) Impédance d'entrée.	43
Figure II.9: Dispositif $50 \Omega-98.05-192.25-120\pi \Omega$: (a) largeur du microruban, (b) impédance caractéristique, (c) paramètres S et (d) impédance d'entrée.	44
Figure II.10 : Antenne demi-onde quasi-carrée avec adaptateur d'impédance (vue de dessus).	44
Figure II.11: patch rectangle isolé: $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$, excité par ligne microruban demi-onde de 50Ω . (a): paramètres S, (b): directivité, (c): diagramme de rayonnement calculé à 2.66 GHz et (d) impédance d'entrée.	45
Figure II.12: patch rectangle adapté par le dispositif $98.05-192.25-120\pi \Omega$: $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.2 GHz et (e) : directivité, (f) : impédance d'entrée.	47
Figure II.13: patch rectangle adapté par le dispositif $137.29-120 \pi \Omega$: $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique	

	correspondante, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement dans le plan E calculé à 3.31 GHz, (e) : directivité et (f) : impédance d'entrée.....	48
Figure II.14 :	Dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas continu (vue de dessus).....	49
Figure II.15 :	Dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas continu régi par l'équation (II.21), (a) : contour du microruban, (b) : impédance caractéristique correspondante calculée à la fréquence de résonance.....	49
Figure II.16 :	Paramètres S du dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas continu régi par l'équation (II.21).....	50
Figure II.17 :	Antenne patch adaptée par le dispositif continu.....	50
Figure II.18:	patch rectangle adapté par le dispositif continu $\log\text{-}120\pi\Omega$: $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.2 GHz, (e) : impédance d'entrée et (f) : directivité dans la direction du rayonnement maximal.....	51
Figure II.19 :	Antenne patch adaptée en amont par une ligne microruban quart d'onde.....	52
Figure II.20:	patch rectangle adapté en amont par la ligne demi-onde de 31.6Ω : $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.88 GHz, (e) : impédance d'entrée et (f) : directivité dans la direction du rayonnement maximal.....	53
Figure II.21 :	Antenne patch adaptée en amont par une ligne quart d'onde et en aval par deux lignes quart d'onde et une ligne demi-onde.....	54
Figure II.22:	patch rectangle adapté en amont par la ligne demi-onde de 31.6Ω et en aval par le dispositif $98.05\text{-}192.25\text{-}120\pi\Omega$: $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.2 GHz, (e) : impédance d'entrée et (f) : directivité dans la direction du rayonnement maximal.....	55
Figure II.23:	Directivité D de l'antenne demi-onde quasi-carrée : (trait noir) patch isolé : $\epsilon_r = 2.32$; $h = 3.6$ mm ; $L = 30.7$ mm ; $W = 38.8$ mm ; (trait vert) même patch adaptée à l'aide du dispositif continu de l'équation II.21 ; $W_{\max} = 10.8$ mm ; $W_2 = 0.0024$ mm ; (trait bleu) patch adapté à l'aide du dispositif $50\text{-}137.29\text{-}120\pi\Omega$; (trait cyan) patch adapté à l'aide du dispositif $50\text{-}98.05\text{-}192.25\text{-}120\pi\Omega$; (trait rouge) patch adapté en amont à l'aide du dispositif $50\text{-}31.6\Omega$	56
Figure II.24 :	Ligne microruban, vue de dessus, d'un filtre à sauts d'impédances.....	59
Figure II.25 :	Contour de la ligne microruban, en fonction du numéro de tranche de discrétisation, du filtre à sauts d'impédances à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm ; $Z_{c\min} = 28\Omega$, $Z_{c\max} = 90\Omega$, $L = 320$ mm.....	59
Figure II.26 :	Impédance caractéristique, en fonction de la position, de la ligne microruban, du filtre à sauts d'impédances à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm ; $Z_{c\min} = 28\Omega$, $Z_{c\max} = 90\Omega$, $L = 320$ mm.....	60
Figure II.27 :	Paramètres S, en fonction de la fréquence normalisée, du filtre à sauts d'impédances décrit dans la figure II.24.....	61
Figure II.28 :	Paramètres S, en fonction de la fréquence normalisée, du filtre à sauts d'impédances.....	61
Figure II.29 :	Impédance caractéristique, en fonction de la position sur la ligne microruban, du filtre régi par l'équation (II.22), à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm et de microruban de longueur $L = 320$ mm à 6.5 périodes (calculée au moyen de notre approche).....	62
Figure II.30 :	Paramètres S, en fonction de la fréquence normalisée, du filtre régi par l'équation (II.22), à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm et de microruban de longueur $L = 320$ mm à 6.5 périodes (calculée au moyen de notre approche).....	63
Figure II.31 :	Paramètres S, en fonction de la fréquence normalisée, du filtre régi par l'équation (II.22), à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm et de microruban de longueur $L = 320$ mm à 13 périodes (calculée au moyen de notre approche).....	64
Figure II.32 :	Microruban à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) avec une variation sinusoïdale de l'impédance caractéristique et sans graver dans le plan de masse. Exemple de six cellules.....	65
Figure II.33 :	(a) Trois dynamiques différentes de la variation de l'impédance caractéristique ($Z_{c\min}$, $Z_{c\max}$) en fonction de la position (p) le long d'une cellule.....	66
Figure II.34 :	Contour de la ligne microruban sinusoïdale étudiée, régi par les équations (II.26) et (II.27) [variante $Z_c = (Z_{c\min} = 25\Omega, Z_{c\max} = 100\Omega)$; $W=(0.44\text{mm}, 3.97\text{mm})$].....	66
Figure II.35 :	Contour d'une cellule de la ligne microruban sinusoïdale étudiée de Nesic [135] [variante $Z_c = (Z_{c\min} = 25\Omega, Z_{c\max} = 100\Omega)$; $W=(0.44\text{mm}, 3.97\text{mm})$].....	67
Figure II.36 :	Impédance caractéristique d'une cellule de la ligne microruban sinusoïdale étudiée de Nesic [135] [variante $Z_c = (Z_{c\min} = 25\Omega, Z_{c\max} = 100\Omega)$; $W=(0.44\text{mm}, 3.97\text{mm})$].....	67
Figure II.37 :	Paramètres S simulés et mesurés pour une ligne de six cellules à base du premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et dynamique de variation de l'impédance caractéristique de ($25\Omega, 100\Omega$).	

S_{21} : traits pleins, S_{11} : pointillés. Simulation : courbes fines et mesures : courbes épaisses d'après [135].....	68
Figure II.38 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour une ligne de six cellules à base du premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et une dynamique de variation de l'impédance caractéristique de (25 Ω , 100 Ω). S_{21} : courbe rouge, S_{11} : courbe bleue.....	68
Figure II.39 : Paramètres S simulés et mesurés pour une ligne sinusoidale à neuf cellules réalisée sur le second substrat ($\epsilon_r = 10.2$, $h = 0,635$ mm) et la dynamique de variation de l'impédance caractéristique (31 Ω , 80 Ω). S_{21} : lignes continues, S_{11} : les lignes pointillées. Simulation : (lignes fines) et mesures : (lignes épaisses) d'après [135].....	69
Figure II.40 : Paramètres S calculés par notre modèle pour une ligne de neuf cellules à base du deuxième substrat ($\epsilon_r = 10.2$, $h = 0.635$ mm) et une dynamique de variation de l'impédance caractéristique de (31 Ω , 80 Ω). S_{21} : courbe rouge, S_{11} : courbe bleue.....	69
Figure II.41 : Simulation des paramètres S pour la ligne à six cellules, montée sur le premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et dynamique de variation de l'impédance caractéristique (15.5 Ω , 161 Ω). S_{21} : courbe continue, S_{11} : courbe pointillée d'après [135].....	70
Figure II.42 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour une ligne de six cellules à base du premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et une dynamique de variation de l'impédance caractéristique de (15.5 Ω , 161 Ω). S_{21} : courbe rouge, S_{11} : courbe bleue.....	71
Figure II.43 : Un film diélectrique périodique monodimensionnel constitué de deux matériaux alternés répétés à l'infini.....	71
Figure II.44 : La structure périodique tronquée à trois cellules unitaires.....	71
Figure II.45 : Les coefficients de transmission et de réflexion de la structure périodique tronquée à trois cellules unitaires d'après [137].....	72
Figure II.46 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour une ligne de trois cellules à base de substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, structure de [137].....	73
Figure II.47 : Les coefficients de transmission et de réflexion de la structure périodique tronquée à quinze cellules unitaires d'après [137].....	74
Figure II.48 : Paramètres S calculés par l'approche LECF de la structure de [137] constituée d'une ligne de quinze cellules à base de substrat diélectrique et d'air juxtaposés alternés.....	74
Figure II.49 : La structure périodique 1D: (a) la ligne microruban disposée sur un rangé de cylindres d'air, (b) structure périodique 1D à cinq cellules sans défaut et avec une période de treillis a , (c) structure 1D à deux cellules périodiques avec défaut et une période de treillis a' ($a'/a = 3.62$), source [138].....	75
Figure II.50 : Impédance caractéristique calculée par l'approche des LECF pour une ligne de cinq cellules à base de substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés.....	76
Figure II.51 : Coefficients mesurés et calculés de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) d'une ligne microruban reposant sur un substrat 2D-EBG sans défaut: (a) S_{11} , (b) S_{21} [138].....	77
Figure II.52 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour la structure de [138] composée de cinq cellules reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, largeur du μ ruban=4mm.....	78
Figure II.53 : Coefficients mesurés et calculés de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) d'une ligne microruban reposant sur un substrat 2D-EBG avec défaut (fig. II.35 c) (Permittivité du défaut $\epsilon_{rd} = 6.15$, diamètre du défaut $\phi = 12.7$ mm): (a) S_{11} , (b) S_{21} [138].....	79
Figure II.54 : Impédance caractéristique calculée par notre approche pour une ligne périodique à base de substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés avec défaut ($\epsilon_{rd} = 6.15$, $\phi = 12.7$ mm).....	80
Figure II.55 : Paramètres S calculés par notre modèle pour une ligne périodique reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, avec insertion de défaut ($\epsilon_{rd} = 10.2$, $\phi = 12.7$ mm).....	80
Figure II.56 : Structure bi-périodique selon le microruban et selon le substrat.....	81
Figure II.57 : Impédance caractéristique calculée par notre modèle pour une ligne hybride reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})= 20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r = 13$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoidal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).....	82
Figure II.58 : Paramètres S calculés par notre approche pour une structure hybride constituée d'une ligne reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})= 20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r = 13$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoidal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).....	83

Figure II.59: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne double périodique reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r = 10.2$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoïdal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).....	84
Figure II.60: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne double périodique reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r = 10.2$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoïdal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).....	85
Figure II.61: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne périodique simple sinusoïdale reposant sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 10.2$, $h=0.508\text{mm}$). La sinusoïde avec 6 périodes est régie par les équations (II.26) et (II.27), variante (25 Ω , 100 Ω).....	86
Figure II.62: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne périodique simple constituée de microruban de largeur constante $w=0.455\text{ mm}$, reposant sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 10.2$, $h=0.508\text{mm}$, $L_1(\text{diél.})=20\text{ mm}$, $L_2(\text{air})=80\text{ mm}$, 3 cellules).....	87
Figure II.63: Paramètres S calculés par notre modèle pour une ligne hybride reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r = 13$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoïdal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).....	88
Figure II.64: Topologie de la structure MEBG.....	89
Figure II.65: Paramètres S de la structure MEBG.....	89
Figure II.66: Paramètres S de la structure MEBG calculés par l'approche LEF (a) S_{21} et (b) S_{11} . Les paramètres physiques de la structure sont : $W=0.15\text{ mm}$, $h(\text{substrat})=0.635\text{ mm}$, $\epsilon_{\text{rpolv}}=2.89$, $\epsilon_{\text{rmaq}}=4.7$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, densité de nano fils ferromagnétique : $p=0.02$, $L_1=a-d=1.2351\text{ mm}$, $L_2=d=1.5756\text{ mm}$	89
Figure II.67: Paramètres S de la structure MEBG, calculés par l'approche LEF : (a) S_{21} et (b) S_{11} . Les paramètres physiques de la structure sont : $W=0.15\text{ mm}$, $h(\text{substrat})=0.635\text{ mm}$, $\epsilon_{\text{rpolv}}=2.89$, $\epsilon_{\text{rmaq}}=4.7$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, $L_1=a-d=1.2351\text{ mm}$, $L_2=d=1.5756\text{ mm}$, densité de nano fils ferromagnétiques : $p=0.02$, $p=0.2$, $p=0.4$, $p=0.55$ et $p=0.8$	91
Figure II.68: Paramètres S de la structure MEBG, calculés par l'approche LEF : (a) S_{21} et (b) S_{11} . Les paramètres physiques de la structure sont : $W=1.9\text{ mm}$, $h(\text{substrat})=0.635\text{ mm}$, $\epsilon_{\text{rpolv}}=2.89$, $\epsilon_{\text{rmaq}}=2.89$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, $L_1=a-d=1.2351\text{ mm}$, $L_2=d=1.5756\text{ mm}$	93
Figure II.69: Paramètres S de la structure MEBG hybride, calculés par l'approche LECF : Les paramètres physiques sont : w sinusoïdal (éq. II.26 et II.27), $h(\text{substrat})=0.635\text{ mm}$, $\epsilon_{\text{rpolv}}=2.89$, $\epsilon_{\text{rmaq}}=2.89$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, $L_1=a-d=1.2351\text{ mm}$, $L_2=d=1.5756\text{ mm}$, $\mu_r=3$	94
Figure II.70: Profondeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon la largeur du microruban.....	101
Figure II.71: Profondeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon le substrat.....	104
Figure II.72: Profondeur de la bande de réjection en fonction de la moyenne géométrique ρ_{wer}	105
Figure II.73: Profondeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon l'impédance caractéristique, nombre de cellules : 6, $L_1(E_{r1}=2.2)=10\text{mm}$, $L_2(E_{r2})=8.33\text{mm}$	106
Figure II.74: Largeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon l'impédance caractéristique, nombre de cellules : 6, $L_1(E_{r1}=2.2)=10\text{mm}$, $L_2(E_{r2})=8.33\text{mm}$	107
Figure III.1: Performances du patch rectangle $L_1 = 4.58\text{ mm}$, $W_1 = 6.38\text{ mm}$, $h_1 = 1.27\text{ mm}$, $\epsilon_{r1} = 10.2$. (a) : Impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} , (c) : Directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (i) : Taux d'Ondes Stationnaires (TOS).....	109
Figure III.2: Performances du patch rectangle $L_2 = 4.16\text{ mm}$, $W_2 = 5.56\text{ mm}$, $h_2 = 1.9\text{ mm}$, $\epsilon_{r2} = 10.2$. (a) : Impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} , (c) : Directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (i) : Taux d'Ondes Stationnaires (TOS).....	111
Figure III.3: Structure périodique formée d'une ligne microruban $W=2.65\text{mm}$, gravée sur un substrat de constante $E_r=10.2$ d'épaisseur $h=1.9\text{mm}$ alterné avec de l'air $L_1(\text{diél})=1\text{ mm}$; $L_2(\text{air})=11.7\text{mm}$, $N_c(\text{nombre de cellule})=5$. (a) : Impédance caractéristique à 8.65 GHz, (b) : Paramètres S	113
Figure III.4: Structure périodique avec défaut, formée d'une ligne microruban $W=2.65\text{mm}$, gravée sur un substrat de constante $E_r=10.2$ d'épaisseur $h=1.9\text{mm}$ alterné avec du foam. $L_d(\text{diél})=1.0\text{mm}$; $L_m(\text{air})=11.7\text{mm}$, $N_c(\text{nombre de cellule})=5$, défaut=Patch2+remplacement de l'air central par le diélectrique $\epsilon_r=10.2$; (a) : Impédance caractéristique à 9.5 GHz, (b) : Paramètres S	113
Figure III.5: Patch rectangle inséré au milieu d'une structure périodique monodimensionnelle, excité par sonde coaxiale.....	114
Figure III.6: Performances du patch2 inséré dans une structure BIE monodimensionnelle : $L_2 = 4.16\text{ mm}$, $W_2 = 5.56\text{ mm}$, $h_2 = 1.9\text{ mm}$, $\epsilon_{r2} = 10.2$, excité à $X_f = 0\text{ mm}$; (a) : impédance d'entrée, (b) : paramètre S_{11} , (c) : directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) : diagramme de rayonnement dans le plan	

	H, (f) : composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : taux d'ondes stationnaires TOS. Dimensions de la structure BIE : 8 cellules identiques plus défaut (Patch), $L_{1d}(\text{diél.})=1.0$ mm, $L_{2a}(\text{air})=11.7$ mm.....	114
Figure III.7:	Performances du patch1 inséré dans une structure BIE monodimensionnelle : $L_1 = 4.58$ mm, $W_1 = 6.38$ mm, $h_1 = 1.27$ mm, $\epsilon_{r1} = 10.2$, excité à l'entrée de la ligne ; (a) : impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} , (c) : Directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS. Dimensions de la structure BIE : 8 cellules identiques plus défaut (Patch), $L_{1d}(\text{diél.})=1.0$ mm, $L_{2a}(\text{air})=11.7$ mm.....	115
Figure III.8:	Directivité des patches rectangles Patch1 et Patch2 avec et sans BIE.....	117
Figure III.9:	Performances du patch2 excité par ligne microruban constante : $L_f = 5.52$ mm, $W_f = 2.5$ mm, (a) : contour du microruban, (b) : impédance d'entrée, (c) : Paramètre S_{11} , (d) : Directivité maximale, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (g) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS....	118
Figure III.10:	(a) : Contour du microruban de la structure périodique sans défaut $L_{\text{global}}=53.01$ mm $N_c=9$, (b) : Paramètres S de la structure (a), (c) : Contour du microruban de la structure périodique avec le patch2 comme défaut $L_{\text{global}}=53.01$ mm, (d) : Paramètres S de la structure (c).....	119
Figure III.11:	Performances de la structure de la figure III.7-a : (a) : Impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} de la structure, (c) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS, (d) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (f) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (g) : Directivité maximale, (h) composante croisée du champ E dans le plan H.....	120
Figure III.12:	Performances de la structure de la figure III.7-a avec $N_c=4$, $L_{gl} = 27.7$ mm : (a) : Paramètre S de la structure, (b) : Impédance d'entrée, (c) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS, (d) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Directivité maximale, (g) : composante croisée du champ E dans le plan H.....	121
Figure III.13:	Performances de la structure de la figure III.7-a avec $N_c=5$, $L_{gl} = 33.6$ mm : (a) : Paramètre S de la structure, (b) : Impédance d'entrée, (c) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS, (d) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Directivité maximale.....	122
Figure III.14:	Patch rectangle excité par ligne microruban sinusoïdale.....	123
Figure IV.1:	circuit équivalent du jeu de couplage.....	126
Figure IV.2:	structure étudiée: (a) vue de dessus; (b) vue en coupe.....	128
Figure IV.3:	Structure étudiée initialement, optimisée par le logiciel HFSS.....	130
Figure IV.4:	Impédance d'entrée de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.....	132
Figure IV.5:	Taux d'Ondes Stationnaire (TOS) de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.....	135
Figure IV.6:	Coefficient de réflexion de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.....	133
Figure IV.7:	Diagrammes de rayonnement de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.....	133
Figure IV.8:	Directivité de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.....	134
Figure IV.9 :	Taux d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.....	135
Figure IV.10 :	Photographie de l'antenne étudiée et de l'analyseur vectoriel de réseaux utilisé.....	136
Figure IV.11:	Evolution de la directivité de l'antenne en fonction de la fréquence.....	137
Figure IV.12:	Diagramme de rayonnement dans le plan E à la fréquence opératoire de 2.56 GHz.....	137
Figure IV.13:	Diagramme de rayonnement dans le plan H à la fréquence opératoire de 2.56 GHz.....	138

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau II.1 : Tableau comparatif des performances des patches isolé et adaptés.....	57
Tableau n° II.2 : comparatif des effets des paramètres ρ_w et ρ_{ϵ_r} sur la bande de réjection à - 20 dB.....	95
Tableau n° II.3 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 1$ ($\epsilon_r = 2.2$).....	96
Tableau n° II.4 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 2$ ($\epsilon_{r1} = 2.2, \epsilon_{r2} = 1.1$).....	96
Tableau n° II.5 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 2$ ($\epsilon_{r1} = 2.2, \epsilon_{r2} = 4.4$).....	97
Tableau n° II.6 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 4$ ($\epsilon_{r1} = 2.2, \epsilon_{r2} = 8.8$).....	97
Tableau n° II.7 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 8$ ($\epsilon_{r1} = 2.2, \epsilon_{r2} = 17.6$).....	97
Tableau n° II.8 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 16$ ($\epsilon_{r1} = 2.2, \epsilon_{r2} = 35.2$).....	98
Tableau n° II.9 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 32$ ($\epsilon_{r1} = 2.2, \epsilon_{r2} = 70.4$).....	98
Tableau n° II.10 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 2$ ($\epsilon_{r1} = 4.4, \epsilon_{r2} = 2.2$).....	99
Tableau n° II.11 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 4$ ($\epsilon_{r1} = 8.8, \epsilon_{r2} = 2.2$).....	99
Tableau n° II.12 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 8$ ($\epsilon_{r1} = 17.6, \epsilon_{r2} = 2.2$).....	99
Tableau n° II.13 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 16$ ($\epsilon_{r1} = 35.2, \epsilon_{r2} = 2.2$).....	100
Tableau n° II.14 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 32$ ($\epsilon_{r1} = 70.4, \epsilon_{r2} = 2.2$).....	100
Tableau n° II.15 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 1$ ($W = 1.54$ mm).....	101
Tableau n° II.16 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 1.74$ ($W_{\max} = 2.02$ mm, $W_{\min} = 1.16$ mm).....	101
Tableau n° II.17 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 4.285$ ($W_{\max} = 3$ mm, $W_{\min} = 0.7$ mm).....	102
Tableau n° II.18 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 9.081$ ($W_{\max} = 3.973$ mm, $W_{\min} = 0.437$ mm).....	102
Tableau n° II.19 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 18.11$ ($W_{\max} = 5$ mm, $W_{\min} = 0.276$ mm).....	102
Tableau n° II.20 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 34.28$ ($W_{\max} = 6$ mm, $W_{\min} = 0.175$ mm).....	102
Tableau n° II.21 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 1.74$ ($W_{\max} = 2.02$ mm, $W_{\min} = 1.16$ mm).....	103
Tableau n° II.22 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 4.285$ ($W_{\max} = 3$ mm, $W_{\min} = 0.7$ mm).....	103
Tableau n° II.23 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 9.081$ ($W_{\max} = 3.973$ mm, $W_{\min} = 0.437$ mm).....	103
Tableau n° II.24 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 18.11$ ($W_{\max} = 5$ mm, $W_{\min} = 0.276$ mm).....	103
Tableau n° II.25 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 34.28$ ($W_{\max} = 6$ mm, $W_{\min} = 0.175$ mm).....	104
Tableau n° II.26 : Dimensions de la bande de réjection en fonction de la moyenne géométrique des contrastes ρ_{ϵ_r} et ρ_w ; $\rho_{w\epsilon_r} = \sqrt{\rho_w \rho_{\epsilon_r}}$	105
Tableau n° III.1 : comparatif des performances des antennes patches rectangles isolés et insérés dans des structures BIE monodimensionnelles à trous d'air.....	117
Tableau n° III.2 : comparatif des performances des antennes patches rectangles isolés et insérés dans des structures BIE monodimensionnelles sinusoïdales.....	123
Tableau n° IV.1 : comparatif des performances des antennes initiale et finale.....	138

Table des matières

	Page
Introduction.....	1
I- ETAT DE L'ART SUR LES STRUCTURES PERIODIQUES ET ONDE ELECTROMAGNETIQUES (SPE).....	3
I-1 Historique.....	3
Les structures périodiques dans la nature.....	4
I-2 Théorie et application des SPE.....	5
I-2-1 propagation dans une SPE.....	5
I-2-2 SPE à une dimension (1D)	7
I-2-3 SPE à deux dimensions (2D).....	9
I-2-3-1 Structures périodiques diélectriques.....	9
I-2-3-2 Structures périodiques métalliques.....	10
I-2-4 SPE à trois dimensions (3D).....	11
I-2-5 Applications :.....	12
I-2-5-1 Filtres naturels de rejection	12
I-2-5-1-1 Filtrage fréquentiel.....	12
I-2-5-1-2 Filtrage spatial.....	14
I-2-5-2 Filtres artificiels de rejection	15
I-2-5-2-1 Filtres artificiels monodimensionnels	16
I-2-5-2-1-1 Filtres main droite et main gauche alternées	16
I-2-5-2-1-2 Filtres passe-bande ultra-large, équilibrés	17
I-2-5-2-1-3 Méthodologie de conception des filtres passe-bande.....	17
I-2-5-2-1-4 Autres approches.....	19
I-2-5-2-2 Filtres artificiels bidimensionnels.....	19
I-2-5-2-2-1 Filtrage coupe-bande.....	19
I-2-5-2-2-2 Conception du filtre coupe-bande.....	22
I-2-5-2-3 Filtres artificiels tridimensionnels.....	22
I-2-5-3 Coupleurs et répartiteurs.....	23
I-2-5-3-1 Caractéristiques des structures périodiques à onde lente.....	26
I-2-5-3-2 Exemples de conception de structures droitières (right-handed) à ondes lentes.....	26
I-2-5-4 Dispositifs exotiques: Metamateriaux	28
Le dispositif de Pendry : La super lentille de Veselago-Pendry.....	28
I-3 Dans les méthodes d'analyse et conception des structures hyperfréquences.....	31
L'approche matricielle appliquée aux APM.....	32
II- LA LECF ET SON APPLICATION A L'ADAPTATION ET AUX STRUCTURES PERIODIQUES.....	33
II-1 Présentation de l'approche.....	33
II-2 Application à l'adaptation.....	39
II-2-1 Etude de différents dispositifs d'adaptation.....	39
II-2-1-1 Dispositif constitué de deux tronçons de ligne demi-onde.....	40
II-2-1-2 Dispositif constitué de trois tronçons de ligne demi-onde.....	42
II-2-1-3 Dispositif constitué de quatre tronçons de ligne demi-onde et quart d'onde..	43
II-2-2 Cas de l'adaptation de la seule sortie d'une APM.....	44
II-2-2.1 Cas 1 : Par le dispositif $98.05-192.25-120\pi \Omega$	46
II-2-2.2 Cas 2 : Par le dispositif $137.29-120\pi \Omega$	47
II-2-2.3 Cas 3 : Par dispositif continu.....	49
II-2-3 Cas de l'adaptation de la seule entrée d'une APM	52
II-2-4 Cas de l'adaptation simultanée (entrée-sortie) d'une APM	53
II-3 Application aux structures périodiques.....	57
II-3-1 Réalisées par gravure du ruban supérieur.....	58

	Page
II-3-2 Réalisées par alternance de substrats diélectriques magnétisé et non magnétisé.....	71
II-3-3 Réalisées par alternance de substrats diélectriques de permittivités relatives Différentes.....	75
II-3-4 Effet du contraste $\rho_w = w_{\max}/w_{\min}$ à $\mu_r = 1$; ϵ_r constant sur la bande de réjection à - 20 dB.....	81
II-3-5 Effet du contraste ρ_w cumulé avec celui de ρ_{ϵ_r} à $\mu_r = 1$ sur la bande de réjection à - 20 dB.....	81
II-3-6 Effet du contraste ρ_w cumulé avec celui de ρ_{μ_r} à ϵ_r constant sur la bande de réjection à -20 dB.....	88
Cas de ρ_{μ_r} et ρ_w cumulés :.....	94
Effet du contraste ρ_w sur la profondeur de la bande de réjection.....	95
Effet du contraste ρ_{ϵ_r} sur la profondeur de la bande de réjection.....	101
III- APPLICATION DES STRUCTURES PERIODIQUES AUX APM.....	108
III-1 Amélioration des performances d’une antenne patch rectangulaire.....	108
III-2- Etude de l’apport de la ligne sinusoïdale d’excitation pour un patch rectangle	117
IV- ETUDE D’UNE ANTENNE ULTRA LARGE BANDE (ULB)	124
IV-1- Caractéristiques de l’antenne.....	129
Matériau utilisé initialement.....	129
Description du logiciel HFSS.....	131
Performances de la structure initialement étudiée.....	131
IV-2- Résultats et discussions	134
IV-2-1- Largeur de bande	134
IV-2-2- directivité.....	136
IV-2-3 Diagrammes de rayonnement.....	136
IV-2-4 Conclusion.....	138
V- Conclusion générale et analyse prospective	140
V-1 Analyse prospective.....	140
V-2 Conclusion générale.....	141
Références.....	143
Annexe A.....	153
Annexe B.....	154

INTRODUCTION

Nous assistons à un très fort développement de nouvelles technologies de télécommunications permettant d'atteindre d'excellentes précisions de fabrication et même d'envisager une intégration de fonctions dans la troisième dimension (LTCC "Low temperature co-fired ceramic", micro-usinage, résine épaisse,...). L'élargissement à de nouveaux services se fait avec une compétitivité des offres concurrentielles réelles ou supposées. Les antennes microrubans font partie de ces dispositifs intégrés.

Récemment, l'un des principaux défis pour les antennes a été de savoir comment les rendre suffisamment large bande et de petite taille pour les systèmes de communications sans fil. Le système sans fil UWB (Ultra-Wide Band) est un exemple des systèmes à large bande de communication radio récents. La bande de fréquences allouée est de 3,1 à 10,6 GHz. L'avantage du système UWB réside dans le fait que le spectre, qui est normalement très coûteux, peut être utilisé gratuitement mais la densité spectrale de puissance est limitée à $-41,3$ dBm/MHz [117]. Ainsi, il est seulement approprié pour des applications à courte distance. La conception de l'antenne pour ces systèmes se confronte à de nombreux défis.

Dans certains systèmes, l'antenne n'est plus un simple dispositif de transmission/réception, mais un dispositif qui est intégré avec d'autres parties du système pour obtenir de meilleures performances. Par exemple, le système d'antennes MIMO (multiple-in, multiple-out) a récemment été présenté comme un moyen efficace de lutte contre les effets des trajets multiples dans le canal de propagation radio et d'augmentation de la capacité du canal, où plusieurs antennes combinées sont nécessaires.

Une fois que l'antenne est conçue et réalisée, elle doit être testée. Le bon fonctionnement du système n'est pas déterminé seulement par l'antenne, mais il dépend aussi des autres éléments et de son environnement. Les performances de l'antenne autonome peuvent être très différentes de celle d'une antenne montée dans un système. Par exemple, quand une antenne de téléphone mobile est conçue, nous devons prendre en compte les autres parties du téléphone et même les mains de l'utilisateur afin de s'assurer qu'il va bien fonctionner dans le monde réel. L'antenne est un dispositif essentiel dans un système radio, mais pas un dispositif isolé.

L'antenne est un transformateur de tension/courant électriques en champs électromagnétique, elle peut aussi être considérée comme un pont pour relier les ondes radio et la ligne de transmission. Un système d'antenne est défini comme la combinaison de l'antenne et sa ligne d'alimentation. Comme une antenne est généralement reliée à une ligne de transmission, la meilleure façon d'assurer cette connexion est un sujet d'intérêt, puisque le signal de la ligne d'alimentation doit être rayonné dans l'espace d'une manière efficace et souhaitée. Les lignes de transmission et les ondes radio sont, en fait, deux sujets différents dans l'ingénierie [117, p. 5].

Dans ce contexte, les structures périodiques dont l'application était jusque là restreinte par les limites technologiques présentent un intérêt tout particulier pour l'amélioration des performances d'antennes. Les inconvénients dus à l'encombrement de ce type de structures à basses fréquences disparaissent avec la montée en fréquence et l'utilisation de la troisième dimension permet d'augmenter la densité d'intégration des fonctions dans le substrat.

La propagation des ondes dans les structures périodiques a été un sujet d'intérêt continu ces dernières décennies. Une étude sur les premières recherches dans ce domaine révèle que diverses terminologies ont été utilisées en fonction du domaine d'application, tels que bande interdite photonique (BIP), largeur de bande interdite électromagnétique (BIE) et surfaces sélectives en fréquence (FSS). Les structures périodiques ont suscité beaucoup d'intérêt parmi les ingénieurs de micro-ondes, principalement en raison de leurs applications potentielles dans

la conception de guides d'ondes et des systèmes de ligne de transmission, qui découlent de leurs ondes lentes attrayantes et des caractéristiques de réjection de bande des ondes guidées. Avec l'avènement de matériaux à bande interdite photonique dans le domaine de l'optique, le développement de diverses structures périodiques de lignes de transmission planaires et de différentes structures EBG (Electromagnetic Band Gap) pour les circuits intégrés micro-ondes a attiré rapidement un intérêt croissant. Les applications incluant un guide d'ondes coplanaire à conducteur arrière sans fuites et une antenne patch alimentée par ouverture couplée, ont été mises en évidence par l'exploitation des bandes de réjection larges et profondes et des suppressions d'ondes de surface (ou la caractéristique dite STOP) des structures périodiques.

L'utilisation de structures photoniques à bande interdite uni planaires compactes (UC-PBG), qui sont des structures EBG planes minces sans trous, ouvre la possibilité d'intégrer des antennes sur des substrats à forte constante diélectrique sans dégradation de performances. Le gain et la bande passante d'une antenne microruban peuvent être grandement améliorés en utilisant un matériau EBG artificiel conçu de manière appropriée.

De nos jours, les problèmes des structures périodiques surgissent assez souvent dans de nombreux domaines d'application modernes comme les nanostructures de semi-conducteurs (par exemple des boîtes quantiques et des nano-cristaux), les super-treillis à semi-conducteurs, les structures à cristal photonique (PC), les méta-matériaux ou guides d'ondes à base de réseaux de Bragg.

La première partie de cette thèse est consacrée à l'état de l'art sur les structures périodiques en présentant une étude théorique ainsi que diverses applications dans le domaine des télécommunications (filtrage, rayonnement,...).

La deuxième partie de ce document est dédiée à la présentation de l'approche des Lignes Élémentaires Finie et son utilisation à l'étude des structures à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) et des Antennes Plaques Microruans (APM).

La troisième partie est réservée à l'utilisation des structures périodiques pour l'amélioration de certaines performances des Antennes Plaques Microrubans.

Enfin, la dernière partie est consacrée à l'étude d'une Antenne Plaque Microruban Ultra-Large Bande (ULB).

CHAPITRE I

Etat de l'art sur les structures périodiques et onde électromagnétique

I. ETAT DE L'ART SUR LES STRUCTURES PERIODIQUES ET ONDE ELECTROMAGNETIQUE

La périodisation discrimine, comme désiré, les ondes passantes de celles interdites, selon les bandes de fréquences choisies. Des simulations numériques sont nécessaires pour la conception, l'analyse et enfin l'optimisation des guides d'ondes périodiques.

Dans de nombreux cas, ces problèmes de propagation des ondes sont modélisés par des équations aux dérivées partielles périodiques (EDP) sur les domaines non bornés. Pour résoudre numériquement ces équations, il faut limiter le domaine spatial à un domaine borné de calcul (dans un voisinage de la région d'intérêt physique). Des frontières artificielles sont donc nécessaires pour être introduites et des conditions aux limites adéquates doivent être imposées. Notons que même dans le cas d'un domaine borné, mais grand, il est d'une pratique courante de réduire le domaine d'origine à un plus petit en introduisant des frontières artificielles.

Le point faible des structures périodiques est leur important encombrement qui, comme nous le verrons, est inversement proportionnel à la fréquence de fonctionnement. A basse fréquence, cette caractéristique peut être fortement handicapante pour les structures périodiques quand elles sont comparées à des circuits de fabrication plus classiques.

I.1. HISTORIQUE

En 1915, le physicien anglais Sir William Lawrence Bragg reçoit le prix Nobel de Physique pour son travail concernant la diffraction des rayons X dans les cristaux. Il a inventé le fameux miroir homonyme, une structure constituée d'un empilement de couches diélectriques d'indices de réfraction différents permettant de réfléchir 99,4 % de l'énergie incidente grâce à des phénomènes d'interférences constructives. Il surpasse de ce fait les miroirs classiques car les pertes diélectriques sont plus faibles que les pertes métalliques aux longueurs d'onde optique. La propagation des ondes électromagnétiques dans les structures périodiques a ensuite été mentionnée par L. Brillouin en 1953 [1]. Au début des années 60, R.E. Collins s'inspire des travaux de Bragg. Il démontre qu'à plus basse fréquence, dans le domaine centimétrique, un matériau, dont la constante diélectrique est structurée périodiquement, présente des caractéristiques de propagation remarquables [2].

En effet, la propagation d'une onde électromagnétique dans un tel milieu est fortement perturbée pour certaines longueurs d'onde bien précises alors que le matériau est transparent aux autres longueurs d'ondes (figure I.9). Ces plages de fréquences pour lesquelles la réflexion est totale ont été appelées bande interdite photonique (BIP) ou Periodic Band Gap (PBG) pour les chercheurs qui les ont tout d'abord étudiées dans le domaine de l'optique.

Afin d'être plus rigoureux d'un point de vue sémantique, nous préférons utiliser dans notre cas les acronymes BIE (Bande Interdite Electromagnétique) ou EBG (electromagnetic band gap) qui correspondent mieux au domaine fréquentiel des microondes.

Les dimensions mises en jeu dans la périodicité des structures, même si elles sont plus importantes que dans le domaine des rayons X qui met en jeu des grandeurs moléculaires, restent

relativement faibles aux fréquences microondes. Pour ces raisons, les applications des BIE ont été peu nombreuses et concernent essentiellement des structures monodimensionnelles à basse fréquence comme les grilles métalliques et les Surfaces Sélectives en Fréquence (SSF) pour des réalisations de polariseurs et de réflecteurs [3, 4, 5].

Suite à ces balbutiements et face aux problèmes de modélisation et de réalisation, les structures périodiques sont quelque peu tombées dans l'oubli pendant de nombreuses années. Il faudra attendre le développement des outils d'analyse numérique et des procédés de fabrication pour amorcer un regain d'intérêt de la communauté scientifique envers les structures périodiques.

A la fin des années 80, le professeur Eli Yablonovitch pose un des principaux jalons dans l'histoire des structures périodiques en étant le premier à réaliser dans le domaine des microondes une structure artificielle présentant une bande interdite autour de 14 GHz, dans les trois dimensions de l'espace : la désormais célèbre Yablonovite. Cette structure représentée sur la figure I.1 s'inspire de la maille cristalline du diamant, les trois réseaux périodiques qui la composent sont décalés entre eux d'un angle de 120° [11].

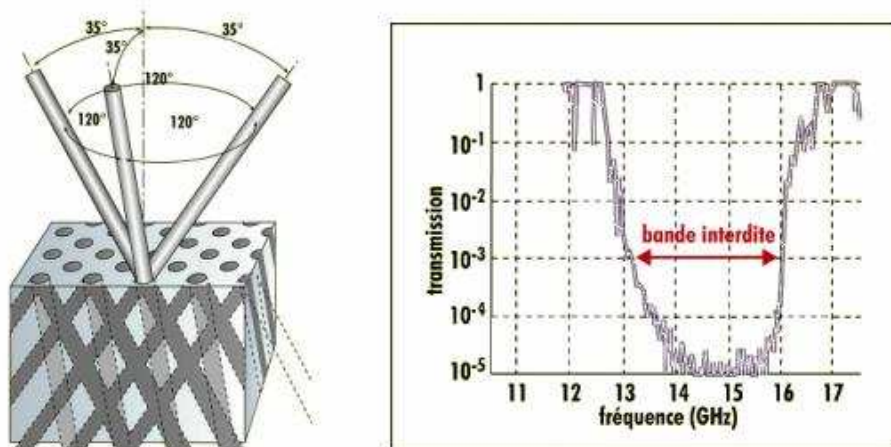


Figure I.1 : Schéma de principe de la fabrication de la yablonovite et résultat de la mesure en espace libre du prototype, source [11].

A partir de là, les recherches portant sur les structures périodiques se sont énormément développées tant sur le plan fondamental qu'appliqué dans les domaines de l'optique, des antennes et des circuits microondes. Nous verrons plus loin dans ce chapitre, quelques exemples d'applications de la théorie des structures périodiques dans ces différents domaines.

Les structures périodiques dans la nature [6 à 11]

De nombreuses créations humaines sont inspirées de la nature et les structures périodiques ne dérogent pas à cette règle. L'opale, par exemple, est une pierre fine qui offre à l'observateur des reflets irisés changeant avec l'orientation de la lumière. Ce phénomène est dû à sa surface qui est recouverte de billes de silice très régulières que ce soit dans leurs dimensions ou dans leurs dispositions (figure I.2). Les dimensions de ces structures périodiques sont extrêmement faibles et perturbent la lumière dans le domaine du visible en reflétant préférentiellement certaines longueurs d'onde.

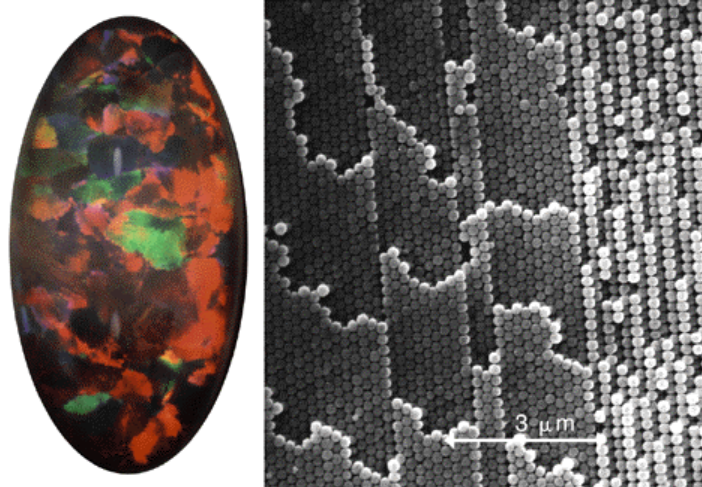


Figure I.2 : Image d'une opale avec un plan rapproché des billes de silice à sa surface [11]

Récemment, des scientifiques Australiens et Anglais se sont intéressés à un ver marin dont le dos, couvert de longs filaments lui a valu le surnom de souris de mer [11]. Ces épines dorsales sont constituées d'un grand nombre de cylindre hexagonaux empilés en couches et forment donc une sorte de structure périodique. La disposition des cylindres est telle que ses épines changent de teinte selon l'angle sous lequel elles sont éclairées. Ainsi, pour un éclairage perpendiculaire, la réflexion de la lumière est quasiment sans perte dans une bande de fréquence très fine, c'est à dire dans une couleur très pure : le rouge (figure I.3). Ces épines composées de protéines sont donc une arme de dissuasion anti-prédateur. L'optimisation de l'utilisation de la lumière est vitale pour l'animal qui vit à une profondeur où très peu de lumière perce.



Figure I.3 : Selon l'angle d'éclairage, le poil de la souris de mer passe du vert-bleu au rouge vif [8]

I.2. Théorie et applications des Structures Périodiques Electromagnétiques (SPE)

Nous n'avons pas ici la prétention de faire une étude analytique exhaustive du comportement très complexe des structures périodiques. Pour cela, le lecteur pourra se référer à des études théoriques plus poussées [1]. Pour des structures bidimensionnelles ou tridimensionnelles, il n'existe souvent pas d'alternative au calcul numérique.

I.2.1. Propagation dans une SPE [6]

La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu diélectrique (ϵ , μ) sans pertes est régie par les équations de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{et} \quad \vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{I-1})$$

La propagation du champ électrique \vec{E} sera définie par l'équation d'onde suivante :

$$\Delta \vec{E} - \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad \text{ou} \quad \square \vec{E} = 0 \quad \text{avec} \quad \square = \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \Delta \quad (\text{I-2})$$

En prenant pour exemple une propagation de l'onde EM dans une seule direction (selon x), nous avons :

$$\vec{E} = E(x) \cdot e^{j\omega t} \vec{e}_x \quad \text{avec} \quad \epsilon_0 \mu_0 = \frac{1}{c^2} \quad \text{et} \quad \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon(x) \quad (\text{I-3})$$

$\epsilon(x)$: permittivité relative

$$\text{L'équation (I-2) devient alors : } \square \vec{E}(x) = 0 \quad \text{avec} \quad \square = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\omega^2 \epsilon(x)}{c^2} \quad (\text{I-4})$$

E: champ électrique ; ω : pulsation ; ϵ : permittivité relative ; c : célérité dans le vide

Nous pouvons appliquer cette équation à la propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau constitué d'une alternance périodique de couche d'air et de diélectrique, de permittivités respectives ϵ_{R1} et ϵ_{R2} (figure I.4).

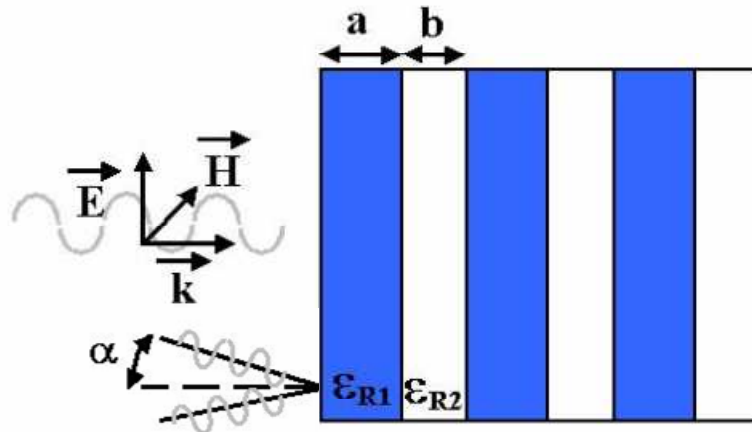


Figure I.4 : Propagation d'une onde électromagnétique à travers un matériau périodique, constitué d'une alternance de couches diélectriques différentes et domaine d'efficacité de la structure périodique monodimensionnelle en fonction de l'angle α d'incidence de l'onde.

La permittivité relative du matériau peut alors se définir comme une fonction périodique de la position sur l'axe de propagation x (figure I.5).

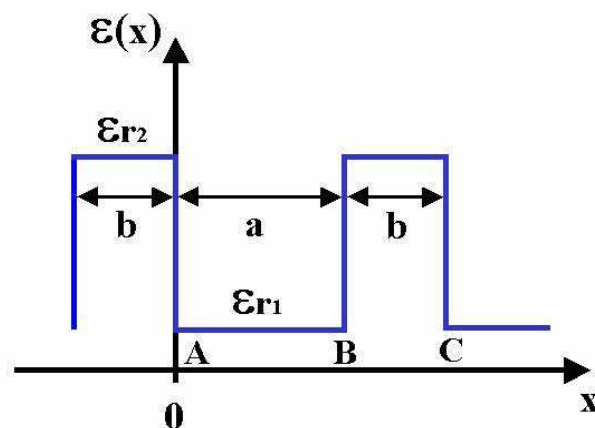


Figure I.5 : Périodicité de la constante diélectrique

L'équation d'onde (I-4) peut être décrite dans les deux milieux de propagation par les équations suivantes :

$$\text{Si } A < x < B \quad \varepsilon_{R_1}(x) = 1 \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 E_1(x)}{\partial x^2} + \frac{\omega^2}{c^2} \cdot E_1(x) = 0 \quad (\text{I-5})$$

$$\text{Si } B < x < C \quad \varepsilon(x) = \varepsilon_{R_2} \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 E_2(x)}{\partial x^2} + \frac{\omega^2}{c^2} \cdot \varepsilon_{R_2} \cdot E_2(x) = 0 \quad (\text{I-6})$$

Ces deux équations ont pour solutions :

$$E_1(x) = A_1 \cdot \sin(\alpha \cdot x) + B_1 \cdot \cos(\alpha \cdot x) \quad \alpha = \frac{\omega}{c} \quad (\text{I-7})$$

$$E_2(x) = C_1 \cdot e^{-\beta x} + D_1 \cdot e^{\beta x} \quad \beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_{R_2}} \quad (\text{I-8})$$

En appliquant les conditions aux limites en $x = B$, c'est à dire en assurant la continuité des composantes tangentielles des champs électriques, il vient :

$$E_1(x=B) = E_2(x=B) \quad (\text{I-9})$$

$$\frac{\partial E_1(x=B)}{\partial x} = \frac{\partial E_2(x=B)}{\partial x} \quad (\text{I-10})$$

Enfin, la condition de périodicité sur la permittivité $\varepsilon(x)$ et sur sa dérivée $\frac{\partial \varepsilon(x)}{\partial x}$ permet d'obtenir

$$\varepsilon(x) = \varepsilon(x + a + b) \quad (\text{I-11})$$

$$\frac{\partial \varepsilon(x)}{\partial x} = \frac{\partial \varepsilon(x+a+b)}{\partial x} \quad (\text{I-12})$$

La résolution de ce système d'équations permet d'écrire :

$$\text{ch}(\beta \cdot b) \cdot \cos(\alpha \cdot a) - \frac{(\beta^2 + \alpha^2)}{2 \cdot \alpha \cdot \beta} \cdot \text{sh}(\beta \cdot b) \cdot \sin(\alpha \cdot a) = \cos(k \cdot (a + b)) \quad (\text{I-13})$$

$\vec{k} = k \cdot \vec{e}_x$: vecteur d'onde

$$\text{ch}(\beta \cdot b) \cdot \cos(\alpha \cdot a) - \frac{(\varepsilon_R + 1)}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_R}} \cdot \text{sh}(\beta \cdot b) \cdot \sin(\alpha \cdot a) = \cos(k \cdot (a + b)) \quad (\text{I-14})$$

$$\text{ch}\left(\frac{2\pi}{c} \cdot b \cdot \sqrt{\varepsilon_R} \cdot f\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi a}{c} \cdot f\right) - \frac{(\varepsilon_R + 1)}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_R}} \cdot \text{sh}\left(\frac{2\pi}{c} \cdot b \cdot \sqrt{\varepsilon_R} \cdot f\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi a}{c} \cdot f\right) = \cos(k \cdot (a + b)) \quad (\text{I-15})$$

Cette équation ne possède de solution que lorsque son premier membre est compris entre -1 et 1 . Celui-ci pouvant également être supérieur à 1 , nous trouverons des cas pour lesquels l'onde électromagnétique ne se propagera pas ; c'est ce que nous appellerons la bande interdite électromagnétique (BIE).

Pour des valeurs de a , b et ε_r vérifiant cette condition, on pourra représenter l'équation (I-15) en fonction de la fréquence (figure I.6).

I.2.2. Structures périodiques monodimensionnelles

La façon la plus évidente de réaliser un matériau à BIE et également la plus proche du modèle analytique présenté dans le deuxième paragraphe de ce chapitre est d'aligner successivement et périodiquement ces couches de matériaux de natures différentes.

Le miroir de Bragg est le plus simple des matériaux BIP à une dimension. Ce dispositif consiste en une alternance de couches planes de diélectrique de largeur égale au demi de la longueur d'onde guidée dans le matériau (figure I.7). Si les permittivités relatives ε_{R_1} et ε_{R_2} des diélectriques présentent un contraste suffisamment important $\left(\frac{\varepsilon_{R_1}}{\varepsilon_{R_2}} > 2\right)$, l'onde traversant ce milieu inhomogène sera perturbée.

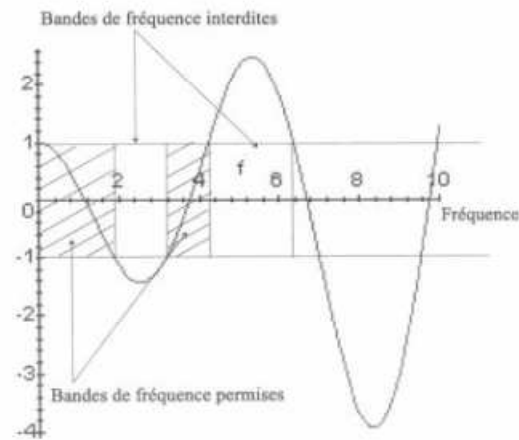


Figure I.6 : Représentation fréquentielle de la fonction I.15, obtention des bandes de propagation permises et interdites

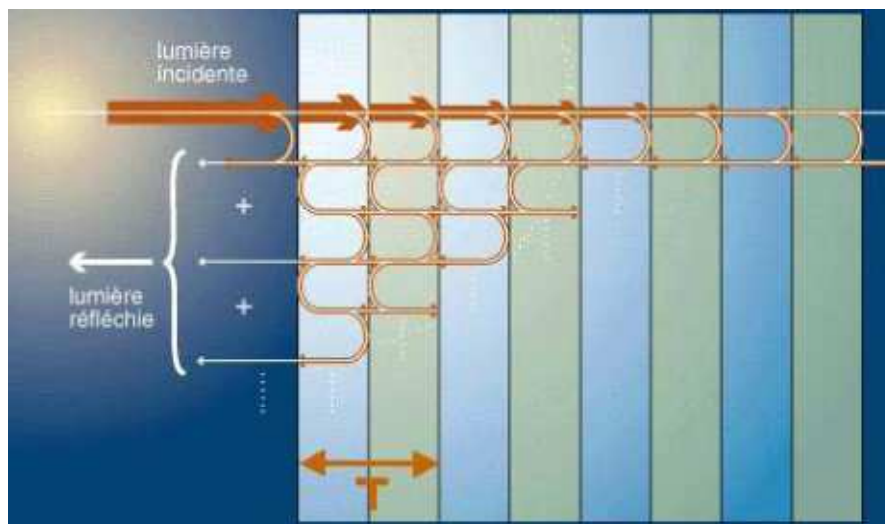


Figure I.7 : Schéma de principe du miroir de Bragg

Les portions d'énergie réfléchies aux interfaces entre les deux matériaux se retrouvent donc, après un trajet de λ_g , en phase avec l'onde réfléchie à l'interface précédente. Pris dans sa globalité, ce phénomène est constructif pour l'onde réfléchie à l'extérieur du matériau. Ce dernier se comporte comme un miroir. En étudiant le comportement de ce dispositif en transmission, on obtient une succession de bandes interdites centrées sur la fréquence $f = \frac{c}{\lambda_g} = \frac{c}{T}$ et sur ses harmoniques (figure I.8).

Le facteur limitatif de ces structures monodimensionnelles reste leur forte sensibilité à l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique. Si la structure périodique n'est pas orientée normalement par rapport à l'onde incidente, la bande interdite se détériore très rapidement avec l'angle d'inclinaison (figure I.4).

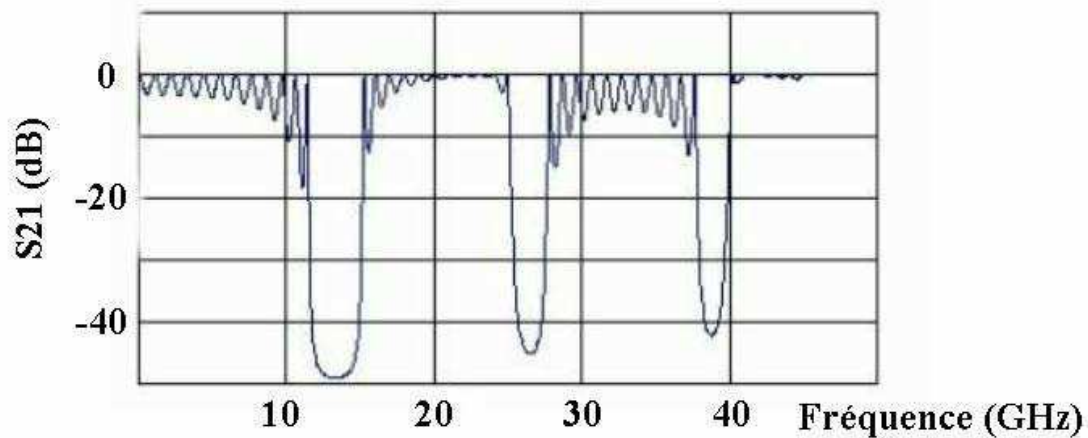


Figure I.8 : Réponse électromagnétique fréquentielle en transmission de la structure de Bragg.

Pour pallier cet inconvénient, le recours à des structures périodiques bidimensionnelles est nécessaire.

I.2.3 Les structures périodiques bidimensionnelles

Dans ce type de structures, la périodicité est assurée suivant deux dimensions et la structure reste homogène dans la troisième dimension. La sensibilité à l'incidence de l'onde y'est donc moindre que pour les structures à une dimension.

Nous allons, dans ce paragraphe, décrire deux types de structures bidimensionnelles : les structures périodiques diélectriques et les structures périodiques métalliques.

I.2.3.1 Structures périodiques diélectriques

Une des caractéristiques des structures périodiques diélectriques est de posséder une bande permise basse fréquence. Du continu jusqu'à la première bande interdite, le niveau de transmission est proche de 0 dB et le matériau est donc quasiment transparent et sans effet sur les ondes électromagnétiques (figure I.9).

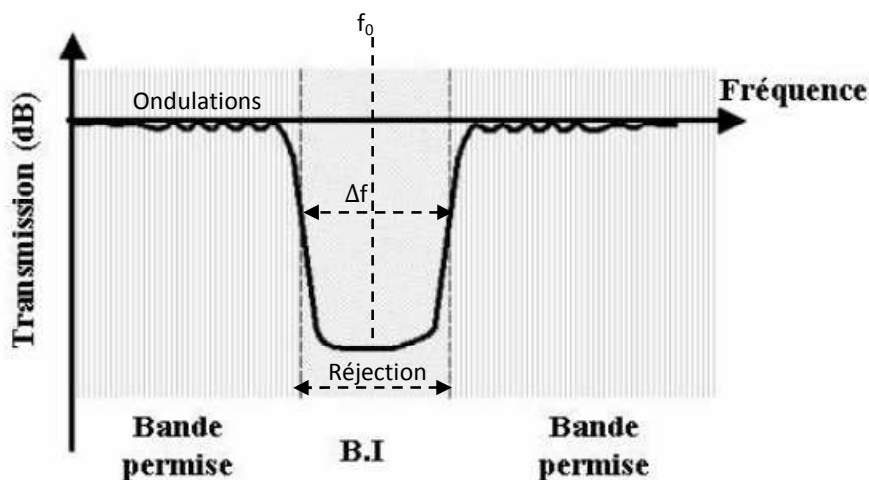


Figure I.9 : Réponse en fréquence type d'une structure périodique diélectrique.

Dans la littérature, nous pouvons distinguer deux types de structures périodiques bidimensionnelles représentés sur la figure I.10.

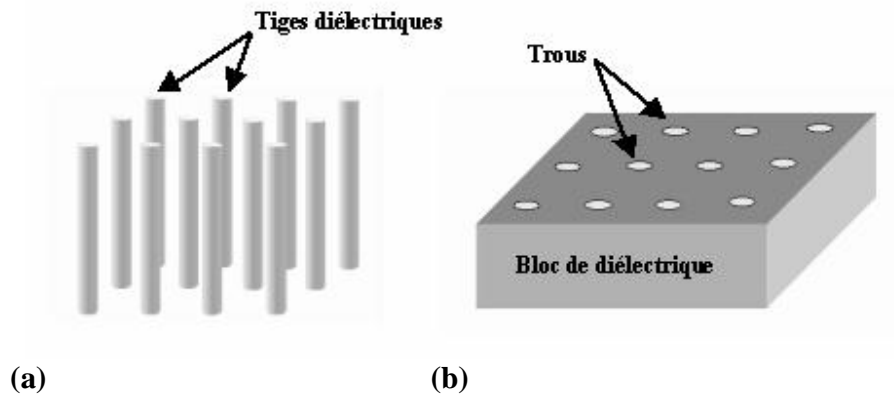


Figure I.10 : Structures diélectriques périodiques bidimensionnelles déconnectée (a) et connectée (b)

Dans ces deux cas, les tiges de diélectrique ou les colonnes d'air peuvent être disposées de différentes manières suivant des motifs élémentaires. Nous n'en présenterons que les principaux sur la figure I.11.

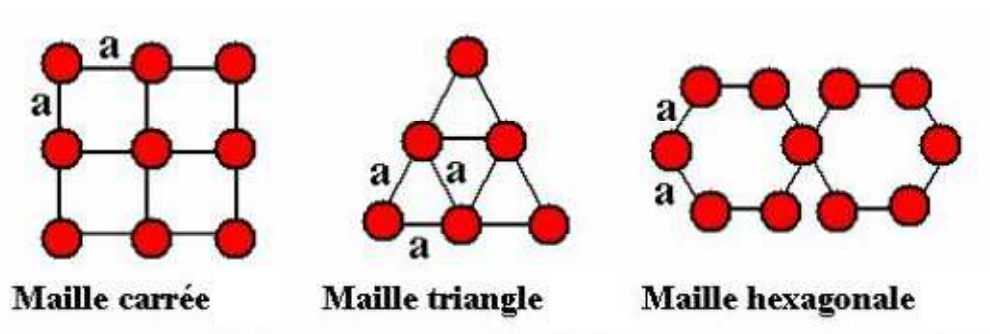


Figure I.11 : Principales mailles utilisées pour les réseaux périodiques 2D.

Les critères permettant de qualifier une bande interdite sont les suivants : la fréquence centrale f_0 , la réjection maximale dans la bande, la largeur de la bande interdite Δf et l'ondulation de la transmission hors bande interdite (figure I.9).

I.2.3.2 Structures périodiques métalliques

L'utilisation du métal qui pose un problème aux fréquences optiques est parfaitement envisageable aux fréquences qui nous intéressent dans le domaine des microondes. L'étude des structures périodiques métalliques remonte aux années 50 avec les grilles métalliques unidimensionnelles de polariseur et réflecteur [3,4]. Dans les années 60, apparaissent ensuite des structures périodiques métalliques surfaciques : les surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surface) [12], [16], [19].

Aux basses fréquences, la structure métallique peut être considérée comme un mur métallique parfait. Elle possède donc, du continu jusqu'à une certaine fréquence appelée fréquence plasmon, une bande interdite que l'on appelle bande interdite d'ordre zéro ou bande plasmon. C'est une différence fondamentale des structures métalliques comparées aux structures diélectriques qui possèdent-elles une bande permise basse fréquence. Sigalas a démontré [20] que la fréquence

plasmon correspondait à une longueur d'onde égale à deux fois le pas du réseau : p , on obtient donc dans l'air :

$$f_p = \frac{c}{2 \cdot p} \quad (\text{I-16})$$

Sur la figure I.12 sont représentés les résultats de mesure et de simulation de T. Brillat [7] concernant un réseau carré de 14×7 tiges de cuivre illuminé par une onde électromagnétique en espace libre.

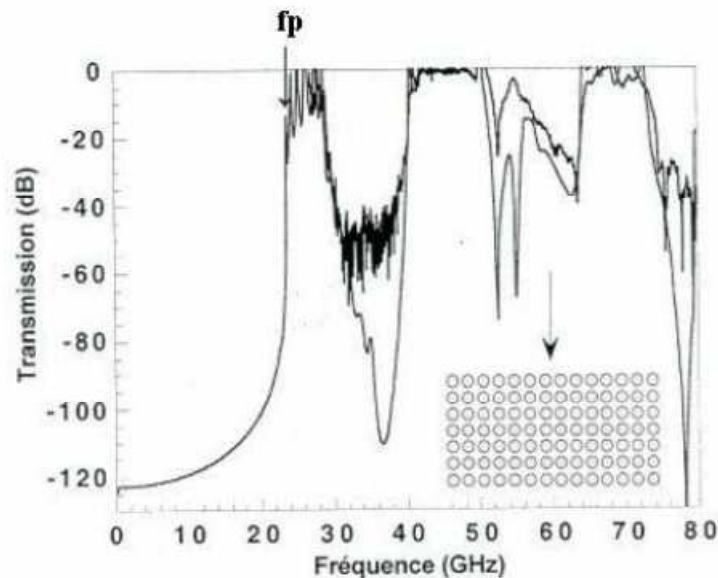


Figure I.12 : Diagramme de transmission en espace libre et polarisation TM d'un réseau carré de 14×7 tiges de cuivre (Simulation et Mesures)

I.2.4 Structures périodiques tridimensionnelles [8 à 10], [16 à 18]

L'évolution ultime est une structure périodique selon les trois dimensions de l'espace et offrant une bande interdite quelles que soient l'incidence et la polarisation de l'onde électromagnétique l'éclairant. Ce cas particulier est appelé bande interdite totale. Ce sont évidemment des structures complexes à modéliser, dont le comportement est difficile à prévoir et dont la fabrication est encore plus délicate. Afin d'obtenir une périodicité tridimensionnelle, les chercheurs s'inspirent des mailles cristallines, c'est par exemple le cas de la yablonovite présentée précédemment qui s'inspire de la structure cubique face centrée du diamant.

Un autre modèle de structure périodique tridimensionnelle a été proposé par l'équipe du Ames Laboratory. Il s'agit de la structure "tas de bois" dont le principe est présenté sur la figure I.34(a).

Avec les nouvelles techniques d'usinage du Silicium permettant d'atteindre des précisions de l'ordre de la dizaine de micromètres, cette structure est moins complexe à réaliser que la yablonovite [17, 18]. On présente, sur la figure I.13, la mesure d'une réalisation sur silicium [9, 10], la période des cristaux est de $490 \mu\text{m}$ sur 6 épaisseurs. La bande interdite complète obtenue est centrée sur 265 GHz avec 19 % de largeur de bande.

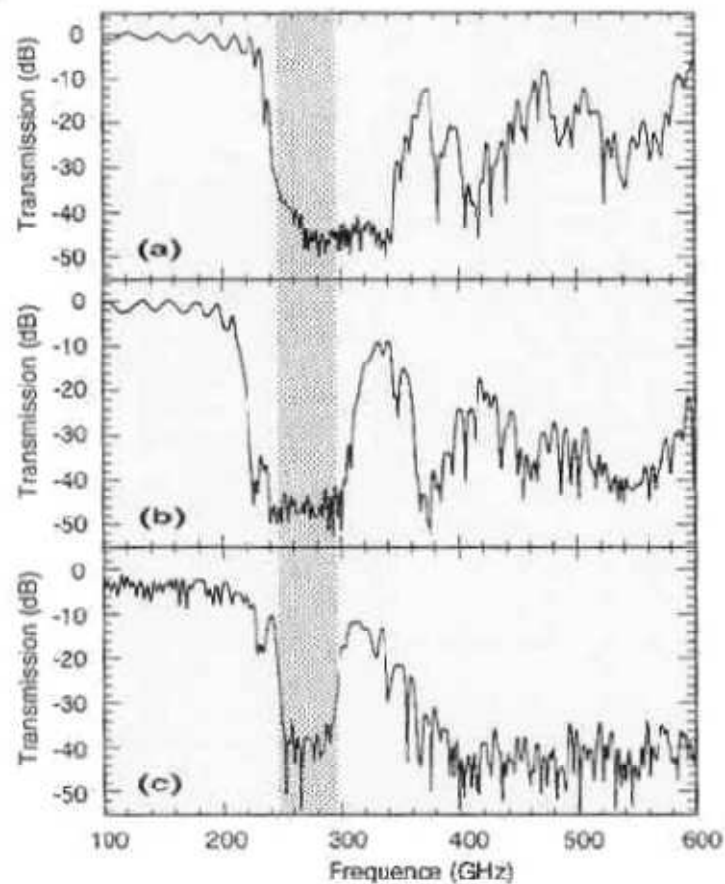


Figure I.13 : Réponses expérimentales en transmission pour différentes orientations de l'onde incidente sur la structure tas de bois de la figure I.34(a): -a- suivant la direction de l'empilement -b- à 45° de la direction de l'empilement -c- perpendiculaire à la direction de l'empilement. La bande grisée fait apparaître la bande interdite complète, source [11].

I.2.5. APPLICATIONS

Les applications de cette propriété tout à fait remarquable de bande interdite en fréquence sont nombreuses. Nous allons, dans cette partie, en présenter quelques unes que nous classerons en deux catégories : le filtrage de type fréquentiel et le filtrage de type spatial.

I.2.5.1 Filtres naturels de rejection :

I.2.5.1.1 Filtrage fréquentiel

Les propriétés de bande interdite d'une structure périodique rendent possible le filtrage d'une onde électromagnétique dans le plan fréquentiel. Ceci est réalisé en favorisant la transmission de certaines fréquences et en prohibant la propagation d'autres fréquences. L'application la plus directe est l'utilisation de la bande interdite en fréquence comme d'un filtre stop bande. Nous trouvons dans la littérature, des applications de ce concept comme par exemple T. Itoh [21] qui réalise un motif périodique en ne gravant que partiellement le plan de masse d'un substrat supportant une ligne microruban (figure I.14).

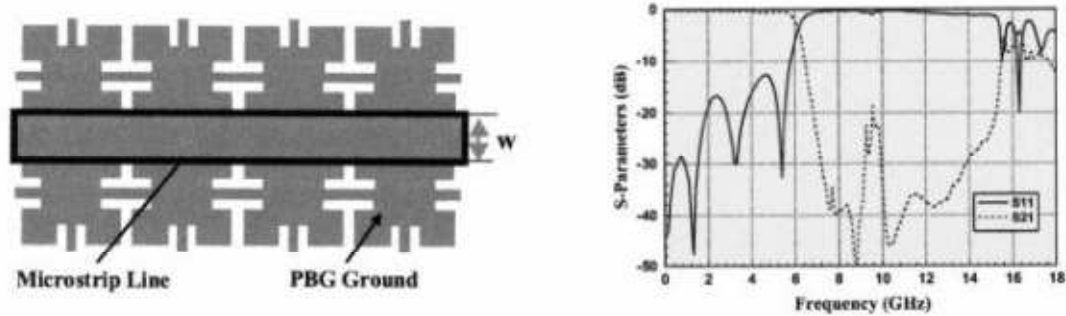


Figure I.14: Schéma de la structure périodique et mesure des paramètres S de la ligne micro-ruban [21].

Une application de type de cavité est l'antenne radome développée par l'équipe CREAPE de l'IRCOM [22, 23]. Un empilement de disques de diélectrique est utilisé afin de créer une structure périodique comportant un défaut et définissant une cavité à fort coefficient de surtension (figure I.15). Cette cavité est excitée par une antenne patch classique placée en son centre. La répartition électromagnétique du mode considéré dans la cavité est compatible avec la présence d'un mur métallique en son centre. Une demi-cavité est donc définie entre le radome et le plan de masse du patch comme représenté sur la figure I.16.

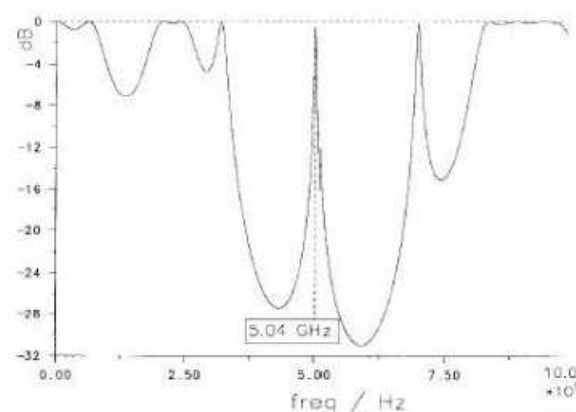


Figure I.15 : Facteur de transmission de la structure périodique. Un mode de défaut apparaît à 5.04 GHz [11].

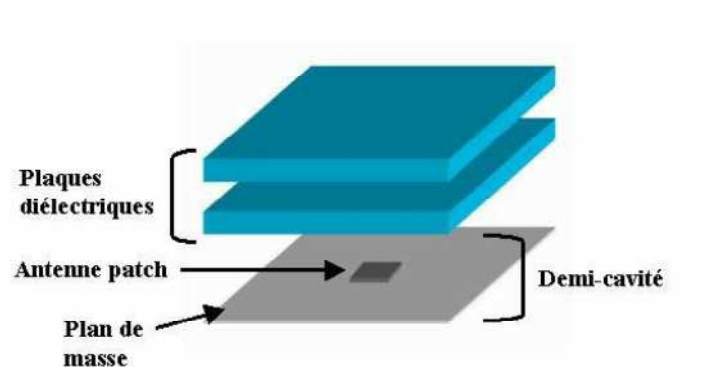


Figure I.16 : Schéma de principe de l'antenne radome : une demi-structure périodique à défaut 1D est associée à un patch rayonnant [11].

I.2.5.1.2 Filtrage spatial

Pour cette application, c'est la propriété d'isolation dans la bande interdite qui est mise à profit. La structure périodique est utilisée comme un mur réflecteur et permet de confiner le champ électromagnétique ou de supprimer l'apparition de modes parasites.

Dans l'exemple qui suit, une structure périodique bidimensionnelle est utilisée afin d'améliorer la mise en boîtier d'un module de transmission optoélectronique à 40 Gbit/s en supprimant les modes parasites qui peuvent apparaître [24]. Comme nous pouvons le voir sur la figure I.17, un réseau de tiges métalliques parallèles est introduit dans le boîtier de part et d'autre de la ligne microruban et de la puce MMIC : Circuit Intégré Monolithique Hyperfréquence (ou dans sa dénomination anglaise: Monolithic Microwave Integrated Circuit). Le pas du réseau et les dimensions des tiges sont calculés de manière à obtenir une large bande de fréquences interdites (bande de fréquence visée 0 – 50 GHz).

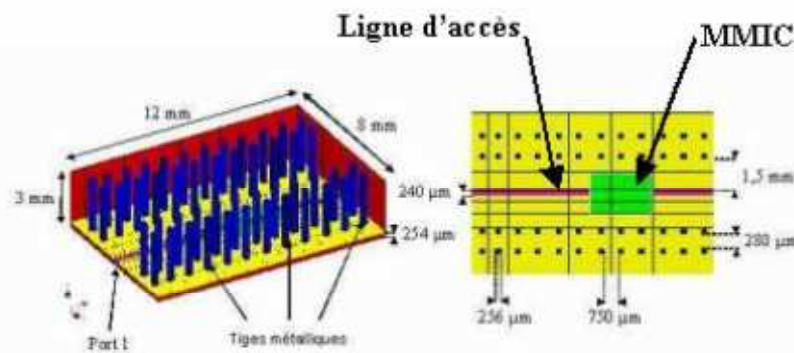


Figure I.17 : Vue du module et du réseau de barreaux métalliques [24].

Confinement de l'énergie électromagnétique

Le principe de bande interdite peut être utilisé pour transmettre une onde électromagnétique à l'aide d'un guide d'onde intégré au substrat. La structure périodique remplace alors les murs métalliques du guide d'onde classique. Dans l'exemple suivant [25], un coupleur résonnant quatre ports est réalisé dans un réseau périodique bidimensionnel de tiges métalliques. Un certain nombre de tiges est retiré du réseau afin que la branche directe soit monomode et que la branche transversale soit multimode (figure I.18).

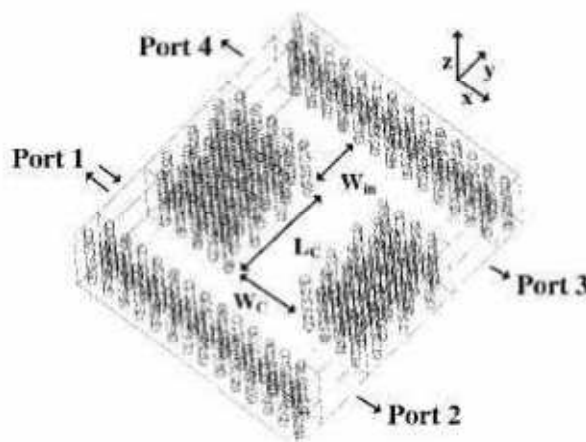


Figure I.18 : Vue schématique du coupleur 4 ports délimité dans un réseau périodique bidimensionnel [25].

Cette propriété de confinement électromagnétique est également utilisée pour délimiter des cavités résonantes à l'aide de réseaux périodiques. Dans une publication de 1999 [26], l'auteur définit une cavité dans un bloc de duroïd en retirant un élément d'un réseau périodique bidimensionnel de tiges métalliques (figure I.19).

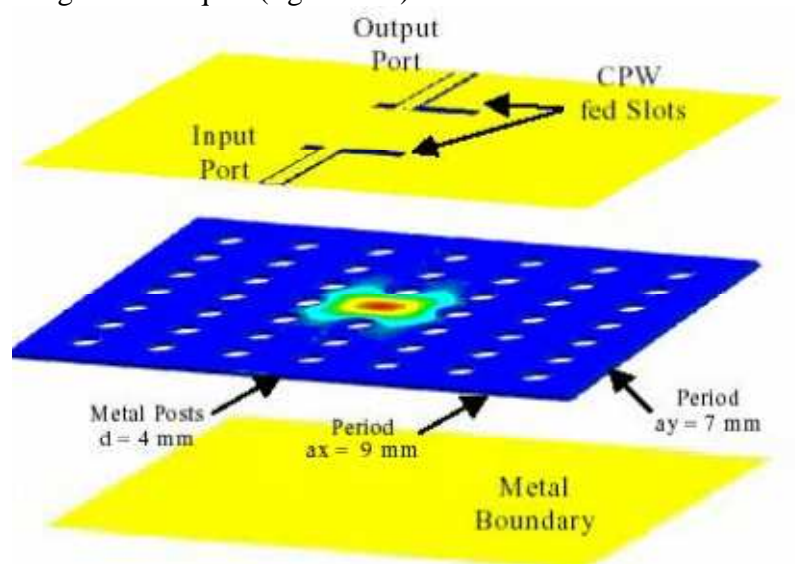


Figure I.19 : Répartition du champ électrique dans le défaut de la structure métal-diélectrique [26].

L'un des points forts de ce type de structure est son potentiel d'accordabilité. En effet, on peut imaginer toute sorte de moyens tels que des diodes ou des MEMS pour commuter ou non les tiges métalliques et ainsi accorder le fonctionnement du circuit [27, 28].

I.2.5.2 Filtres artificiels de rejection [29 à 81]:

D. R. Smith, et al, de l'Université de Californie à San Diego (UCSD) ont réalisé un premier prototype de matériaux possédant une perméabilité réelle négative. Ils ont proposé une structure alternant des SRRs (« Split Ring Resonator » en anglais : Anneaux Résonants Ouverts ARO) en cuivre en formes de C et des fils conducteurs réalisés par lithographie* sur le substrat [29 à 32] comme le montre la figure I.20.a. Ils réalisent ensuite un matériau plus compact sur circuit imprimé [33] (figure I.20.b).

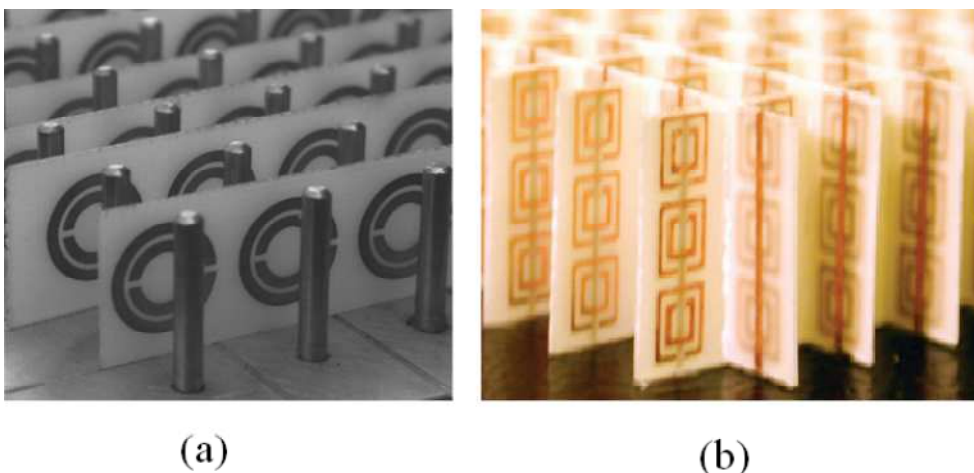


Figure I.20 : – (a) le premier prototype de matériau à indice négatif - (b) le matériau à indice négatif plus compact.

* (Art de reproduire par impression des dessins tracés avec une encre ou un crayon gras sur une pierre calcaire)

I.2.5.2.1 Filtres artificiels monodimensionnels [34 à 38]

Une catégorie de filtres artificiels est basée sur des lignes de transmission résonantes construites de métamatériaux combinant résonateurs sub-longueur d'onde, avec d'autres éléments comme les capacités série ou les inductances shunt, chargeant une ligne de transmission d'accueil pour obtenir un milieu de propagation avec des caractéristiques contrôlables. Les diviseurs de puissance, les coupleurs hybrides « rat-race », les déphaseurs, sont quelques exemples d'applications possibles de ces lignes de transmission résonantes de type métamatériau [34-36], qui offrent la possibilité d'améliorer la bande passante [37] ou le fonctionnement en bi- bande [38].

I.2.5.2.1.1 Filtres à base de cellules main droite et main gauche alternées [39 à 43]

Une des premières stratégies appliquées dans la conception de filtres basés sur ces lignes de transmission était la combinaison des différentes cellules à allure de main droite et de main gauche pour obtenir une réponse passe-bande [39-41]. Ces deux types de lignes de transmission présentent une transmission nulle au-dessus et en dessous de la première bande de transmission, ce qui permet d'obtenir une allure passe-bande avec des fronts montant et descendant raides (voir fig. I.21). Cette stratégie peut être appliquée à la conception des filtres à différentes largeurs de bande en utilisant soit lignes de transmission coplanaires à anneaux résonateurs divisés (SRR) [39, 42], soit des structures microrubans à anneaux résonateurs divisés complémentaires (CSRR) [40, 41, 43].

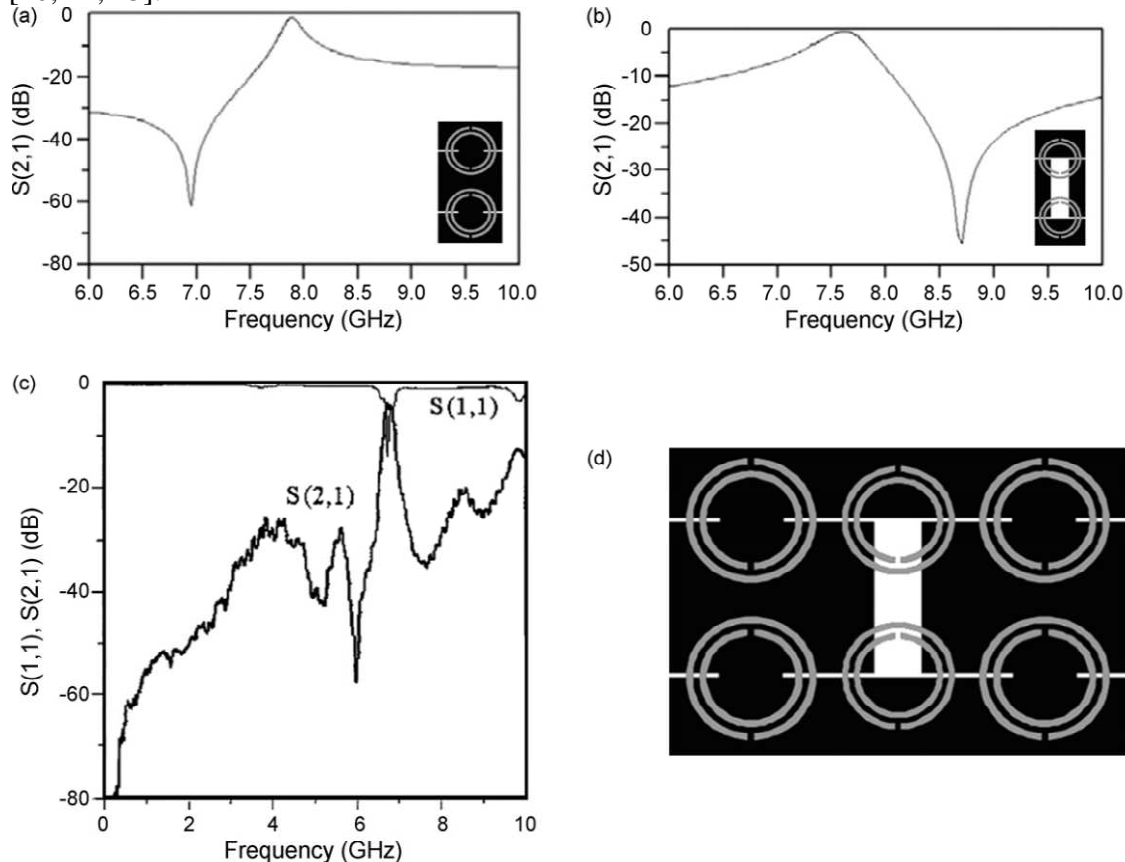


Figure I.21 : (a) Réponse fréquentielle d'une ligne CPW SRR main gauche. (b) Réponse fréquentielle d'une ligne droitère montée sur CPW SRR. (c) Réponse fréquentielle mesurée du filtre combinant une cellule unitaire droitère et deux gauchères. (d) Schéma du filtre combinant une cellule unitaire droitère et deux gauchères [39].

I.2.5.2.1.2 Filtres passe-bande ultra-large, à base de cellules équilibrées

Comme cela a été mentionné dans la section précédente, l'allure du composite droitier/gaucher que les lignes de transmission à base de CSRR présentent, permet de concevoir des lignes équilibrées ayant une large bande de transmission, pouvant être exploitées pour la conception de filtres à large bande. Les cellules purement résonantes et les cellules hybrides, les deux catégories peuvent être conçues de sorte qu'elles soient équilibrées. Quelques exemples, incluant les deux types de lignes de transmission sont donnés ci-dessous. La figure I.22 montre un filtre passe-bande ultra-large (UWBPF) conçu suivant la stratégie décrite.

Le filtre a été conçu pour couvrir le masque standard des communications Ultra Large Bande UWB, allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz, comme indiqué dans la figure I.22(b). L'inclusion des petits CSRRs n'entraîne aucune extension de la surface totale du périphérique, qui est de l'ordre 1,5 cm x 0,4 cm.

Ces résonateurs supplémentaires sont utiles, non seulement pour contrôler la limite supérieure de la bande de transmission, mais aussi pour inclure des pôles d'atténuation, appropriés pour le rejet de signaux d'interférence qui apparaissent à l'intérieur de la bande de transmission [44].

Les UWBPFs peuvent être implémentés non seulement avec des lignes de transmission purement résonantes à base de métamatériaux, mais aussi avec des cellules équilibrées hybrides [45]. La figure I.23 montre un exemple de ce genre de filtres UWB. Le filtre a été conçu pour satisfaire à un ensemble de spécifications sévères: la surface du dispositif $A < 1 \text{ cm}^2$, pertes d'insertion $IL < -80 \text{ dB}$ à 2 GHz, bande passante de 3,5 GHz à 9 GHz.

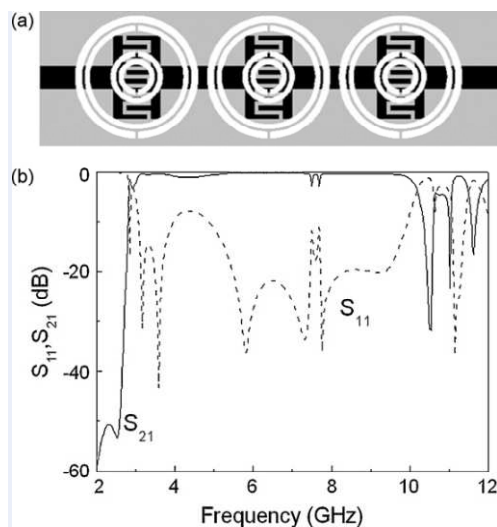


Figure I.22 : (a) Schéma d'un filtre UWBPF à base de cellules équilibrées contenant des CSRRs supplémentaires pour contrôler la limite supérieure de la bande. (b) Réponse fréquentielle simulée du filtre montré en (a).

I.2.5.2.1.3 Méthodologie de conception des filtres passe-bande

La flexibilité de conception que les cellules hybrides permettent est, non seulement l'implémentation de filtres UWBPF basées sur des lignes équilibrées, mais aussi la conception de filtres standards basés sur des lignes non équilibrées. En 2006, une méthodologie complète de conception de filtres passe-bande planaire fondés sur des CSRRs a été présentée pour la première fois [46]. De tels filtres peuvent être modélisés comme il est montré dans la Fig. I.24(a), qui

représente une cascade d'inverseurs d'admittances avec admittance normalisée $\bar{J} = 1$, en alternance avec des résonateurs shunts accordés à la fréquence centrale du filtre. Ces résonateurs peuvent être des réservoirs résonant LC parallèle, donnant naissance au modèle montré dans la Fig. I.24(b). Tant que les admittances des éléments de résonance appliqués dans le la conception des filtres s'accordent avec ceux des réservoirs LC du modèle, au moins autour de la résonance, l'approximation ciblée (Chebyshev et Butterworth) peut être appliquée à la conception des filtres à bande passante limitée. Les inverseurs d'admittances peuvent être implémentés par le moyen de lignes de transmission de 90° . Le but est, comme dans le circuit de la Fig. I.24, de réaliser une transmission totale et $\phi = 90^\circ$ par cellule unité à la fréquence central du filtre, f_0 .

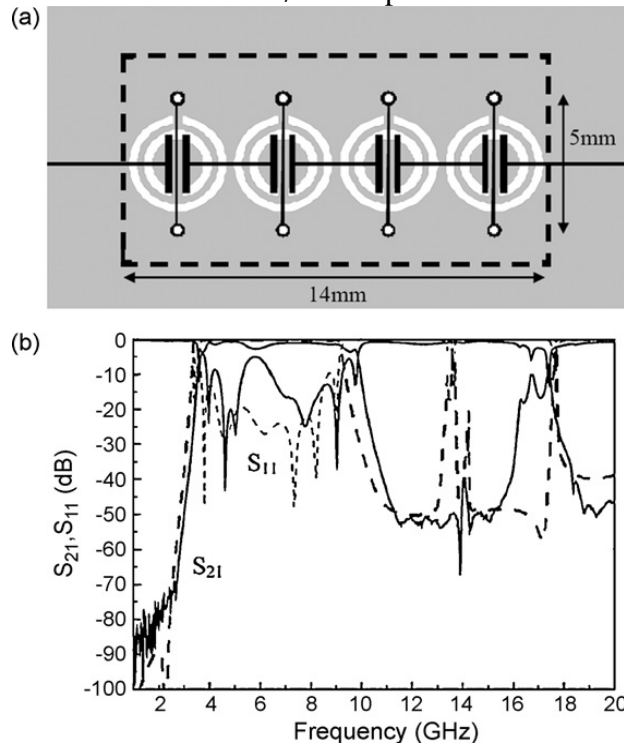


Figure I.23 : (a) schéma du filtre UWB à base de cellules hybrides. (b) Réponse fréquentielle du filtre. La ligne pointillée représente la réponse simulée, tandis que la ligne continue représente la réponse mesurée.

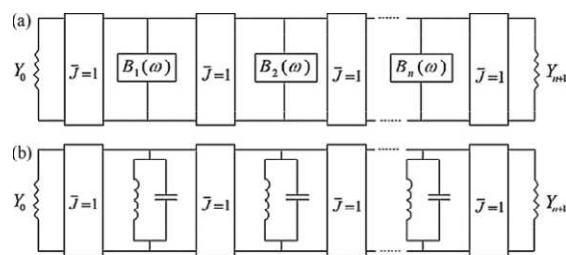


Figure I.24 : (a) filtre passe-bande composé d'inverseurs d'impédance et de résonateurs shunt. (b) modèle de filtre passe-bande à base de réservoirs résonants LC comme résonateurs shunt.

La possibilité que les lignes de transmission de métamatériaux offrent, pour contrôler le déphasage et l'impédance caractéristique des lignes simultanément, permet la conception de cellules unités nécessaires à l'implémentation du filtre. Comme il est expliqué en détail dans [46], et mentionné ci-dessus, les cellules unités formant le filtre doivent satisfaire à deux exigences à la fréquence centrale du filtre, f_0 : le déphasage doit être $\phi = 90^\circ$ et $|S_{21}|=1$, ceci se traduit par le fait qu'à f_0 , l'impédance caractéristique doit être l'impédance de référence des ports (habituellement 50Ω).

Le dispositif occupe une aire $A = 0.22\lambda \times 0.08\lambda$, qui est cinq fois inférieure à la superficie d'un filtre à base de CSRR avec des performances similaires selon [47]. La taille peut être réduite grâce à la petite taille électrique des (complementary spiral resonators) CSRs, bien que leur mauvais facteur de qualité cause des pertes d'insertion élevées.

Comme il a été mentionné ci-dessus, les filtres modélisés par le schéma de la figure I.24(b) peuvent être synthétisés en utilisant différentes topologies. Dans [48], une variante de la méthode précédente, est reportée, dans laquelle le même type de résonateurs combinant CSRRs et stubs shunts sont couplés par le moyen de lignes $\lambda/4$.

I.2.5.2.1.4 Autres approches

Comme structures perfectionnées, des lignes de transmission droitières/gauchères CRLH TLs à base de résonateurs coniques couplés peuvent être utilisées pour concevoir des filtres à bande large présentant une haute sélectivité en fréquence. Dans [49], un tel filtre implémenté dans la configuration métal-isolant-métal (metal insulator metal MIM) est présentée, montrant une bande passante fractionnelle de 115 % et une performance acceptable. Grâce à la non-linéarité et à la contrôlabilité du diagramme de dispersion des lignes de transmission CRLH, il est possible de concevoir des composants bi-bandes fonctionnant à des fréquences arbitraires. Dans [50], par exemple, des filtres passe-bande et coupe-bande, à base de résonateurs quart d'onde, ont été implémentés en remplaçant les lignes par des CRLH TLs chargées par LC. En faisant cela, la seconde fréquence opératoire, f_2 , où la phase est égale à $3\pi/2$, ne doit pas être un multiple impair de la première fréquence, f_1 , mais elle peut être choisie librement. Les résultats présentés dans [50] prouvent que cette stratégie peut être appliquée pour concevoir des filtres passe-bi-bandes et coupe-bande avec différentes largeurs de bandes et de bonnes performances.

Les lignes de transmission de metamateriaux peuvent également être utilisées pour implémenter des filtres à base de résonateurs passe-bandes à intensificateur d'impédance [51].

I.2.5.2.2 Filtres artificiels bidimensionnels

I.2.5.2.2.1 Filtrage coupe-bande

Shah Nawaz BUROKUR [52] a modélisé un filtre coupe-bande en démétallisant le plan de masse d'une ligne microruban 50 Ω . Tout d'abord, il présente une structure coupe-bande obtenue par un réseau de 4×4 Résonateurs d'Anneaux Fissurés Complémentaires (RAFC) (figure I.26). Le substrat employé est le RO4003CR avec une couche de cuivre d'épaisseur 35 μm sur chaque face. Sur une face, la couche de cuivre est convertie en un ruban conducteur par le procédé de fraisage mécanique. La largeur de la ligne standard est calculée sous LineCalc du logiciel ADS [53] pour un fonctionnement à 9,5 GHz et est de 1,858 mm. Sur l'autre face du substrat, des fentes en forme d'anneaux interrompus (les RAFCs) ont été pratiquées. Les différentes dimensions des RAFCs sont les mêmes que celles données sur la figure I.25(b). Ces dimensions sont celles utilisées pour les RAFs et dont la fréquence de résonance correspondante est de 9,5 GHz. Or, il se trouve que si les mêmes dimensions sont appliquées aux RAFCs, et donc par dualité, la fréquence de résonance ne change pratiquement pas. C'est la raison pour laquelle la largeur de la ligne microruban standard a été calculée pour une fréquence de 9,5 GHz.

Afin de calculer numériquement les réponses en réflexion et en transmission (fig. I.28) de cette structure avec le logiciel HFSS, la géométrie présentée sur la figure I.27 est créée. Le prototype fabriqué est présenté à la figure I.29. Le substrat a une épaisseur de 0,81 mm et une surface de $16,52 \times 16,52 \text{ mm}^2$. La ligne de transmission a une largeur de 1,858 mm et une longueur de 16,52 mm. La périodicité du réseau de RAFCs est de 3,63 mm et ainsi, le réseau a pour superficie $13,89 \times 13,89 \text{ mm}^2$. Donc, une longueur de 1,315 mm est laissée de chaque côté de ce

réseau sur le ruban pour les connecteurs SMA qui seront utilisés dans la partie expérimentale. Des ports d'alimentation sont placés à chaque bout de la ligne et une boîte de rayonnement est utilisée afin de simuler une structure ouverte qui rayonne dans l'espace libre.

Un autre type de filtre de rejection bidimensionnel est celui de Zachary M. et al [54]. Le métamatériau utilisé ici pour l'analyse et les mesures consiste en la répétition de résonateur en anneaux divisés symétriques (SSRR : symmetric split-ring resonator) montré à la figure I.30. La forme du SSRR a été introduite dans [55] et produit une perméabilité dispersive dans le sens normal aux anneaux.

Afin de réaliser le substrat métamatériau, le SSRR métallique est imprimé seize fois sur une bande diélectrique avec $\epsilon_r = 3.6$, épaisseur 0,5 mm, hauteur 5,0 mm et une longueur de 8.0 cm. La périodicité des SSRRs est de 5,0 mm. La périodicité latérale de 1,27 mm est obtenue par l'addition de deux bandes calles de largeur 0,38 mm. Le substrat final est composé de 36 périodes latérales. Le dispositif est complété par l'ajout d'une ligne microruban en aluminium de largeur 4,0 mm et du plan de masse (fig. I.31).

Les paramètres constitutifs du substrat métamatériau sont déterminés à partir de la simulation de la cellule unité qui consiste en des SSRRs centrés dans une zone du diélectrique de dimensions $5 \times 5 \times 1.27 \text{ mm}^3$. Le progiciel commercial CST Microwave Studio[®] (MWS) est utilisé pour trouver les paramètres S pour lesquels un algorithme présenté dans [56] est appliqué pour trouver les paramètres constitutifs du métamatériau. La dépendance en fréquence de la perméabilité normale au SSRRs est trouvée être semblable au modèle de dispersion de Lorentz [57].

A des fins de comparaison, un substrat est également construit de la même façon que le substrat diélectrique métamatériau mais seulement des bandes diélectriques sans anneaux sont utilisées. Les dimensions du substrat sont les mêmes.

La figure I.32(a) montre la puissance transmise obtenue à partir des simulations et des mesures. Les résultats de simulation pour le substrat diélectrique, qui ne sont pas représentés, sont en bon accord avec les mesures.

Le substrat métamatériau présente une bande interdite centré à 7,5 GHz tant pour la simulation que pour les mesures. Cela correspond au centre de la bande de fréquences négatives du modèle de Lorentz. D'autres simulations montrent qu'en réduisant la hauteur du substrat les pertes par rayonnement peuvent être réduites.

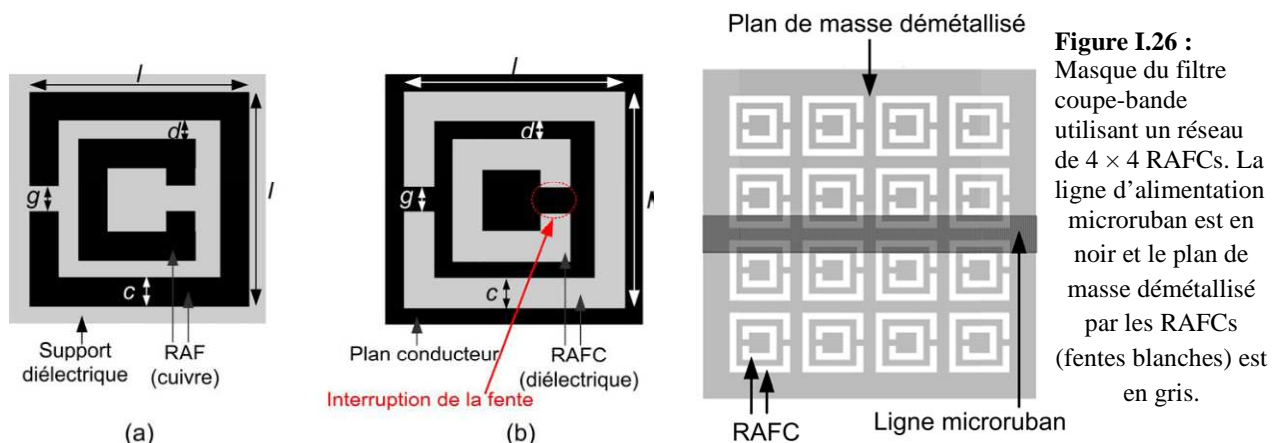


Figure I.25 : Géométrie du RAF et du RAFC avec $l = 3 \text{ mm}$ et $c = g = d = 0,33 \text{ mm}$.

Figure I.26 : Masque du filtre coupe-bande utilisant un réseau de 4×4 RAFCs. La ligne d'alimentation microruban est en noir et le plan de masse démetallisé par les RAFCs (fentes blanches) est en gris.

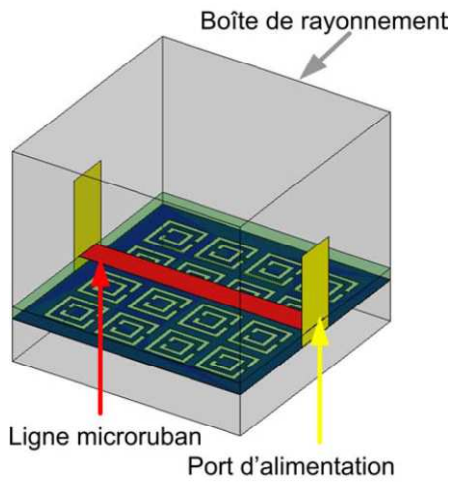


Figure I.27: Géométrie en 3-D de la structure coupe-bande pour la simulation sous HFSS [52].

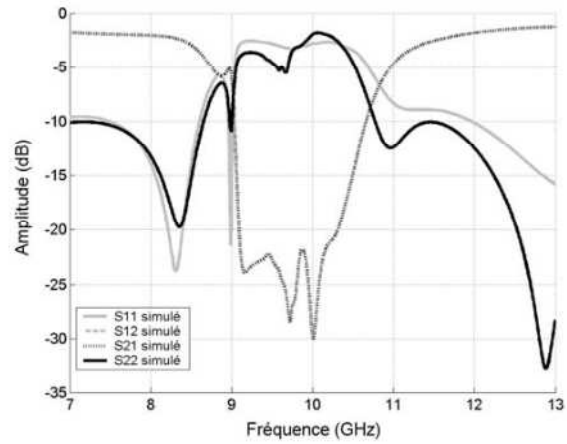


Figure I.28 : Amplitude des paramètres S obtenus en simulation pour la structure de la figure I.27 (4×4 RAFCs) [52].

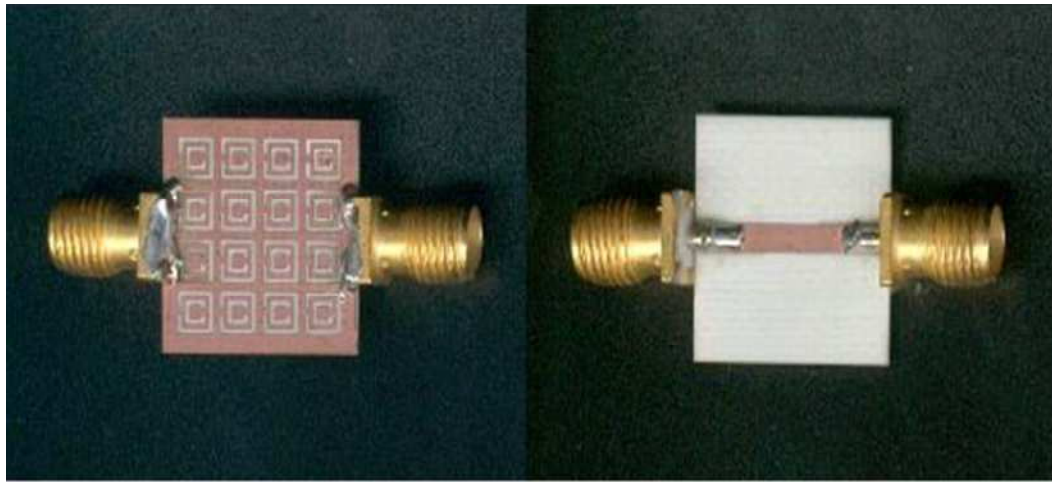


Figure I.29 : Face du dessus et du dessous du prototype fabriqué [52].

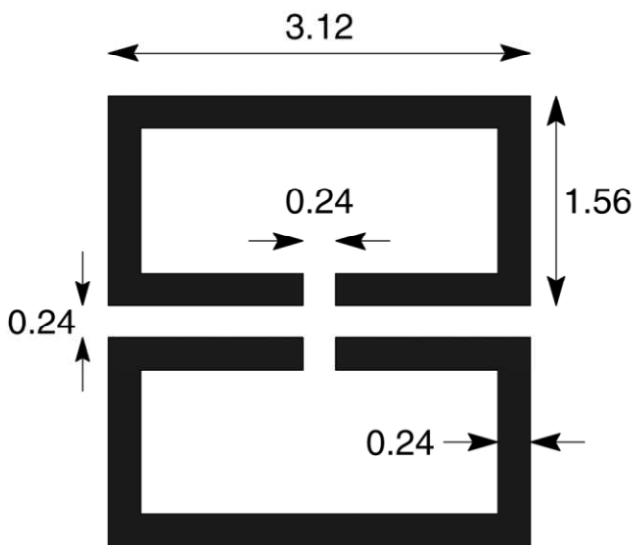


Figure I.30 : Résonateur symétrique à anneaux interrompus, dimensions en mm.

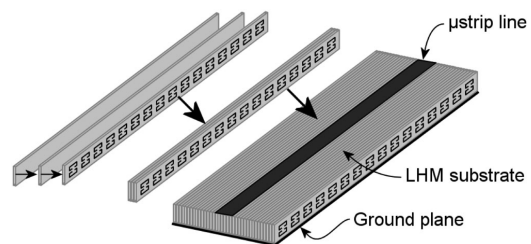


Figure I.31 : Vue schématique du substrat métamatériau construit par combinaison de bandes diélectriques avec et sans SSRRs dans un rapport de deux contre un.

Trente-six répétitions de cette périodicité sont combinées pour former le substrat. La dernière étape de la construction est l'ajout d'un microruban et d'un plan de masse.

I.2.5.2.2 Conception du filtre coupe-bande

On démontre que le substrat métamatériau peut améliorer les performances d'un filtre stop-bande simple créé par addition des stubs de circuit ouvert shunt aux lignes microruban. Le stub doit être un quart d'onde à la fréquence centrale choisie de la bande coupée, 6 GHz. La longueur d'onde est dérivée des mesures de la phase de transmission, $\angle S_{21}$, sur le substrat diélectrique. En premier, la vitesse de phase est calculée par

$$v_p = \frac{2\pi d}{d\varphi/df} \quad (\text{I-17})$$

où φ est la phase non-enveloppée, d est la longueur de la ligne microruban, et f la fréquence [58]. La longueur quart- d'onde l du ruban est alors estimé à

$$l = \frac{v_p}{4f} \quad (\text{I-18})$$

La phase non-enveloppée est assimilée à une ligne droite sur la fourchette de mesure de 5 à 8 GHz, comme le montre la figure I.33.

I.2.5.2.3 Filtres artificiels tridimensionnels [58 à 64]

La généralisation du principe des réseaux de Bragg aux trois dimensions de l'espace a donné naissance au concept de cristal photonique [58]. Dans ces milieux périodiques, la propagation des ondes électromagnétiques est régie par les phénomènes de diffraction. Leur étude est réalisée sur la base de concepts initialement propre à la physique du solide.

Yoonijae Lee et al [59] ont mis au point une structure EBG métamatérielle tridimensionnelle présentant une bande de réjection autour de 95 GHz, qui est la fréquence opératoire largement utilisée par des radars d'imagerie de sécurité. Ils ont d'abord déterminé la largeur de la tige (w) et la période (a) sur la base de bande interdite de fréquences donnée dans le diagramme de dispersion. Ils ont utilisé la méthode "finite difference time domain" (FDTD) pour le calcul du diagramme de dispersion de la structure EBG tas de bois [60, 61]. D'autres méthodes sont également disponibles [62, 63]. Une valeur nominale de permittivité du matériau d'alumine ($\epsilon_r = 9,6$) à 95 GHz [64] a été utilisée tout au long de la simulation. La figure I.34 (c) montre le diagramme de dispersion calculé de la structure tas de bois de la fig. I.34 (a) avec $w/a = 0,25$, où w est la largeur de la tige diélectrique, et a est la période de la maille carrée. Une bande interdite entière existe entre la fréquence normalisée de 0,45 et 0,51. Les paramètres de conception pour la structure "tas de bois" ont été trouvés comme suit : $w = 0,4$ mm et $a = 1,6$ mm avec $\epsilon_r = 9,6$. Pour vérifier l'existence de la bande interdite, la propriété de transmission a été caractérisée selon la direction verticale (direction Γ -Z) avec le champ électrique horizontalement polarisée. La figure I.35 montre le coefficient de transmission simulé de la structure EBG "tas de bois" conçue avec 1-3 périodes selon la direction verticale. Dans cette direction, une bande interdite existe entre les fréquences normalisées de 0,45 et 0,63, ce qui correspond à 84 et 118 GHz en fréquence normales (absolues).

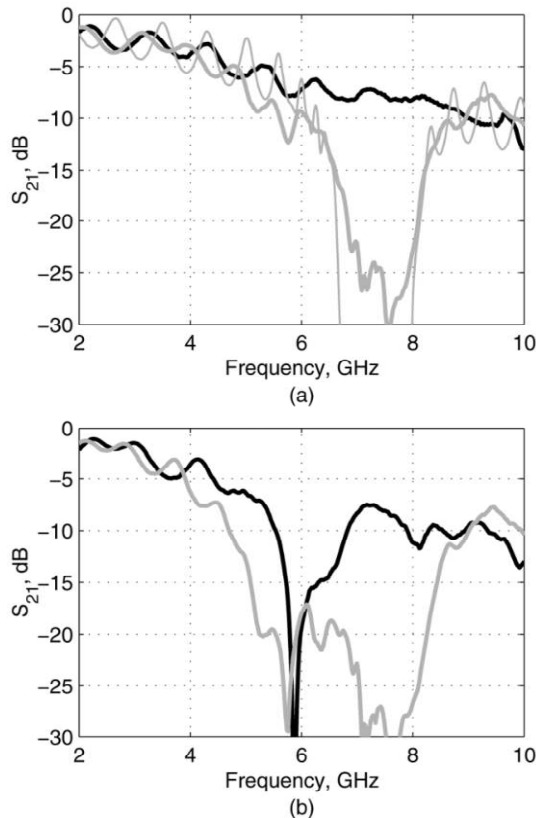


Figure I.32 : (a) S_{21} en dB pour la transmission sur microruban de 4 mm déposé sur substrat diélectrique (noir) et sur substrat métamatériau (gris épais). Les résultats de simulation sont présentés pour le substrat métamatériau (gris mince). (b) Mesures du filtre microruban coupe-bande sur le substrat diélectrique (noir) et sur le substrat métamatériau (gris).

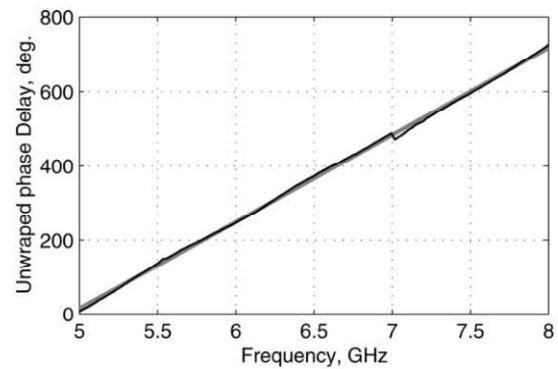


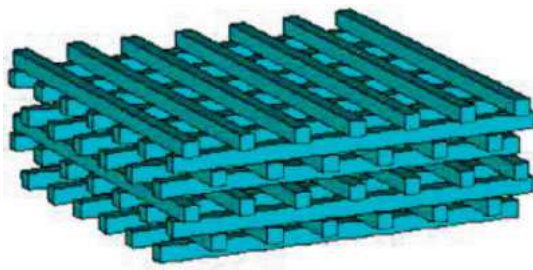
Figure I.33 : Mesure de phase non enveloppée référencée à 0° . Les courbes noires et les grises indiquent les données mesurées et ajustement linéaire, respectivement.

I.2.5.3 Coupleurs et répartiteurs [65 à 81]

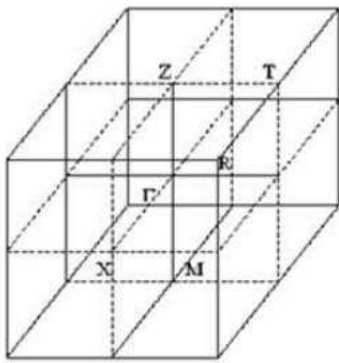
Le guidage efficace de la lumière par des guides droits ou non par des dispositifs photoniques intégrés est important pour la conception de circuits optiques pour des applications technologiques et de l'informatique optique. Les guides d'ondes conventionnels diélectriques ou métalliques ont de larges pertes dispersives lorsque des coudes tranchants sont mis en jeu. Cependant, des études menées dans le domaine des EBG (Electromagnetic Band Gap) ont abouti à des procédures efficaces de guidage d'ondes même pour les coudes tranchants [65-68].

Ozbay et al. ont mis au point un guide d'ondes sous forme d'une cavité zig-zag couplée formée par substitution des baguettes consécutives d'une EBG bidimensionnelle par des baguettes placées dans l'espace libre, disposées en treillis triangulaire (fig I.36(a)). Une bande défaut est observée entre $0.857\omega_0$ à $0.949\omega_0$. La transmission complète est observée pour certaines fréquences à l'intérieur de la bande défaut. Puisque la bande défaut se traduit par des bords à coudes tranchants comparés aux bords EBG, il est suggéré dans [69] que cette propriété puisse être utilisée pour construire des interrupteurs photoniques par le changement de la position de la bande défaut.

Un diviseur ayant la forme de Y (montré dans la figure I.37) est aussi présenté dans la référence [69] dans le but de démontrer la division de la puissance EM.



(a)



(b)

Figure I.34 : (a) La géométrie de la structure tas de bois, (b) zone de Brillouin définie pour la cellule unitaire.

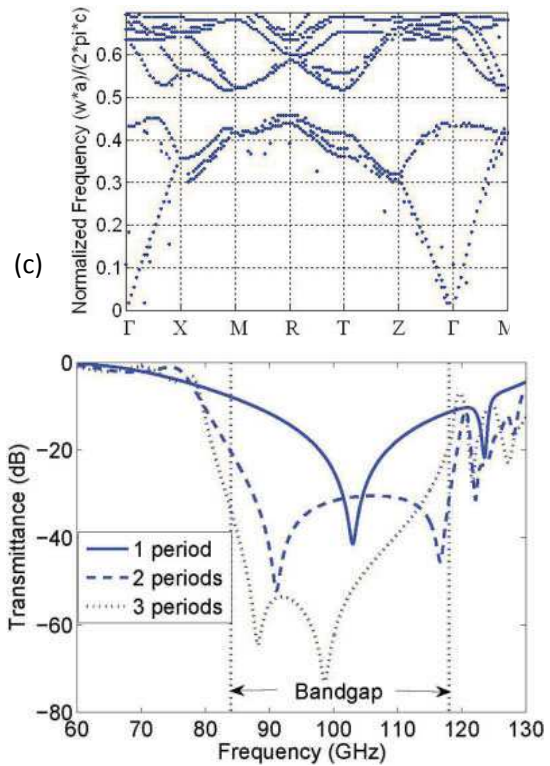
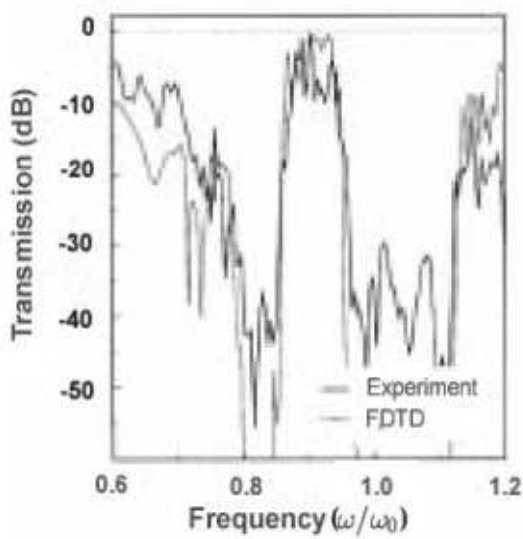
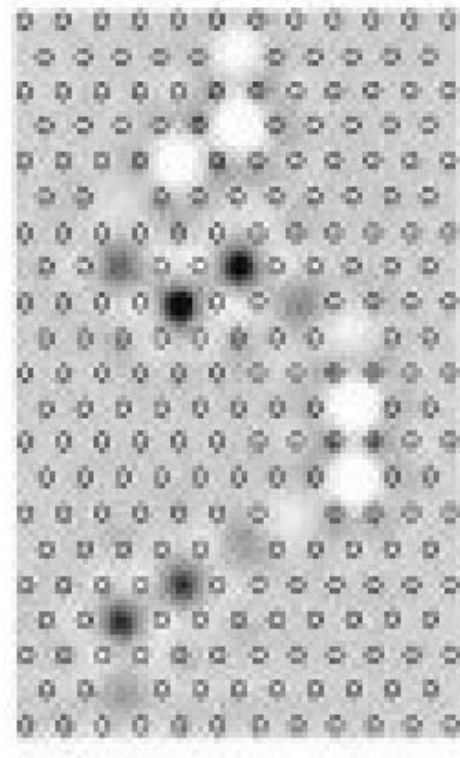


Figure I.35 : Simulation du coefficient de transmission de la structure EBG "tas de bois".



(a)



(b)

Figure I.36: Spectre de transmission (a) mesuré (ligne continue) et calculé (ligne pointillée) d'un guide d'onde CCW en zig-zag contenant 16 cavités. (b) distribution calculée du champ du CCW en zig-zag. (Reference: figure 5 dans [69].)

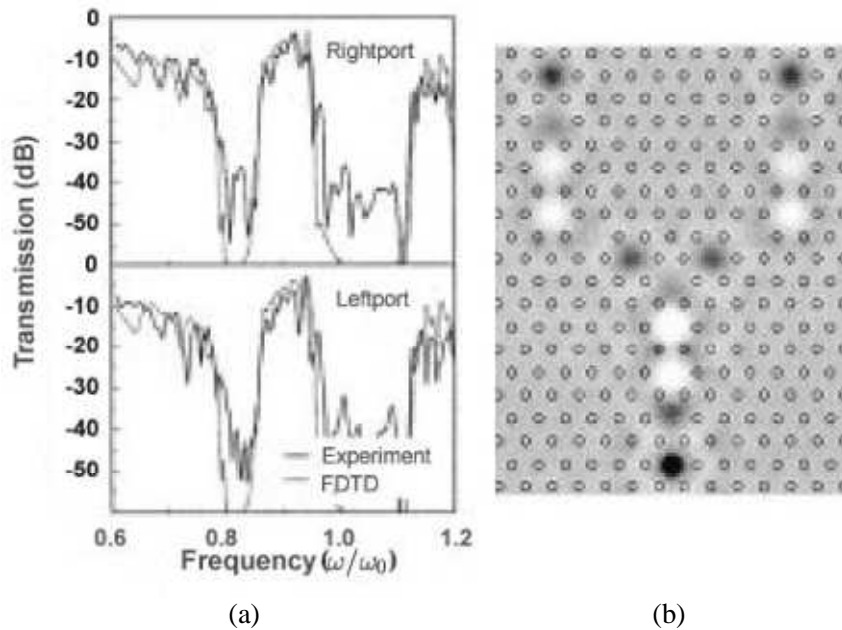


Figure I.37: Spectre de transmission d'un diviseur à base de cavité couplée de forme Y. (a) mesuré (ligne continue) et calculé (ligne pointillée), (b) Distribution de puissance calculée à l'intérieur des accès entrée et sortie des canaux du guides d'ondes du diviseur pour la fréquence $\omega = 0.916\omega_0$. (Référence : figure 7 dans [69].)

Rui-xin Wu et al [82] ont proposé un nouveau coupleur microruban avec structures BIE (ou EBG en anglais), qui consiste en un coupleur microruban conventionnel mis en cascade avec une structure BIE aux accès 3 et 4. Les fréquences de travail du coupleur sont celle de la bande interdite de la structure BIE. La figure I.38 traduit les résultats numériques lorsque la constante diélectrique de la carte électronique du circuit vaut 10.2, son épaisseur 25 mil (0.635 mm) et la longueur couplée égale à 1000 mil (25.4 mm). La largeur du microruban prend la valeur de 0.6096 mm pour satisfaire l'impédance caractéristique de 50Ω pour chaque microruban. La figure I.39 est la photographie du nouveau coupleur réalisé fonctionnant en bande X. la taille du circuit global est environ $30 \times 26 \text{ mm}^2$ et la distance entre les deux microrubans est de 24 mil, qui peut être fabriquée aisément.

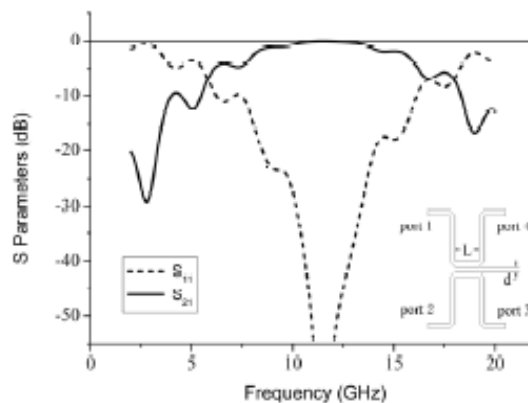


Figure I.38 : Les paramètres S du coupleur microruban lorsqu'il est chargé par une très haute impédance aux accès 3, 4.

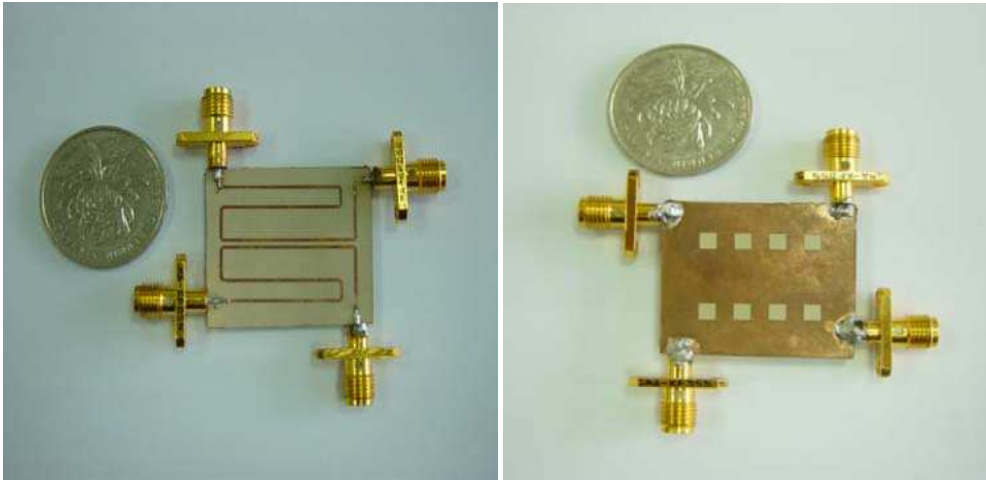


Figure I.39 : Photographie du coupleur microruban avec une structure EBG à base de plan de masse avec défaut, fonctionnant en bande X [82].

Chengzhi Zhou et al. [70] ont exploité les caractéristiques des structures périodiques pour fournir des critères de conception qui permettent de maximiser le Facteur d'Onde Lente (FOL) (SWF en anglais) sous les contraintes de la fréquence de coupure du mode fondamental, de l'impédance de la ligne, du retard de groupe et de l'espace disponible. Un coupleur « branche de ligne », découlant d'une structure à onde lente, est conçu et testé. Les résultats montrent une réduction de taille significative, comparativement à l'utilisation d'une structure à ligne microruban normale.

I.2.5.3.1 Caractéristiques des structures périodiques à onde lente

Une ligne de transmission passe-bande basique (également appelée ligne de transmission métamatériau) [71 à 77] est périodiquement chargée d'inductance shunt et de capacitance série avec des caractéristiques passe-haut (isolement DC). Dans la première bande de transmission, $d\omega/d\beta$ (vitesse de groupe) est positive, tandis que ω/β (vitesse de phase) est négative. Les lignes de transmission passe-bande ou passe-haut sont généralement dispersives (la vitesse de groupe varie avec la fréquence) pour des applications d'ondes guidées.

I.2.5.3.2 Exemples de conception de coupleur d'embranchement basé sur la configuration quasi-localisée

En utilisant les deux cellules unitaires (50 et 35 Ω) conçues (fig. I.40), un coupleur en branches de ligne a été conçu à 3 GHz avec les dimensions indiquées dans la figure I.41. Les armatures-quart d'onde gauche et droite sont de 50 Ω , les armatures-quart d'onde du haut et du bas sont de 35 Ω . En se basant sur les facteurs d'onde lente SWFs (3,82 et 5,809) des deux lignes et le déphasage requis, on peut trouver que seule une unité peut être utilisée. En outre, basé sur le SWF, le déphasage à travers les armatures 50 Ω et 35 Ω (de longueur d'une cellule unitaire) (βd) est de 89,4° et 64,9°, respectivement. D'autres segments de ligne microruban de 35 Ω sont utilisés pour compenser le décalage de phase de 25,1° et servent aussi de lignes d'interconnexion pour les jonctions des coudes, comme indiqué dans la figure I.41. La taille globale du coupleur miniaturisé est de 7,5 mm X 13.1 mm. Il s'agit d'une réduction de taille de plus de 70 % comparativement au coupleur branches de lignes en utilisant des lignes microruban avec la même configuration du substrat. La réduction de taille globale est comparable aux coupleurs branches de lignes utilisant les lignes de transmission à base de métamatériaux composites right/left-handed (CRLH) [79], [80]. Les résultats de simulation d'onde complète (full-wave) d'un coupleur à branches de lignes microruban et d'un coupleur miniaturisé à base d'EBG sont

indiqués dans les figures I.42(a) et (b), respectivement. Pour les deux cas, le couplage 3 dB a lieu à 3 GHz. Cependant, le coupleur microruban normal répète son comportement à toutes les fréquences harmoniques impaires. A titre de comparaison, pour le coupleur EBG à onde lente, le couplage de 3 dB ne se produit que pour sa bande de base de 3 GHz. Après 4,25 GHz, la ligne de transmission EBG entre dans la bande interdite. En conséquence, la puissance d'entrée est réfléchie vers la source.

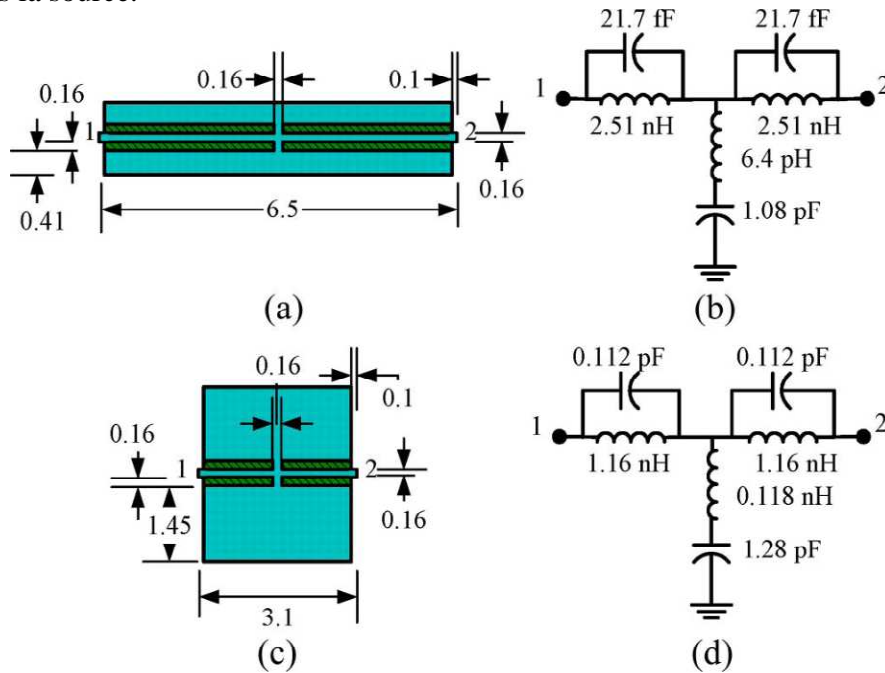


Figure I.40: Cellule unitaire EBG à onde lente conçue pour un coupleur d'embranchement. (a) 50- cellules unitaires (unité: millimètre). (b) Circuit équivalent de 50 cellules unités. (c) 35 cellules unités (unité: millimètre). (d) Circuit équivalent de 35 cellules unités.

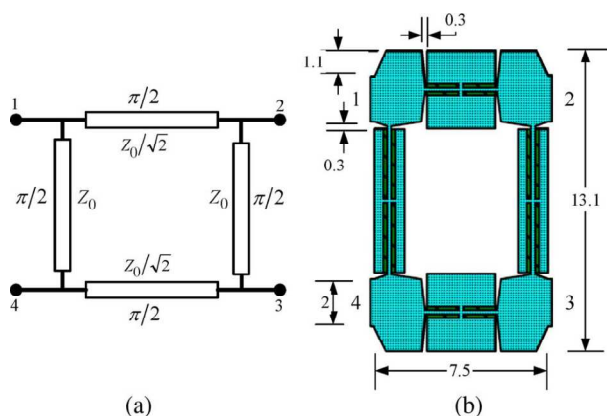


Figure I.41 : conception du coupleur en branches de ligne utilisant les structures EBG à onde lente proposées. (a) circuit équivalent général, (b) conception utilisant les structures EBG à ondes lentes (unité : mm).

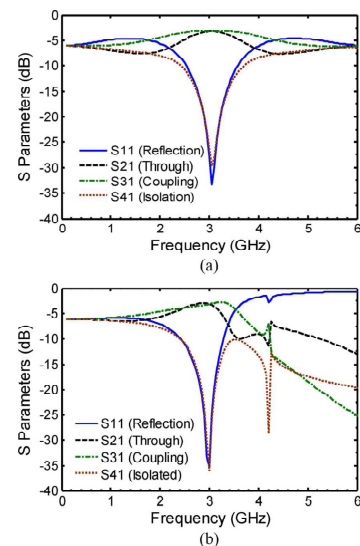


Figure I.42: comparaison entre un coupleur microruban et un coupleur EBG à onde lente à 3 GHz.

Des prototypes de coupleurs en branches de lignes, normal et miniaturisé ont été fabriqués en utilisant la technologie multicouche Rogers 4003 et sont présentés dans la figure I.43. Une nette réduction par rapport à un coupleur microruban normal à base de branches de lignes, peut être observée, due à l'utilisation d'une ligne EBG à onde lente. Les simulations et les mesures pour la réflexion, à travers le couplage et l'isolement sont présentées dans les figures I.44 à I.46.

Pour les conceptions de circuits imprimés, l'augmentation de l'inductance série et la capacité shunt par unité de longueur était limitée par la disponibilité de l'espace. Pour les conceptions de circuits en céramique cuite à basse température multicouches (LTCC) ou circuit intégré (IC) [81], grâce à l'utilisation de plusieurs couches pour distribuer les inductances et condensateurs selon la direction verticale, la surface du circuit imprimé (PCB) peut être considérablement réduite. La limitation porterait sur les couches disponibles et la résolution de la largeur minimale de la ligne et l'espacement.

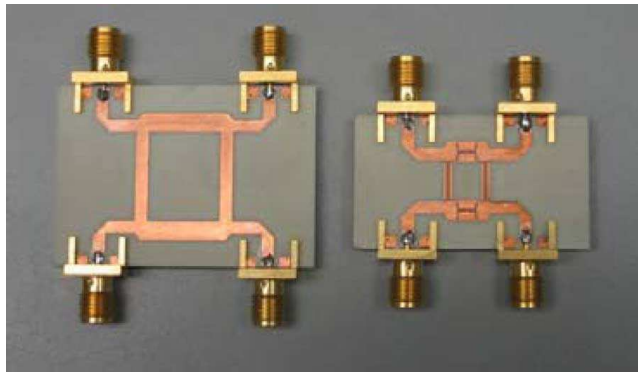


Figure I.43 : Prototype du coupleur microruban en branches de ligne et du coupleur conçu utilisant les structures EBG à onde lente [70].

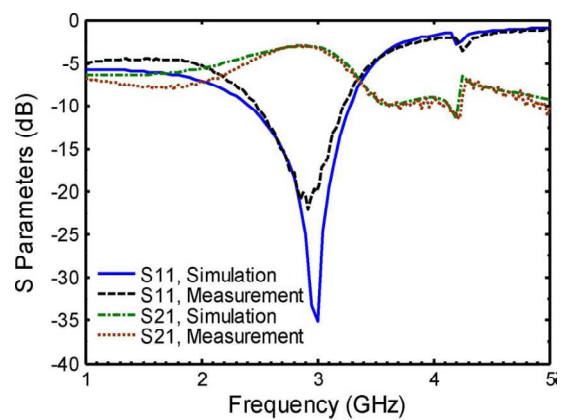


Figure I.44 : S_{11} (réflexion) et S_{21} (Transmission) du coupleur branches de lignes EBG conçu.

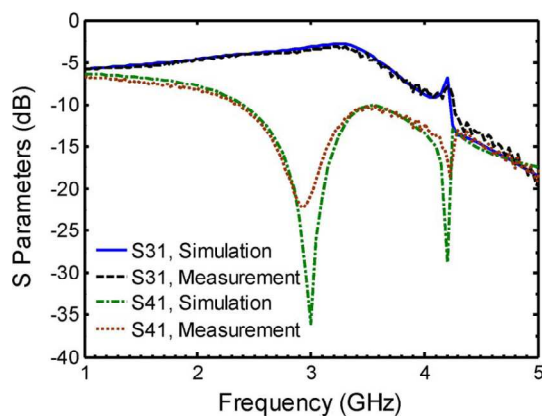


Figure I.45 : S_{31} (couplage) et S_{41} (isolation) du coupleur branches de lignes EBG conçu.

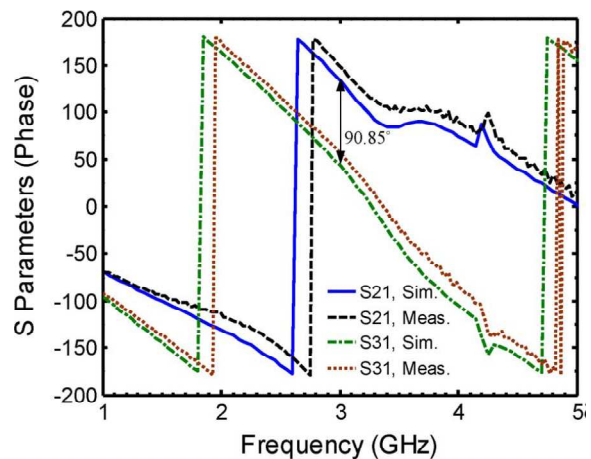


Figure I.46 : Phase en degrés de S_{21} (transmission) et S_{31} (couplage) du coupleur branches de lignes EBG conçu.

I.2.5.4 Dispositifs exotiques : Metamatériaux [83 à 99]

Le dispositif de Pendry : La super lentille de Veselago-Pendry

L'une des propositions les plus intéressantes dans la recherche sur les métamatériaux a été l'imagerie au-delà de la limite de diffraction. Cette effervescence a été remuée quand John

Pendry a mentionné que la lentille de Veselago de la figure I.47(b) pourrait être envisagée pour agir comme une "lentille parfaite" [84].

Pour la lentille de Veselago-Pendry, les ondes propagées $k_x < k_0$ sont parfaitement restauré au plan de l'image selon le diagramme de rayons de la figure I.47(b). Dans ce cas, il y'a une parfaite adaptation (pas de réflexions) pour toutes les composantes k_x . Cependant, ce qui est encore plus étonnant est le fait que la composante $k_x > k_0$ de l'onde évanescente arbitraire est également adaptée et le coefficient de transmission correspondant depuis la source jusqu'au plan de l'image est unique (voir pp. 85-87 dans [85]). Par conséquent, au moins dans des conditions idéales, la lentille de Veselago restitue une image «parfaite».

Dans la Fig. I.49, l'image d'une source ponctuelle (dipôle électrique de petite taille) est tracée grâce à une version plane (flatland) d'une lentille en ligne de transmission de Veselago-Pendry [86-87]. Il est à noter que le point le plus lumineux se trouve à l'interface de sortie de la lentille et le long de la ligne qui joint la source et l'image. Dans ce mode opératoire de "super-résolution" et autour de l'emplacement de l'image une région "semblable de spot" ne peut être identifiée, puisque la région de l'image est dominée par les fortes composantes de l'onde évanescente [88]. Néanmoins, ce type d'imagerie pouvait encore être utile, comme cela a été démontré [89, 90].

La structure 3D totalement isotrope de la fig. I.48(a) est difficile à réaliser expérimentalement. Toutefois, en ne retenant que les plans horizontaux de la cellule unitaire indiquée dans la Fig. I.48(a), une structure volumétriques NRI-TL peut facilement être construite en couche par couche. La structure résultante sera isotrope pour les ondes ayant leurs champs magnétiques polarisés perpendiculairement aux couches. La structure correspondante est montrée dans la figure I.50 et se compose de couches lignes de transmission coplanaires en rubans NRI. Afin de réduire les pertes, les condensateurs et les inductances formant des circuits à haut coefficient de qualité Q sont utilisés comme charges pour les lignes de transmission imprimées sous-jacentes [91].

Un récent développement passionnant dans le domaine de la super lentille de Veselago-Pendry est l'application en imagerie par résonance magnétique (IRM ou MRI en anglais) reportée dans [92]. Plus précisément, une lentille magnétostatique 3D a été construite, sur la base de l'élément SRR, qui peut être utilisée pour augmenter la sensibilité des bobines de surface. Les auteurs de [92] montrent une nette amélioration de l'image IRM de deux genoux humaines avec et sans la présence de la super lentille entre les genoux.

L'inconvénient majeur de la super lentille de Veselago-Pendry est que la super-résolution obtenue est très sensible aux pertes du matériau [93]. Un exemple remarquable pour résoudre ce problème est ladite 'hyper lentille' qui utilise les métamatériaux anisotropes, caractérisés par un diagramme de dispersion spatiale hyperbolique [94-95]. Ces médias hyperboliques supportent des faisceaux hautement confinés (semblable au «cônes de résonance» dans les plasmas anisotropes) ce qui a été démontré auparavant pour les microondes utilisant des lignes de transmission de métamatériaux [96]. Des démonstrations expérimentales de ce concept à des fréquences optiques en utilisant des structures stratifiées argent/diélectrique pour la synthèse des métamatériaux hyperboliques requis ont été rapportées dans [97-98].

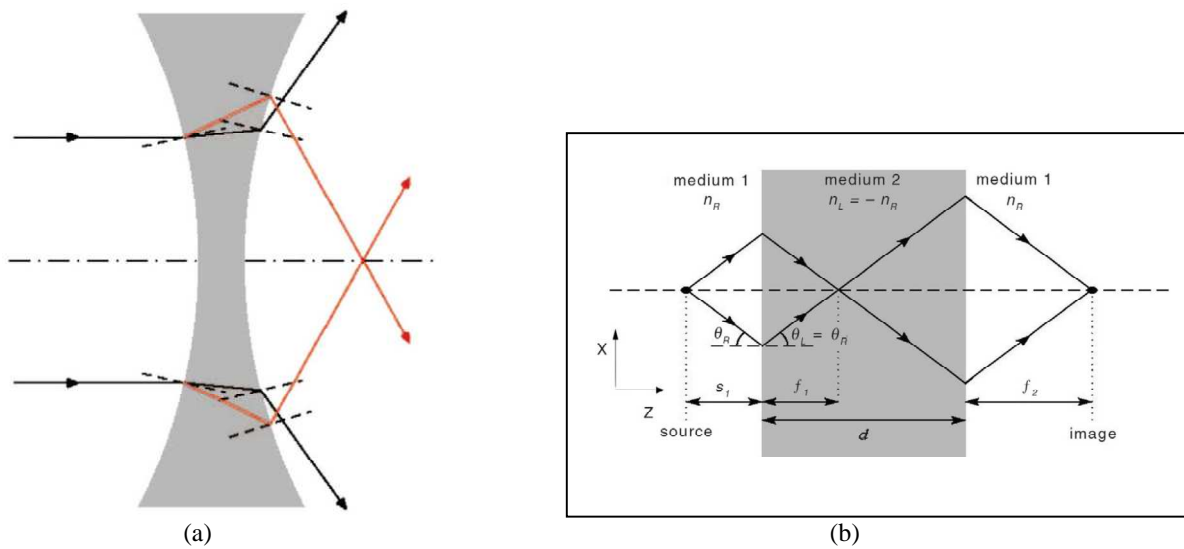


Figure I.47 : Lentilles particulières mises au point grâce aux supports NRI (a) Une lentille concave divergente pour un milieu à indice positif (ligne noire) mais convergentes si l'indice est négatif ou inférieur à 1 (ligne orange). (b) Une lentille de Veselago-Pendry faite d'un bloc d'un milieu NRI.

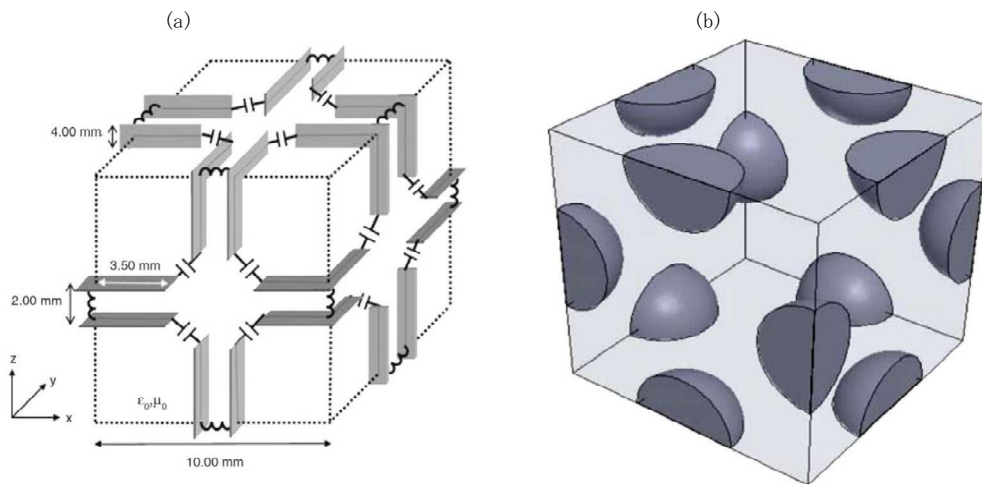


Figure I.48 : (a) cellule unité d'une NRI-TL isotrope métamatériau pour les ondes planes incidentes. (b) Cellule unité d'une réalisation optique possible de la NRI-TL métamatériau 3D.

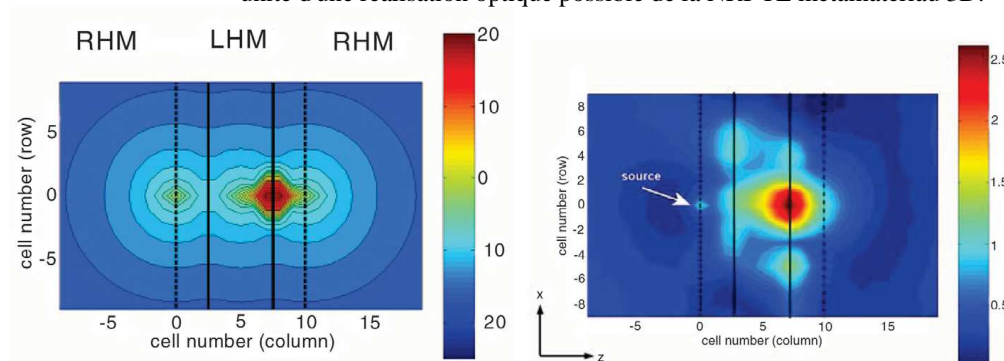


Figure I.49 : (a) Champ électrique vertical calculé juste au-dessus (dans la direction y) de la Super-lentille NRI-TL [97]. (b) Distribution verticale expérimentale du champ électrique au dessus d'une super-lentille NRI-TL à 1.057 GHz [86].

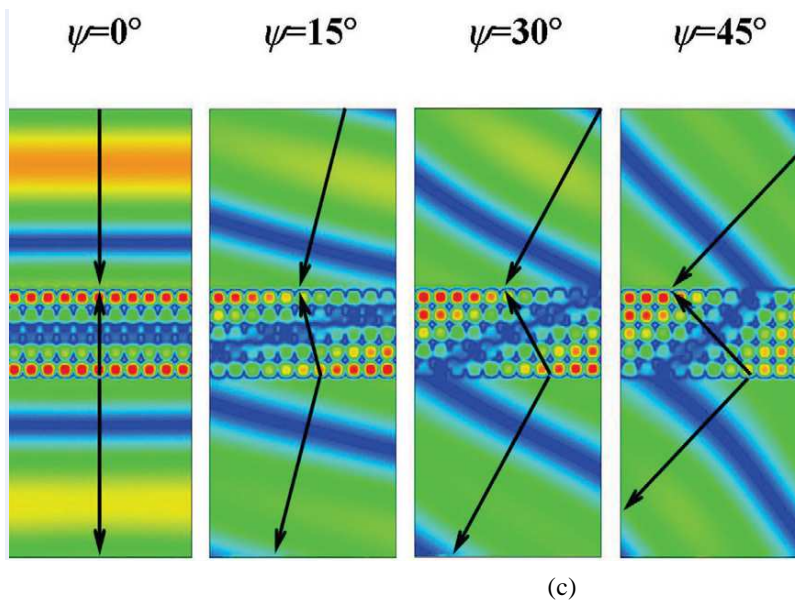
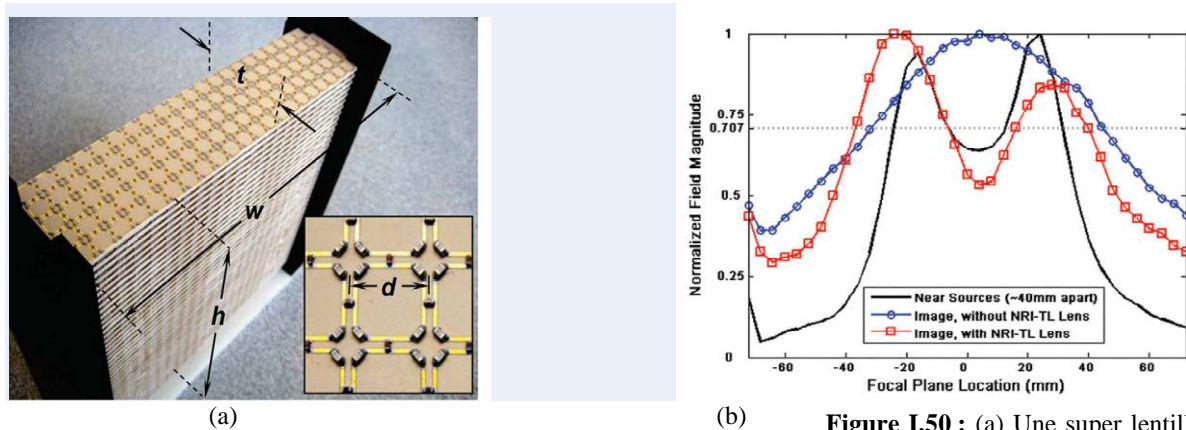


Figure I.50 : (a) Une super lentille NRI-TL de Veselago-Pendry en espace libre. Des condensateurs et inductances à puce intégrée, utilisées pour minimiser les pertes. Le bloc est constitué de 5 x 21 cellules x 43 couches ($w \times H \times t = 150 \times 150 \times 35,7 \text{ mm}^3$, période $d = 7 \text{ mm}$). (b) Super-résolution de deux sources espacées de 40 mm à 2,4 GHz ($\lambda = 125 \text{ mm}$). Les sources sont des dipôles magnétiques (petites boucles de courant), ayant leurs axes perpendiculaires aux couches de la lentille et placés à une distance $t/2 = 17,85 \text{ mm}$ de la lentille. (c) Réfraction d'une onde plane incidente obliquement sur le bloc NRI-TL (simulations onde entière). Notez la démonstration claire de réfraction négative associée à l'harmonique spatial fondamental β_{Bloch} (harmoniques supérieures spatiaux $\beta_n = \beta_{\text{Bloch}} + 2\pi n/d$, $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ sont tous présents en principe, mais ils sont faiblement excités).

I.3 Dans les méthodes d'analyse et de conception des structures hyperfréquences

Parmi les méthodes utilisées pour l'analyse et la conception des structures microondes il y a l'approche onde plane et l'approche matricielle qui sont explicitées dans la référence [5]. Des exemples de cas étudiés par l'approche matricielle sont détaillés par l'auteur de la référence [5], à savoir :

- Le milieu biréfringent linéaire et circulaire [102] ;
- Le milieu uniaxial et biaxial ;
- Le milieu chiral [100, 101, 103, 104, 105, 106, 107 à 110] ;
- Le milieu gyrotrope ;
- Les milieux dichroïques linéaire et circulaire [111] ;
- L'Incidence oblique.

L'approche matricielle est également utilisée pour étudier diverses fonctions telles que la propagation, l'adaptation et transfert, la dispersion et les antennes plaques microruban.

L'approche matricielle appliquée aux Antennes Plaques Microruban (APM)

Une APM peut être traitée par l'approche matricielle en la discrétisant selon son axe de symétrie et en considérant chaque tranche de discrétisation comme étant une ligne de transmission de longueur égale à la longueur de l'APM divisée par le nombre de tranches et de largeur égale à la largeur de l'APM au niveau du centre de la tranche considérée. La figure (1.85) illustre comment une tranche élémentaire de rang n peut être traitée comme un quadripôle.

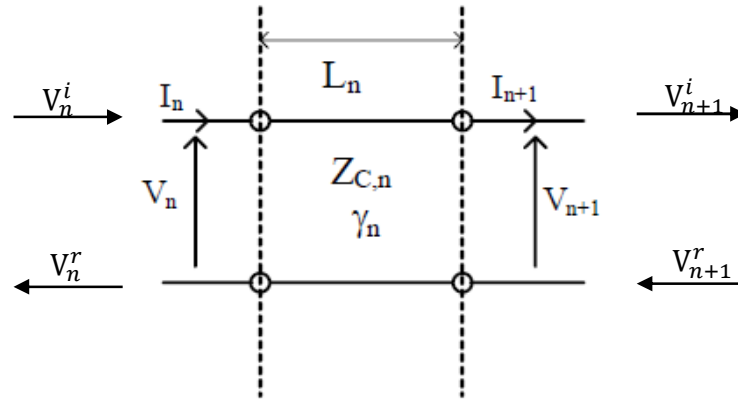


Figure I.51 : Schéma équivalent d'une tranche élémentaire de rang n .

Les tensions et les courants à l'entrée et à la sortie du quadripôle sont liés par l'équation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_n L_n & Z_{c,n} \sinh \gamma_n L_n \\ \frac{\sinh \gamma_n L_n}{Z_{c,n}} & \cosh \gamma_n L_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Ou encore les tensions incidentes et réfléchies sur l'entrée et sur la sortie du quadripôle :

$$\begin{bmatrix} V_n^i \\ V_n^r \end{bmatrix} = \frac{1}{2Z_{c,n+1}} \begin{bmatrix} (Z_{c,n+1} + Z_{c,n}) e^{\gamma_n L_n} & (Z_{c,n+1} - Z_{c,n}) e^{\gamma_n L_n} \\ (Z_{c,n+1} - Z_{c,n}) e^{-\gamma_n L_n} & (Z_{c,n+1} + Z_{c,n}) e^{-\gamma_n L_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{n+1}^i \\ V_{n+1}^r \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Avec $Z_{c,n}$: Impédance caractéristique de la tranche de rang n ;

γ_n : Constante de propagation de la tranche de rang n ;

L_n : Longueur de la tranche de rang n ;

V_n, I_n : Tension et courant à l'entrée de la tranche de rang n ;

V_{n+1}, I_{n+1} : Tension et courant à la sortie de la tranche de rang n ;

V_n^i, V_n^r : tensions incidente et réfléchie sur l'entrée de la tranche de rang n ;

V_{n+1}^i, V_{n+1}^r : tensions incidente et réfléchie sur la sortie de la tranche de rang n .

Les tranches élémentaires étant disposées en cascade, la matrice globale de la structure s'obtient par la multiplication de toutes les matrices des tranches élémentaires.

CHAPITRE II

La méthode des lignes élémentaires couplées finies (LECF) et son application à l'adaptation et aux structures périodiques

II LA METHODE DES LIGNES ELEMENTAIRES COUPLEES FINIES (LECF) et son application à l'adaptation et aux structures périodiques

II.1 Présentation de l'approche

L'origine de l'approche des Lignes Élémentaires Couplées Finies (LECF) remonte à l'idée de G. Dubost [112], ayant servi au Professeur A. Zerguerras [113] pour formaliser cette approche se fondant sur l'équation de Riccati. Il a d'abord posé les équations fondamentales de la ligne de transmission:

$$\begin{cases} -\frac{dV(x)}{dx} = \gamma(x)Z_c(x)I(x) \\ -\frac{dI(x)}{dx} = \frac{\gamma(x)}{Z_c(x)}V(x) \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Où $I(x)$, $V(x)$, $Z_c(x)$, $\gamma(x)$ et x sont respectivement le courant, la tension, l'impédance caractéristique de la ligne, sa constante de propagation et la position considérée sur la ligne.

L'admittance au point x a la forme suivante:

$$Y(x) = \frac{I(x)}{V(x)} \quad (\text{II. 2})$$

Il a abouti à une équation différentielle de Riccati qui s'écrit:

$$\frac{dY(x)}{dx} + \gamma(x) \left(\frac{1}{Z_c(x)} - Z_c(x)Y^2(x) \right) = 0 \quad (\text{II. 3})$$

Cette équation de Riccati ne possède de solution analytique que dans le cas de la ligne uniforme quasi-TEM, c'est-à-dire dans le cas où l'impédance caractéristique Z_C et la constante de propagation γ sont constantes et indépendantes de x .

Toutefois, il est toujours possible de résoudre numériquement cette équation sachant qu'une application homographique transforme une équation de Riccati en une autre équation de Riccati. Cette application homographique explicitée dans [114] autorise la discrétisation de l'équation à résoudre, d'où le modèle des lignes élémentaires finies qui est basé sur le découpage de la structure à étudier en un nombre de tronçons infiniment petits assimilés à des lignes de transmission.

Chaque tronçon est une ligne de transmission élémentaire supposée uniforme équivalente à un quadripôle élémentaire dont la matrice de transmission reliant les tensions à son entrée à celles à sa sortie, est donnée par :

$$T_j = \begin{pmatrix} e^{\gamma_j \Delta x} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_j \Delta x} \end{pmatrix}, \quad \Delta x = \frac{L}{N} \quad (\text{II. 4})$$

Où j , Δx sont respectivement le rang de la tranche et sa longueur, L la longueur de la structure, N le nombre de discrétisation et γ_j la constante de propagation de la tranche de rang j .

Les quadripôles élémentaires étant disposés en cascade, la matrice de transmission globale de la structure se déduit, donc, du produit de toutes les matrices élémentaires, soit :

$$T = \begin{pmatrix} T_{11} & 0 \\ 0 & T_{22} \end{pmatrix} \text{ avec } T_{11} = \exp \left(\Delta x \sum_{i=1}^N \gamma_i \right) \text{ et } T_{22} = \exp \left(-\Delta x \sum_{i=1}^N \gamma_i \right) \quad (\text{II. 5})$$

Il est impératif de souligner que ceci est une approximation qui n'est valable que lorsque le contour de la structure est lisse et qu'il ne possède pas de variations abrupte de la largeur. Nous verrons plus loin comment traiter le cas contraire.

Nous aurons les tensions incidente et réfléchie à l'entrée de la première tranche en fonction des tensions incidente et réfléchie à la sortie de la dernière tranche comme suit : (l'exposant i dénote incidente et r réfléchie)

$$\begin{pmatrix} V_1^i \\ V_1^r \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} V_{N+1}^i \\ V_{N+1}^r \end{pmatrix} \quad (\text{II. 6})$$

L'équation matricielle (II.6) est équivalente à un système de deux équations scalaires à quatre inconnues V_1^i, V_1^r, V_{N+1}^i et V_{N+1}^r . Comme la tranche d'ordre N est ouverte à son extrémité, nous pouvons alors écrire la condition aux limites : $V_{N+1}^i = V_{N+1}^r$, ainsi nous avons trois équations à quatre inconnues. La quatrième équation s'obtient en imposant un courant d'excitation égal à 1 ampère, nous aurons alors :

$$\frac{V_1^i - V_1^r}{Z_{c1}} = 1A, \quad Z_{c1} : \text{impédance caractéristique de la première tranche.}$$

La connaissance de ces quatre tensions nous permet de déduire toutes les tensions incidentes et réfléchies de toutes les tranches et, par conséquent, déduire les caractéristiques de l'antenne comme l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, le gain et le diagramme de rayonnement.

Lorsque la structure est alimentée par une ligne microruban comme dans le cas de la figure II.1, le coefficient de réflexion vu au niveau de la première tranche s'écrit [115]:

$$\Gamma_1 = \frac{V_1^r}{V_1^i} = e^{-2\xi \Delta x} \quad \text{avec} \quad \xi = \sum_{i=1}^N \gamma_i \quad (\text{II. 7})$$

L'impédance d'entrée de la structure vue au niveau de la première tranche s'écrit :

$$Z_{in1} = \frac{1+\Gamma_1}{1-\Gamma_1} Z_{c1} \quad (\text{II.8})$$

Dans le cas de l'excitation de la structure par sonde coaxiale en un point A, son impédance d'entrée s'obtient par la mise en parallèle de l'impédance d'entrée de la partie droite de la structure par rapport au point A et celle de la partie gauche.

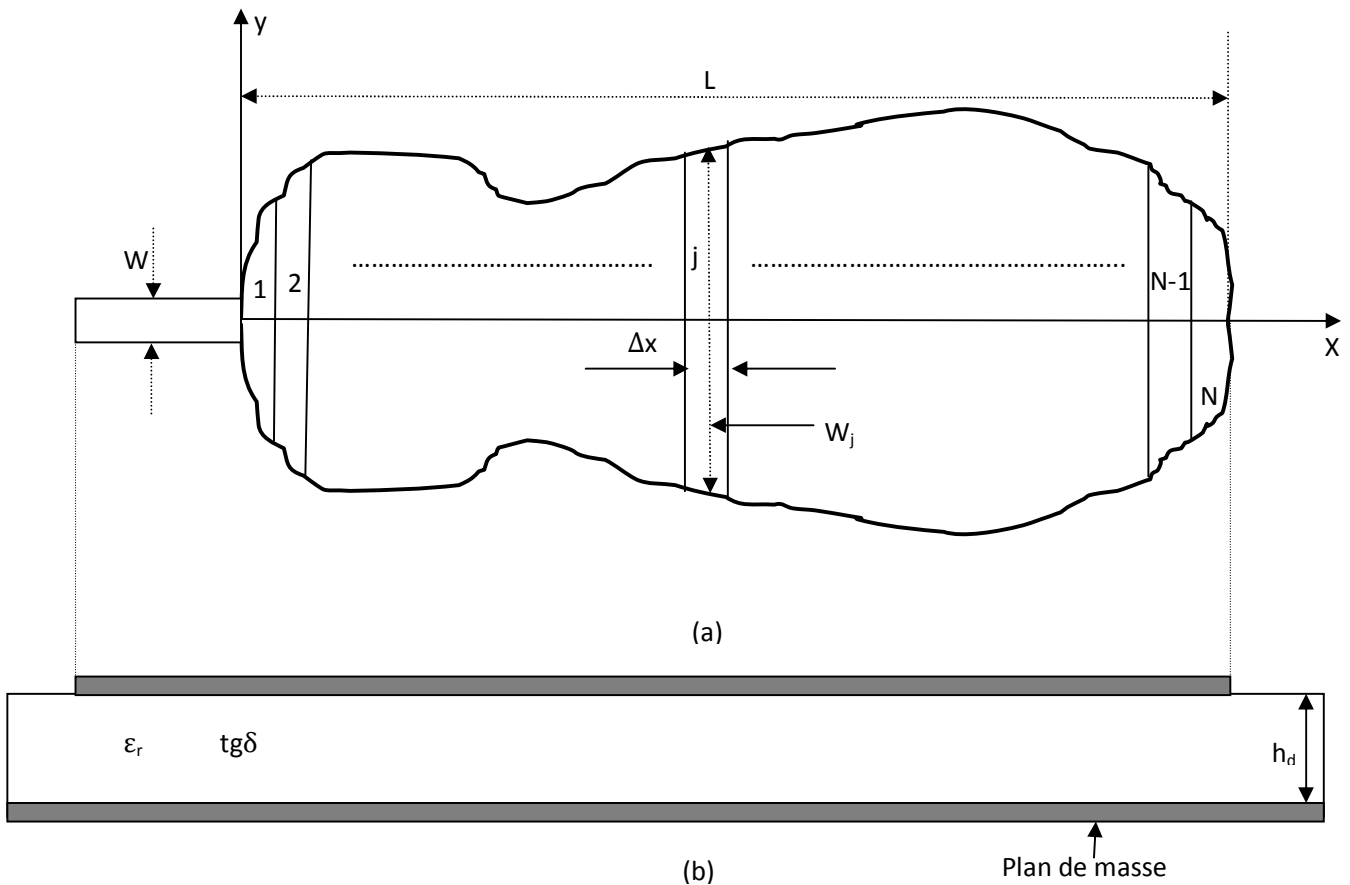


Figure II.1 : Antenne microruban de forme arbitraire discrétisée, excitée par ligne microruban de largeur w (a) : vue de dessus, (b) : coupe.

Le schéma de la figure II.1 illustre l'opération de discrétisation du patch antenne de forme arbitraire. La discrétisation peut être uniforme (Δx constant), comme elle peut être adaptative (Δx variable : grand ou petit selon les variations du contour du patch). L'avantage de la discrétisation adaptative est que le nombre de tranches est relativement faible devant celui de la discrétisation uniforme à précision du même ordre et, par conséquent, un gain appréciable en temps de calcul. Ainsi, la connaissance de l'équation régissant le contour du patch permet la connaissance de la largeur W_j de la tranche d'ordre j et le calcul de son impédance caractéristique Z_{c_j} et de sa constante de propagation γ_j par leurs expressions données à l'annexe B.

Le schéma de la figure II.2 illustre les tensions incidentes et réfléchies sur un tronçon de ligne microruban, jouant le rôle d'un quadripôle.

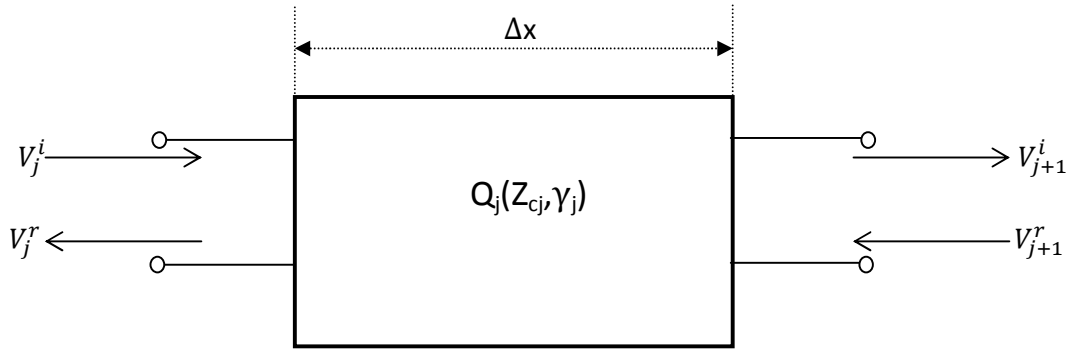


Figure II.2 : Quadripôle de la tranche de rang j .

La connaissance des tensions incidente et réfléchie au niveau de la tranche d'ordre n permet la déduction des courants axiaux de conduction I_{cn} et de polarisation I_{pn} par :

$$I_{cn} = \frac{V_n^i - V_n^r}{Z_{cn}}, \quad (\text{II.9})$$

L'indice c de Z_{cn} dénote 'caractéristique', alors que celui de I_{cn} dénote 'conduction'.

$$I_{pn} = j\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)w_n(V_n^i - V_n^r) \quad (\text{II.10})$$

w_n : largeur de la tranche du microruban de rang n .

L'équation de Riccati ne donne pas directement le courant transverse de conduction I_{cy} qui existe à la surface de l'APM. Considérant que la direction de transmission suit l'axe x , cette composante transverse est la composante y du courant:

$$I_{cy} = \frac{1}{2} \frac{dy_G}{dx} I_c, \quad \text{avec } y_G = \frac{7}{25} w(x) \quad (\text{II.11})$$

Dans le cas discret, l'équation (II.11) prend la forme :

$$I_{cyn} = \frac{1}{2} \frac{\Delta y_{Gn}}{\Delta x_n} I_{cn}, \quad \text{avec } \Delta y_{Gn} = y_{Gn+1} - y_{Gn} \text{ et } \Delta x_n = x_{n+1} - x_n \text{ et } y_{Gn} = \frac{7}{25} w_n \quad (\text{II.12})$$

$n = 1, 2, \dots, N$; N : étant le nombre de discrétisation.

Où y_G est la fonction de position du centre de gravité $G(x)$ de l'APM dans le demi-plan supérieur. L'axe x est également l'axe de symétrie de l'APM sur lequel l'excitation est placée.

La connaissance des trois types de courants I_c , I_p , I_{cy} nous permet de calculer le champ électrique lointain dans le repère de coordonnées polaires et de déduire les diagrammes de rayonnement et de directivité de l'antenne [115].

$$\begin{aligned}
E_\theta &= E_0 \cos\theta \cos\emptyset \sin(k_z h_d) \int_0^L I_c(x) \cos[k_y y_G(x)] e^{jk_x x} dx \\
&\quad + 2jE_0 \cos\theta \sin\emptyset \sin(k_z h_d) \int_0^L I_{cy}(x) \sin[k_y y_G(x)] e^{jk_x x} dx \\
&\quad + jE_0 \sin\theta \sin(k_z h_d/2) \int_0^L I_p(x) \cos[k_y y_G(x)] e^{jk_x x} dx
\end{aligned} \tag{II.13}$$

$$\begin{aligned}
E_\emptyset &= -E_0 \sin\emptyset \sin(k_z h_d) \int_0^L I_c(x) \cos[k_y y_G(x)] e^{jk_x x} dx \\
&\quad - 2jE_0 \cos\emptyset \sin(k_z h_d) \int_0^L I_{cy}(x) \sin[k_y y_G(x)] e^{jk_x x} dx
\end{aligned} \tag{II.14}$$

où $E_0 = \frac{\eta_0}{\lambda_0} \Psi(r)$, $\Psi(r) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r}$ (fonction de Green en espace libre), $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$

$$k_x = k_0 \sin\theta \cos\emptyset, \quad k_y = k_0 \sin\theta \sin\emptyset, \quad k_z = k_0 \cos\theta, \quad k_0 = 2\pi/\lambda_0.$$

λ_0 , η_0 , ε_0 et μ_0 sont, respectivement, la longueur d'onde, l'impédance d'onde, la permittivité et la perméabilité en espace libre.

Dans le cas discret, les intégrales peuvent être remplacées par des sommes. Ainsi, nous pouvons écrire, par exemple :

$$\int_0^L I_c(x) \cos[k_y y_G(x)] e^{jk_x x} dx = \sum_{n=1}^{n=N} I_{cn} \cos[k_y y_{Gn}] e^{jk_x x_n} \Delta x_n$$

Dans le cas de la discrétisation uniforme, $\Delta x_n = \Delta x = L/N$.

Dans le cas de la présence d'un saut de largeur, la matrice T devient le produit de trois matrices T_1 , T_s , T_2 . Où T_1 est le produit des matrices élémentaires allant de la première tranche jusqu'à la dernière tranche avant le saut de largeur, T_s est la matrice de transmission du circuit équivalent du saut de largeur, T_2 est le produit des matrices élémentaires allant de la première tranche après le saut de largeur jusqu'à la dernière tranche de la structure. La figure II.2bis illustre le cas de la présence de saut de largeur.

$$T = T_1 \cdot T_s \cdot T_2 \tag{II.14a}$$

$$T_1 = \begin{pmatrix} T_{111} & 0 \\ 0 & T_{221} \end{pmatrix} \text{ avec } T_{111} = \exp\left(\Delta x \sum_{i=1}^{N_1} \gamma_i\right) \text{ et } T_{221} = \exp\left(-\Delta x \sum_{i=N_1}^{N_1} \gamma_i\right) \tag{II.14b}$$

$$T_s = \frac{1}{2Z_{N_1+1}^c} \begin{bmatrix} Z_{N_1}^c + Z_{N_1+1}^c & Z_{N_1+1}^c - Z_{N_1}^c \\ Z_{N_1+1}^c - Z_{N_1}^c & Z_{N_1}^c + Z_{N_1+1}^c \end{bmatrix} \tag{II.14.c}$$

La matrice de transmission T_s est donnée par [116] avec une petite modification sachant que l'auteur de cette référence travaille avec les ondes incidente et réfléchie, alors qu'ici nous travaillons avec les tensions incidente et réfléchie et que la disposition matricielle utilisée ici consacre la tension incidente à l'entrée du quadripôle en haut et la tension réfléchie en bas. $Z_{N_1}^c$ et $Z_{N_1+1}^c$ sont les impédances caractéristiques des tranches avant et après le saut de largeur, respectivement.

$$T_2 = \begin{pmatrix} T_{112} & 0 \\ 0 & T_{222} \end{pmatrix} \text{ avec } T_{112} = \exp \left(\Delta x \sum_{i=N_1+1}^{N_2} \gamma_i \right) \text{ et } T_{221} = \exp \left(-\Delta x \sum_{i=N_1+1}^{N_2} \gamma_i \right) \quad (\text{II.14.d})$$

γ_i est la constante de propagation de la tranche de rang i .

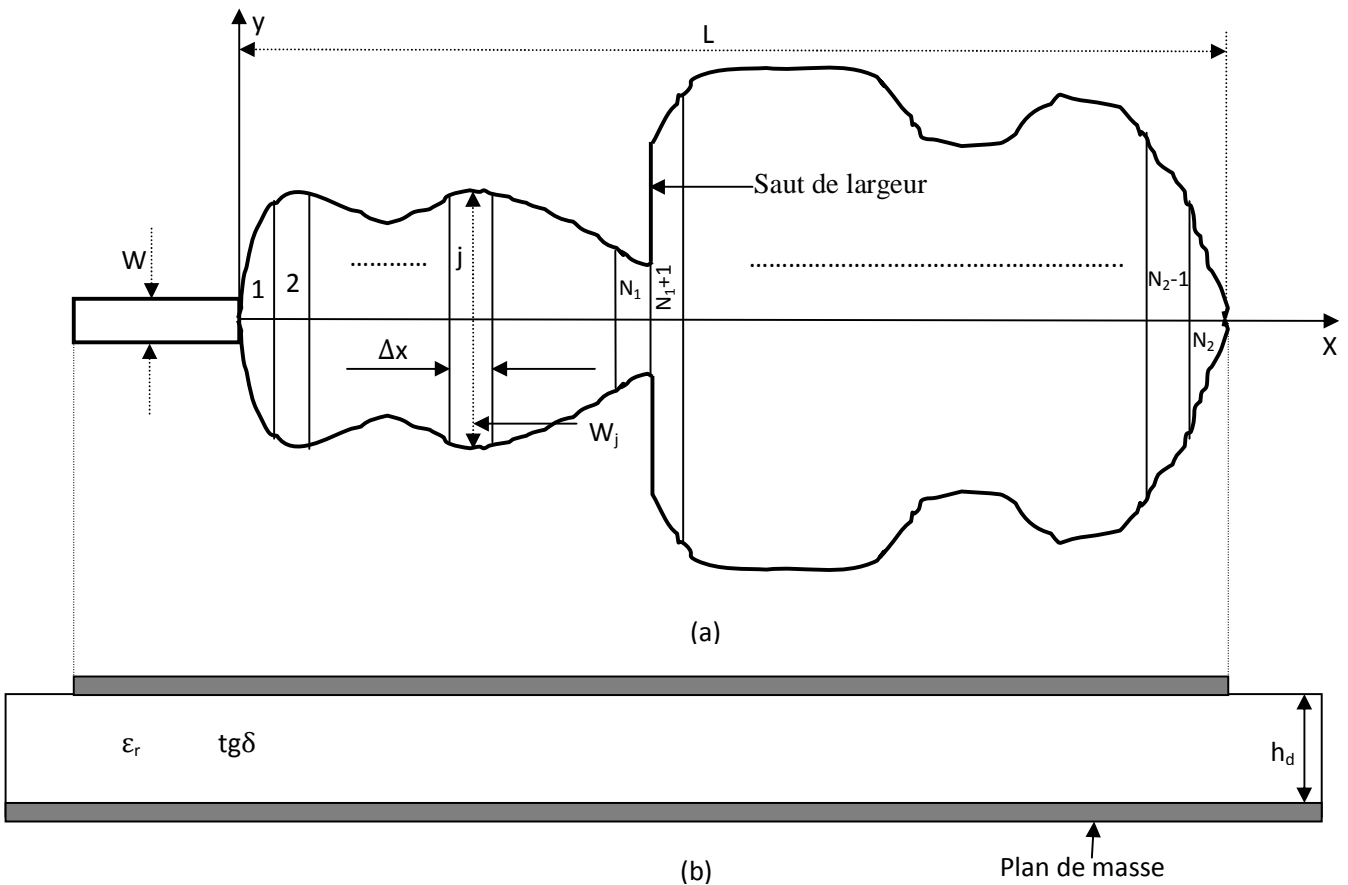


Figure II.2bis : Structure de forme arbitraire discrétisée, excitée par ligne microruban de largeur w : Illustration du saut de largeur, (a) : vue de dessus, (b) : coupe.

L'idée originale dans ce travail de thèse réside dans le rajout de matrices de compensation de sauts d'impédance entre chaque matrice élémentaire de transmission et celle qui suit, dans le produit des matrices élémentaires T_i de la procédure LECF pour donner naissance à une approche LECF améliorée. Ces matrices ajoutées compensent les sauts d'impédance caractéristique aussi petits soient ils, dus aux sauts de largeur et aux sauts de constante diélectrique. Lorsque le saut

d'impédance est nul (cas du patch rectangle excité par sonde coaxiale), c'est-à-dire $Z_{ci}=Z_{ci+1}$, la matrice de compensation se réduit à la matrice unité. Ainsi, le calcul des tensions et des courants élémentaire se fait de manière correcte. Ceci est prouvé par l'égalité des impédances d'entrée calculées de deux manières différentes. La première est calculée par la relation récursive (II.21.8) et la deuxième par la relation (IV.11).

La matrice de transmission élémentaire de la tranche de rang i de l'approche des LECF classique est donnée par :

$$T_i = \begin{bmatrix} \exp(\Delta x \cdot \gamma_i) & 0 \\ 0 & \exp(-\Delta x \cdot \gamma_i) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14.e})$$

Δx : pas de discrétisation et γ_i : constante de propagation de la tranche de rang i .

La matrice de compensation du saut d'impédance entre la tranche de rang i et la suivante est donnée par [116, p. 43] :

$$T_{s(i)} = \frac{1}{2Z_{c(i+1)}} \begin{bmatrix} Z_{c(i)} + Z_{c(i+1)} & Z_{c(i+1)} - Z_{c(i)} \\ Z_{c(i+1)} - Z_{c(i)} & Z_{c(i)} + Z_{c(i+1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14.f})$$

La matrice de transmission élémentaire complète est alors :

$$T_{c(i)} = T_{s(i)} \cdot T_i \quad (\text{II.14.g})$$

II.2 Application à l'adaptation

L'adaptation d'impédance est une fonction dont le but est de maximiser la transmission de puissance entre deux dispositifs. Ce maximum de puissance dépend des impédances, aval et amont, des deux dispositifs. De nombreux ouvrages traitent de cette question. Ces dernières années, dans un contexte de télécommunications multi-bandes et multi-standards, un besoin d'accord en impédance est apparu. Une même fonction accordable peut alors adapter plusieurs impédances et/ou à différentes fréquences. En effet, les adaptateurs d'impédance accordables se retrouvent alors aux niveaux des antennes, et/ou des amplificateurs de puissance. De plus, ces adaptateurs d'impédance accordables rendent envisageables les systèmes de mesure de bruit sur puce.

II.2.1 Etude de différents dispositifs d'adaptation

La ligne microruban d'excitation d'une antenne est généralement choisie à impédance caractéristique de 50Ω en raison de câbles coaxiaux qui y sont connectés et qui sont, pour la plupart, des standards de 50Ω . Il y'a lieu, donc, d'effectuer un passage de 50Ω à l'impédance caractéristique de l'espace libre qui est de $120.\pi \Omega$. Il s'agit, par conséquent d'établir une adaptation de l'antenne en amont, entre le générateur et le point d'excitation, et en aval entre le bord rayonnant et l'espace libre.

Le schéma de la figure II.3 illustre ce passage par tronçons discrets de lignes microrubans quart d'onde.

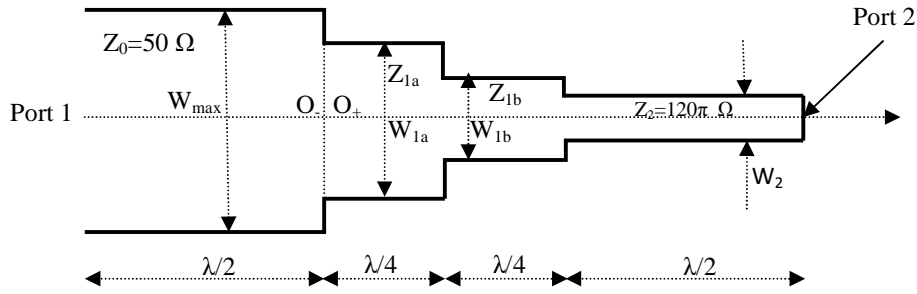


Figure II.3 : Dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas discret.

Analysons ce dispositif en prenant le cas d'un substrat diélectrique de constante $\epsilon_r = 2.32$ et d'épaisseur qu'on déterminera de sorte que $U_{\max} = W_{\max}/h = 3$ avec W_{\max} est la largeur du microruban correspondant à l'impédance caractéristique de 50Ω .

En prenant $h = 3.6 \text{ mm}$, le programme d'analyse nous donne $W_{\max} = 3.h = 10.80 \text{ mm}$.

$$Z_{1a}^2 = Z_0 Z_{1b} \quad ; \quad Z_{1b}^2 = Z_{1a} Z_2 \quad (\text{II.15})$$

$Z_{1a} = 98.05 \Omega$; $Z_{1b} = 192.25 \Omega$. Nous obtenons pour les largeurs des microrubans correspondants, pour une fréquence d'environ 3 GHz :

$$W_{1a} = 3.50 \text{ mm} \quad ; \quad W_{1b} = 0.45 \text{ mm} \quad ; \quad W_2 = 0.0022 \text{ mm}.$$

Si nous prenons pour la fréquence opératoire 3 GHz, la longueur d'onde en espace libre est :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3.10^8}{3.10^9} = 0.1 \text{ m} = 100 \text{ mm}.$$

II.2.1.1 Dispositif constitué de deux tronçons de ligne demi-onde

Examinons dans un premier temps le cas de deux tronçons de lignes microrubans. Le premier de 50Ω et le deuxième de $120\pi \Omega$. Traçons les paramètres S vus au voisinage du plan de jonction $50 \Omega - 120\pi \Omega$. Calculons la longueur demi-onde qui correspond à la fréquence dans l'espace libre de 3 GHz. La constante diélectrique effective statique est donnée par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{II.16})$$

Dans ce cas $W = W_{\max} = 10.80 \text{ mm}$. Nous trouvons : $\epsilon_{eff} = 1.89$.

La longueur effective est donnée par :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{où } f_0 = 3\text{GHz} \text{ et } c = 3.10^8 \text{ m/s} \quad (\text{II.17})$$

$$L_{eff} = 36.34 \text{ mm}$$

La prolongation due à l'effet de bord est donnée par :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff}+0.3)(\frac{W}{h}+0.264)}{(\epsilon_{eff}-0.258)(\frac{W}{h}+0.8)}, \quad \Delta L=1.709 \text{ mm} \quad (\text{II.18})$$

$$L=L_{eff}-2\Delta L, \quad L=32.918 \text{ mm} \quad (\text{II.19})$$

L'introduction de ces valeurs de ϵ_r , h , W et L dans notre programme Matlab donne les paramètres S de la figure II.6.

Sur la figure II.4 est tracé le diagramme de la ligne microruban, constituée de deux tronçons demi-onde de 50Ω et $120\pi \Omega$, reposant sur un substrat de constante diélectrique 2.32 et d'épaisseur 3.6 mm. La figure II.5 illustre l'impédance caractéristique relative à cette ligne en fonction de la position sur le microruban. La longueur totale de la ligne est la somme de L et L_{eff} , soit 69.25 mm.

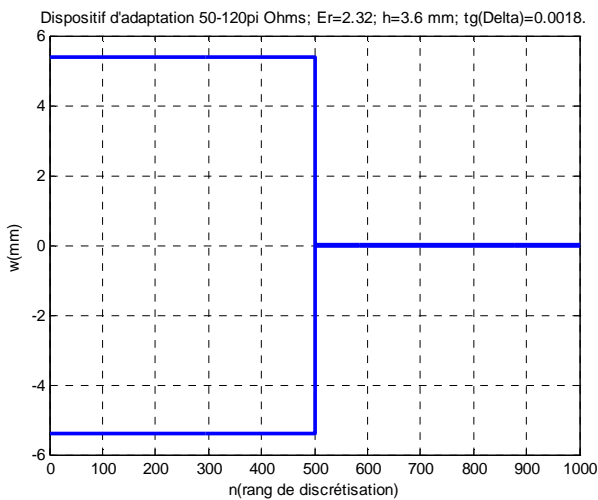


Figure II.4 : Dispositif de deux tronçons de ligne microruban $50-120\pi \Omega$.

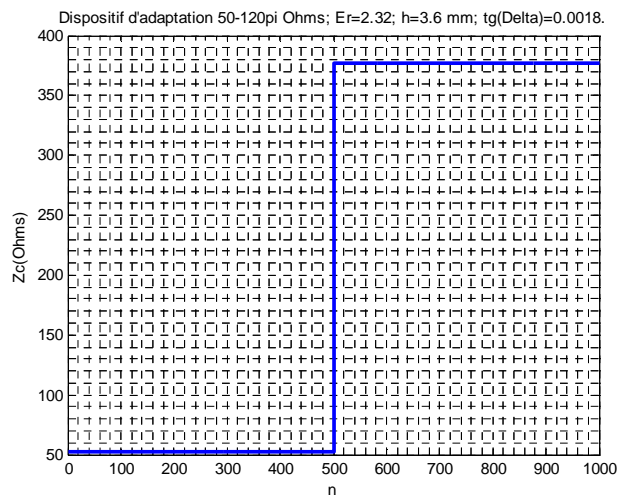


Figure II.5: Impédance caractéristique du dispositif $50-120\pi \Omega$.

Les courbes des paramètres S de la figure II.6 montrent que la puissance fournie n'est pas transmise, d'une manière suffisante, du port 1 au port 2 du fait que le coefficient de réflexion S_{11} est au dessus de -9.54 dB (correspondant au TOS < 2) sur toute la gamme de fréquences avoisinant la résonance.

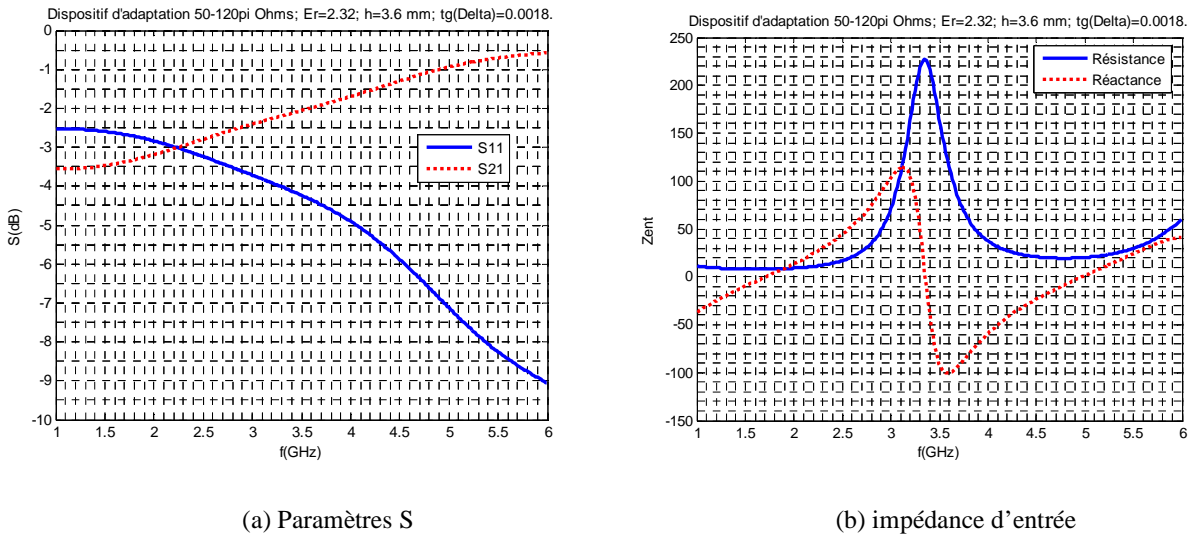


Figure II.6: (a) : Paramètres S du dispositif 50 Ω -120 $\pi \Omega$ vus au plan séparant les deux tronçons de lignes et (b) : Impédance d'entrée.

II.2.1.2 Dispositif constitué de trois tronçons de ligne demi-onde

Etudions le cas de l'insertion d'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique égale à $\sqrt{50 \times 120\pi} = 137.29 \Omega$. La largeur du microruban qui correspond à cette impédance est : $W=1.45 \text{ mm}$. Le dispositif présente une résonance à 1.8 GHz et un coefficient de réflexion faible (fig. II.8). Ce qui traduit une bonne transmission de l'énergie à cette fréquence.

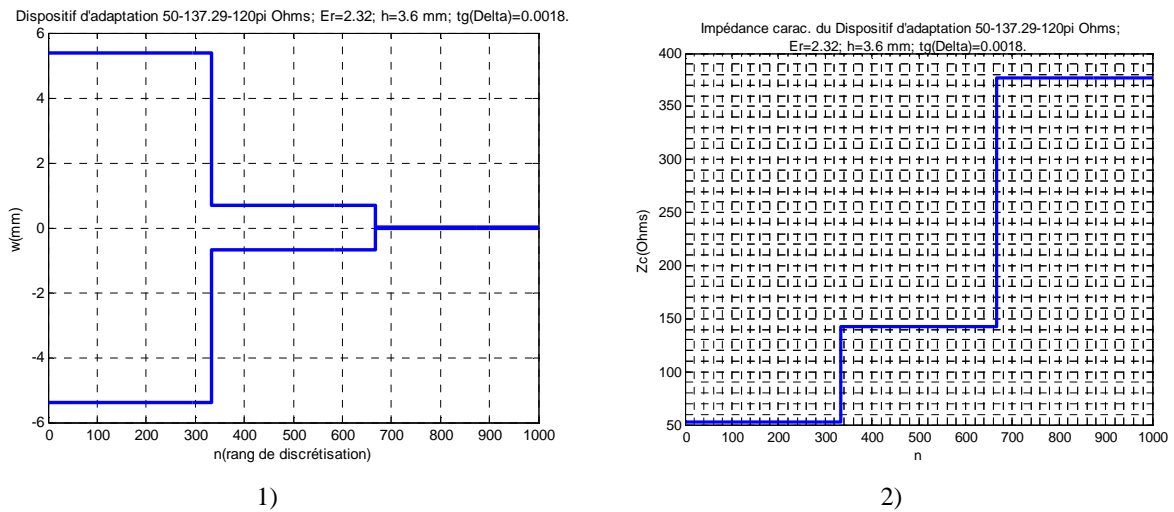
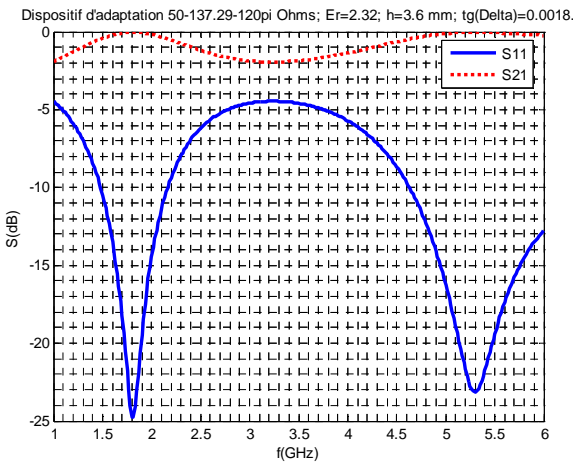
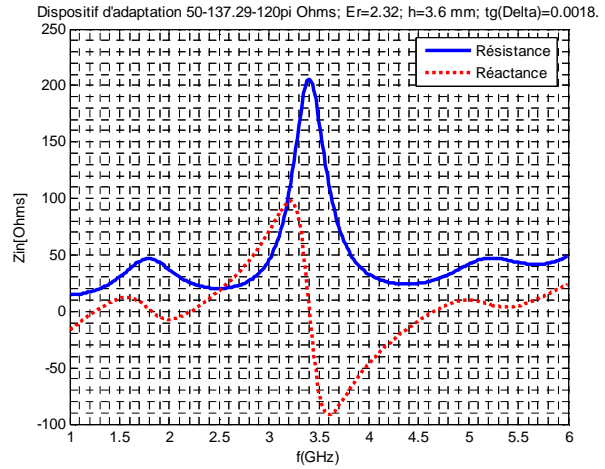


Figure II.7: Ligne microruban de trois tronçons 50-137.29-120 $\pi \Omega$; 1) largeur du microruban et 2) impédance caractéristique.



1) Paramètres S

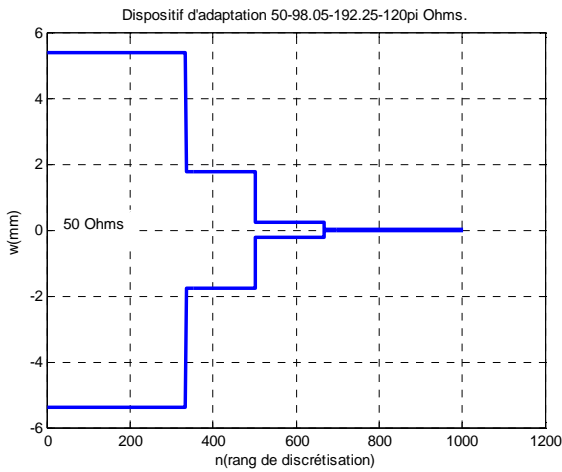


2) Impédance d'entrée

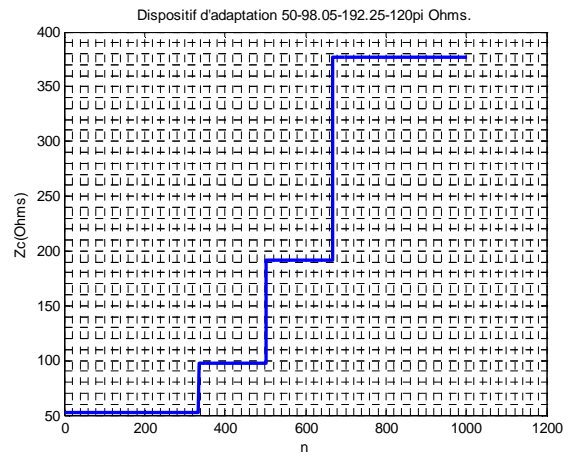
Figure II.8: 1) Paramètres S du dispositif 50 Ω-137.29 Ω-120π Ω et 2) Impédance d'entrée.

II.2.1.3 Dispositif constitué de quatre tronçons de ligne demi-onde et quart d'onde

Etudions le cas d'une ligne microruban constituée de quatre tronçons, à savoir 50 Ω, 98.05 Ω, 192.25 Ω et 120π Ω. Les figures ci-après montrent la largeur de la ligne microruban, son impédance caractéristique et ses paramètres S relevés à la jonction 50-92.05 Ω.



(a)



(b)

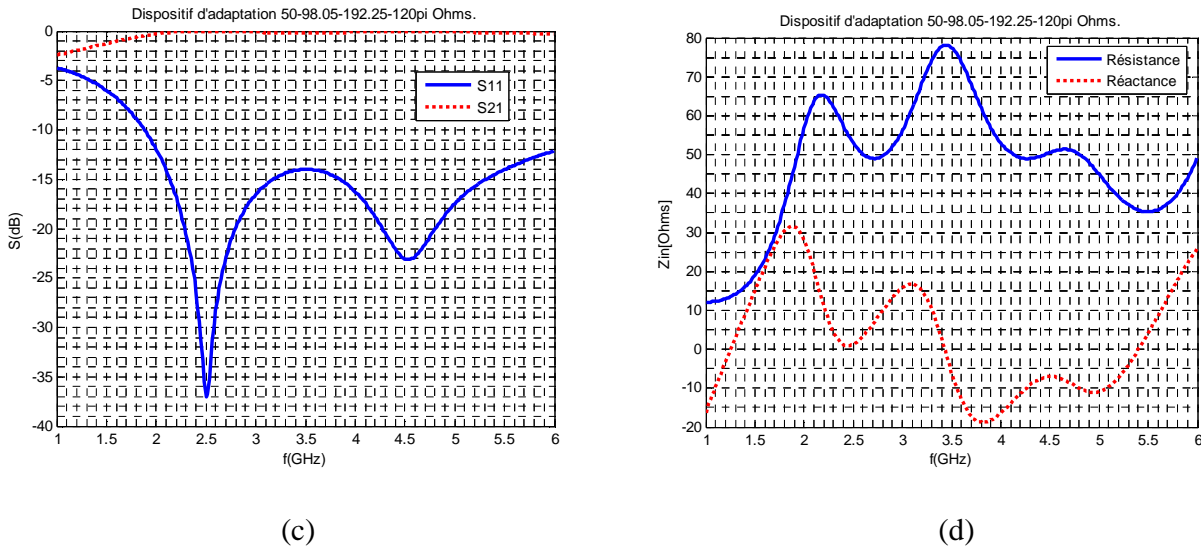


Figure II.9: Dispositif 50 Ω-98.05-192.25-120π Ω : (a) largeur du microruban, (b) impédance caractéristique, (c) paramètres S et (d) impédance d'entrée.

La comparaison des courbes des figures II-6, II-8 et II-9(c) montre que le meilleur dispositif parmi les trois est celui constitué des tronçons de lignes 50-98.05-192.25-120π Ω, ceci en raison de son coefficient de transmission qui se situe au dessus de -0.32 dB sur toute la gamme de fréquence de 2 à 4.4 GHz. Pour confirmer cette constatation, nous insérons un patch rectangulaire après le tronçon de 50 Ω dans les deux dispositifs et comparons les performances des antennes ainsi composées.

II.2.2 Cas de l'adaptation de la seule sortie d'une APM :

On reprend la figure II.3 en lui insérant l'antenne demi-onde quasi-carrée entre la ligne d'excitation Z_0 et l'adaptateur d'impédance (Z_{1a} , Z_{1b} , Z_2).

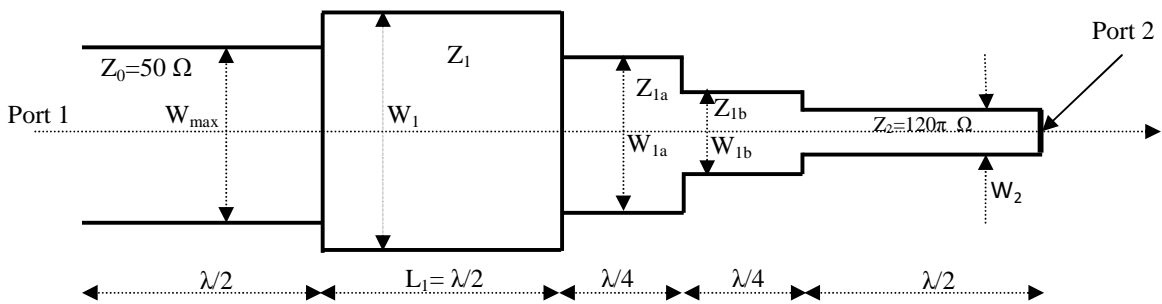


Figure II.10 : Antenne demi-onde quasi-carrée avec adaptateur d'impédance (vue de dessus).

Nous allons analyser l'antenne de la figure II.10 avec les paramètres et les dimensions physiques suivants : $\epsilon_r = 2.32$; $h = 3.6$ mm ; $W_{max} = 10.8$ mm ; $W_2 = 0.0024$ mm. W_{1a} et W_{1b} seront déterminés après connaissance des dimensions du patch à adapter.

Calcul des dimensions du patch à adapter :

Les données sont : $\epsilon_r = 2.32$, $h = 3.6$ mm, $f_0 = 3$ GHz. La largeur du patch est donnée par [126] :

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \tag{II.20}$$

où c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre. On trouve $W_1 = 38.8$ mm, correspondant à $Z_{c1} = 20 \Omega$. La longueur L_1 est donnée par les équations (II-16) à (II-19). $L_1 = 30.7$ mm.

Les figures suivantes (II.11) illustrent les paramètres de ce patch isolé excité par une ligne microruban demi-onde de 50Ω . Nous remarquons bien que le coefficient de réflexion est trop élevé au voisinage de la fréquence opératoire de 2.96 GHz. Son minimum est à -7.7 dB. Sa directivité dans la direction de rayonnement maximal ($\Phi=0^\circ$, $\Theta=0^\circ$) à cette fréquence est de 6.25 dB. Son diagramme de rayonnement présente des lobes latéraux très importants atteignant 0.5 % du lobe principal. La largeur de bande de fréquence à $S_{11} < -9.54$ dB est nulle. D'où la nécessité de l'adaptation pour améliorer ces performances.

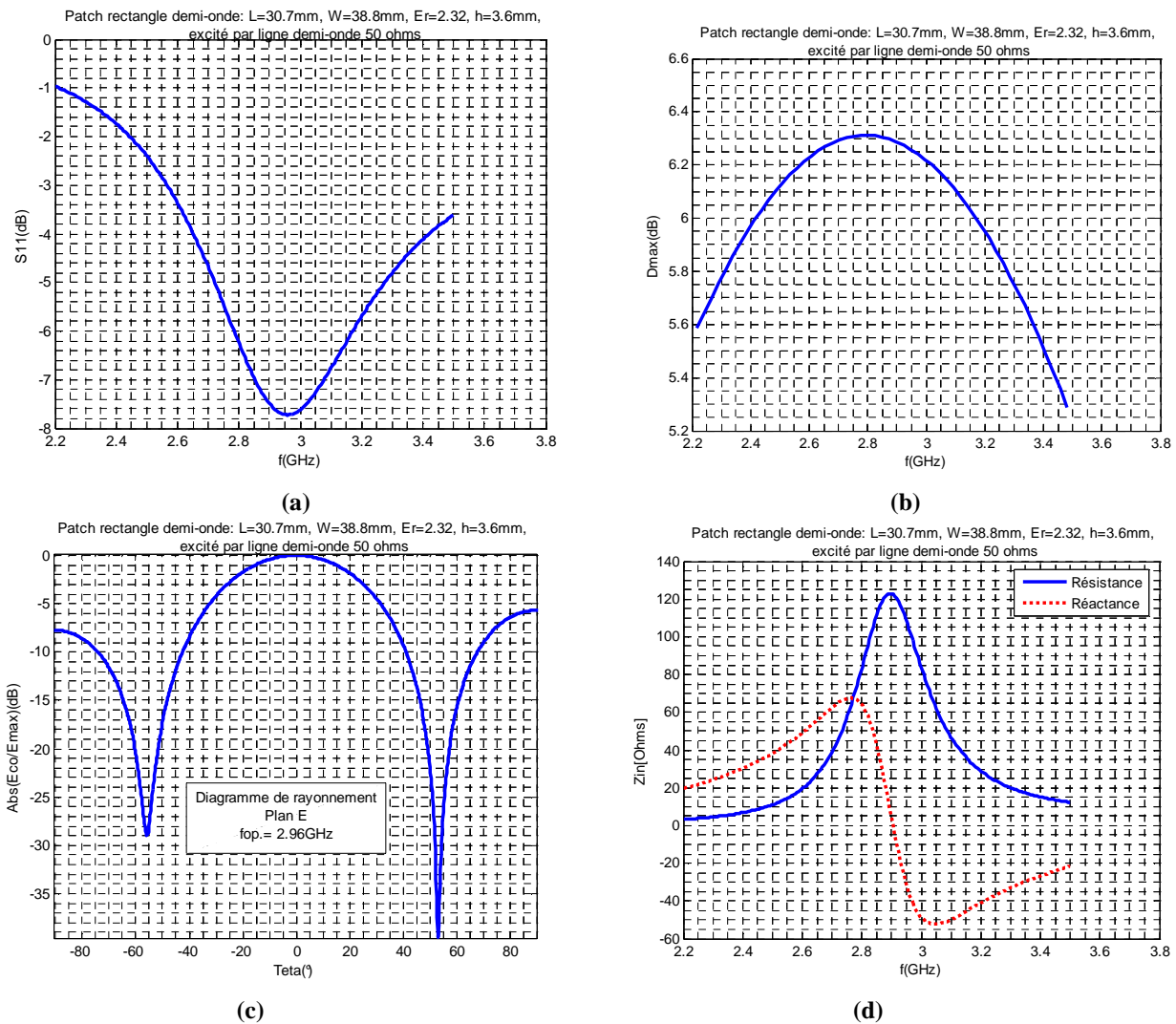
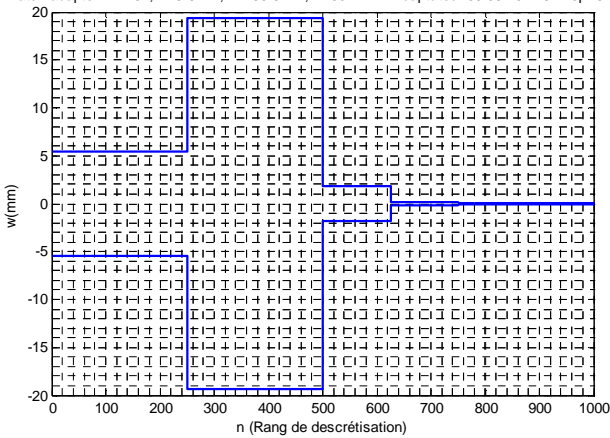


Figure II.11: patch rectangle isolé: $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$, excité par ligne microruban demi-onde de 50Ω . (a): paramètres S, (b): directivité, (c): diagramme de rayonnement calculé à 2.66 GHz et (d) impédance d'entrée.

II.2.2.1 Cas 1 : Par le dispositif 98.05-192.25-120π Ω

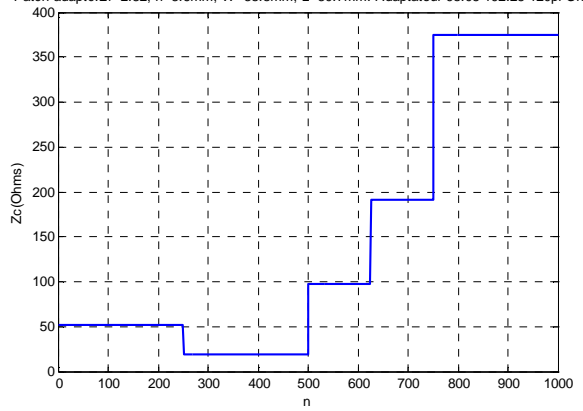
Les figures suivantes (II.12) illustrent les performances du même patch adapté du coté antenne- espace libre par le dispositif 98.05-192.25-120π Ω. Nous pouvons bien remarquer une nette amélioration des performances du patch adapté par rapport au patch isolé. Le coefficient de réflexion est faible (-34 dB à 3.27 GHz). La largeur de bande, à S₁₁ < -9.54 dB, est 20.59 %. Les lobes latéraux sont très importants. La directivité dans la direction de rayonnement maximal (Φ=0°, Θ=3.6°) à la fréquence de 3.27 GHz est de 5.14 dB. La composante croisée dans le plan E est inférieure à -14 dB.

Patch adapté:Er=2.32; h=3.6mm; W=38.8mm; L=30.7mm. Adaptateur 98.05-192.25-120pi Ohms



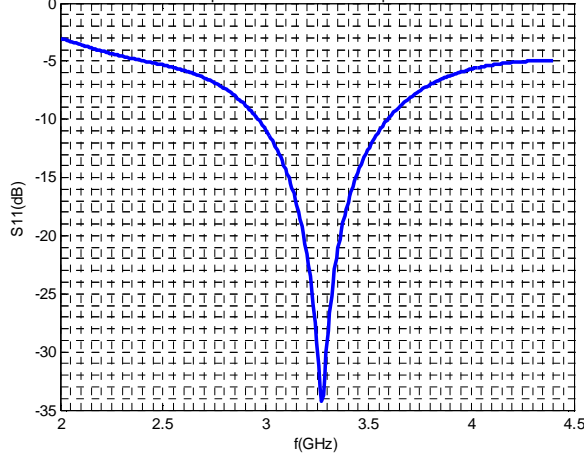
(a)

Patch adapté:Er=2.32; h=3.6mm; W=38.8mm; L=30.7mm. Adaptateur 98.05-192.25-120pi Ohms

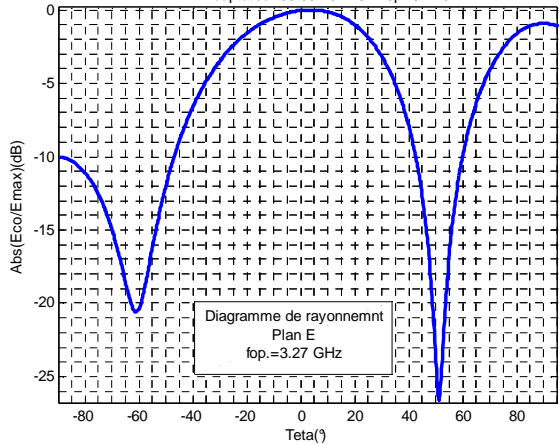


(b)

Patch adapté en aval:Er=2.32; h=3.6mm; W=38.8mm; L=30.7mm. Adaptateur 98.05-192.25-120pi Ohms



Patch adapté en aval:Er=2.32; h=3.6mm; W=38.8mm; L=30.7mm. Adaptateur 98.05-192.25-120pi Ohms



(d)

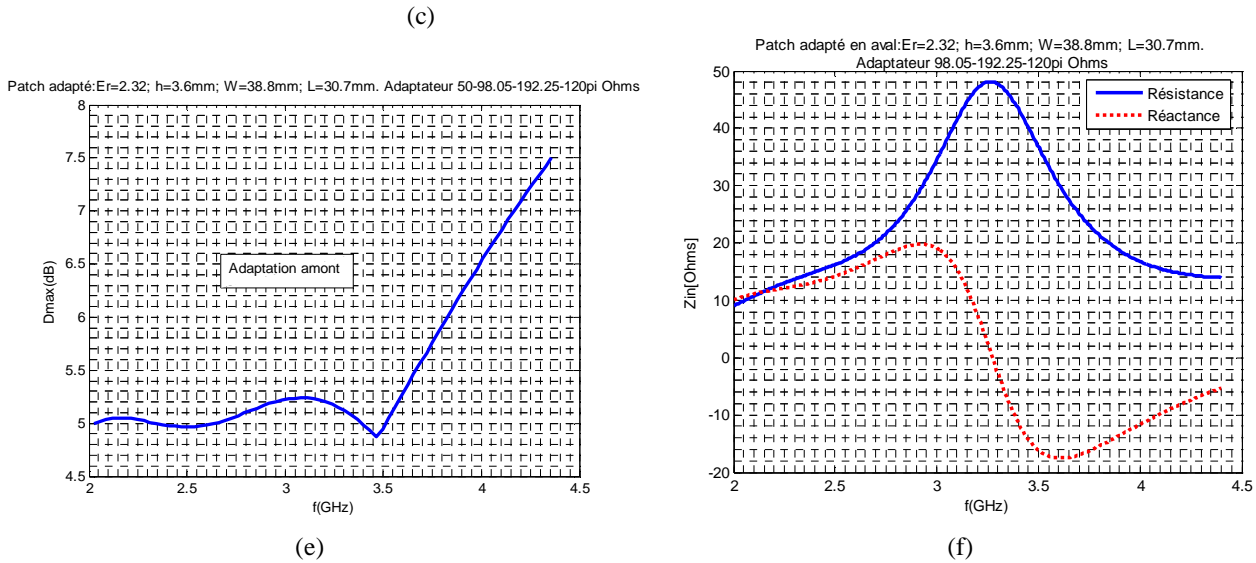
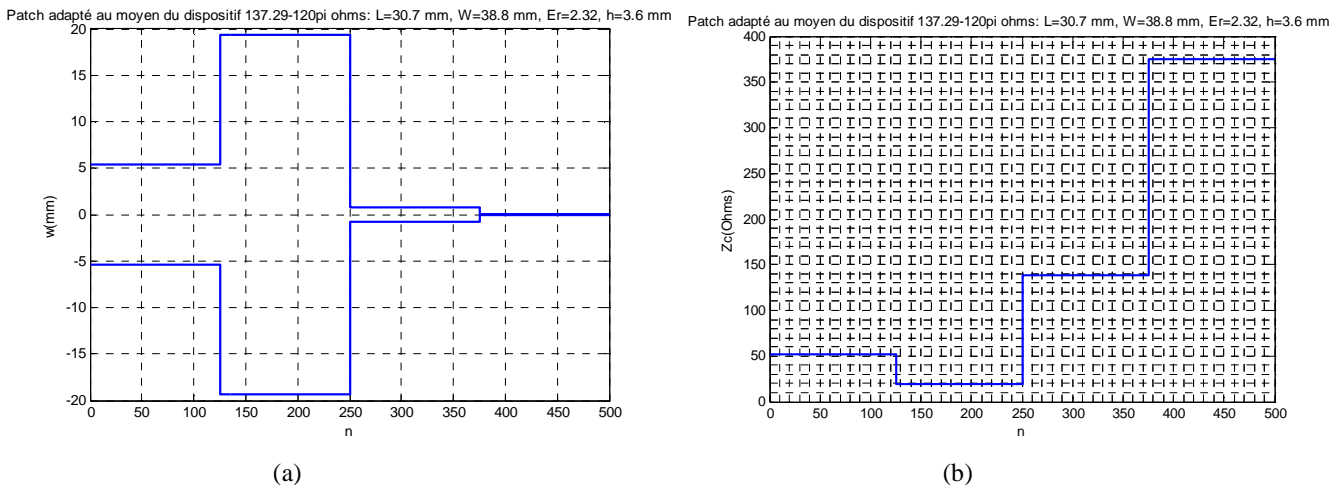


Figure II.12: patch rectangle adapté par le dispositif 98.05-192.25-120 π Ω : $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.2 GHz et (e) : directivité, (f) : impédance d'entrée.

II.2.2.2 Cas 2 : Par le dispositif 137.29-120 π Ω

Examinons le cas de l'adaptation par le dispositif 137.29-120 π Ω . La largeur du microruban correspondant à cette impédance caractéristique est 1.45 mm. Les programmes de calcul sous Matlab donnent les courbes du patch adapté suivantes, à partir desquelles nous relevons les performances de l'antenne adaptée :

- Lobes latéraux confinés dans le cercle 0.7 ;
- Largeur de bande (TOS<2) : 10.64 % ;
- Profondeur du coefficient de réflexion : - 13 dB ;
- Directivité dans la direction de rayonnement maximal ($\Phi=0^\circ$, $\Theta=-1^\circ$) à 3.31 GHz : 5.8 dB ;
- La composante croisée dans le plan H est inférieure à -21 dB.



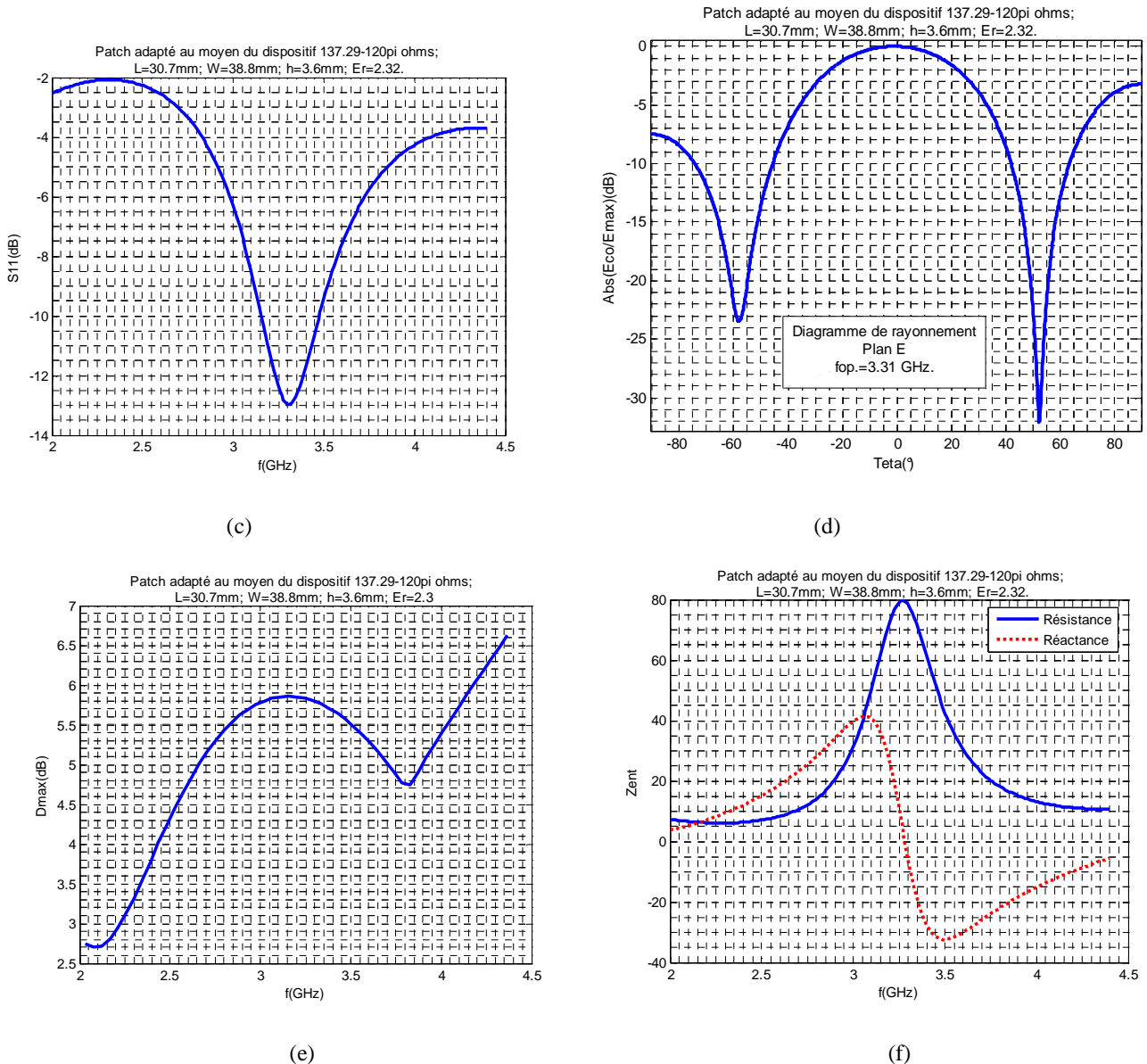


Figure II.13: patch rectangle adapté par le dispositif $137.29-120 \pi \Omega$: $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique correspondante, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement dans le plan E calculé à 3.31 GHz, (e) : directivité et (f) : impédance d'entrée.

La comparaison des performances des deux figures (II.12) et (II.13) permet de conclure aisément que le premier dispositif d'adaptation ($98.05-192.25-120\pi$) est le meilleur. Les lobes latéraux et arrière du deuxième cas sont plus importants que ceux du premier cas. Le coefficient de réflexion à la résonance du deuxième cas est de -14.4 dB contre -31.5 dB dans le premier cas. La largeur de bande est 14.24 % contre 25.54 % pour le premier cas. La directivité maximale à la fréquence de résonance est 7.8 dB contre 8 dB pour le premier cas.

II.2.2.3 Cas 3 : Par dispositif continu

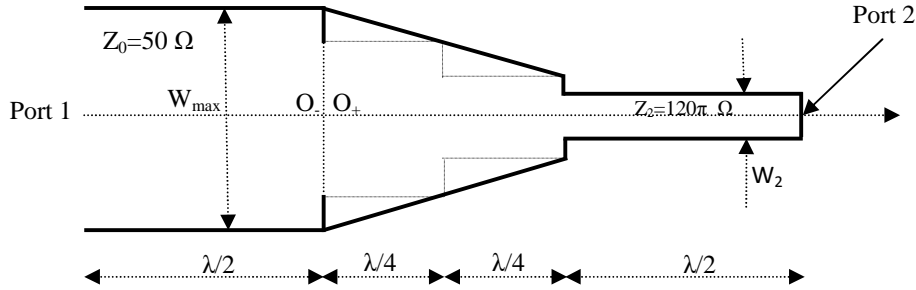


Figure II.14 : Dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas continu (vue de dessus).

Lorsque $\lambda/2 \leq x \leq \lambda$, la largeur du microruban suit la loi $w(x) = w_{max} / [2 \cdot (1 + \frac{4x-x_0}{\lambda})]$, x_0 est déterminé par la condition aux limites $w(\lambda/2) = w(o_+) = w_{max} e^{-\log^2} = w_{max}/2$. Donc $4(\lambda/2) - x_0 = 0$ d'où $x_0 = 2\lambda$.

$$W(x) = w_{max} / [2 \cdot (1 + (4x - 2\lambda) / \lambda)] \quad \text{lorsque } \lambda/2 \leq x \leq \lambda. \tag{II.21}$$

La figure II.15 illustre la largeur W et l'impédance caractéristique correspondante en fonction du rang de discrétisation n de l'adaptateur régi par l'équation (II.21). La figure II.16 illustre les paramètres S du dispositif adaptateur sans le patch.

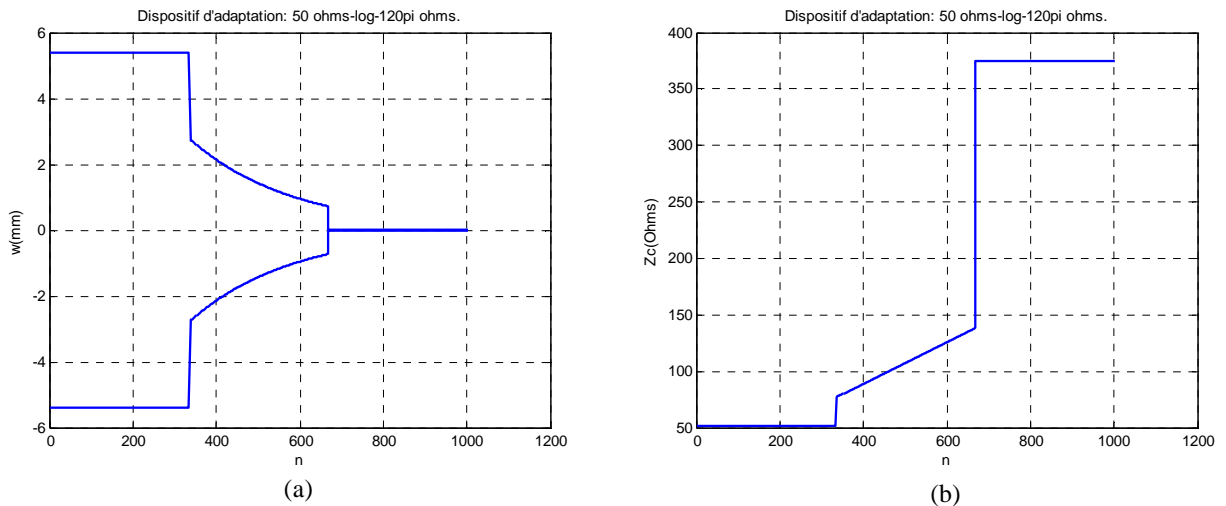


Figure II.15 : Dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas continu régi par l'équation (II.21), (a) : contour du microruban, (b) : impédance caractéristique correspondante calculée à la fréquence de résonance.

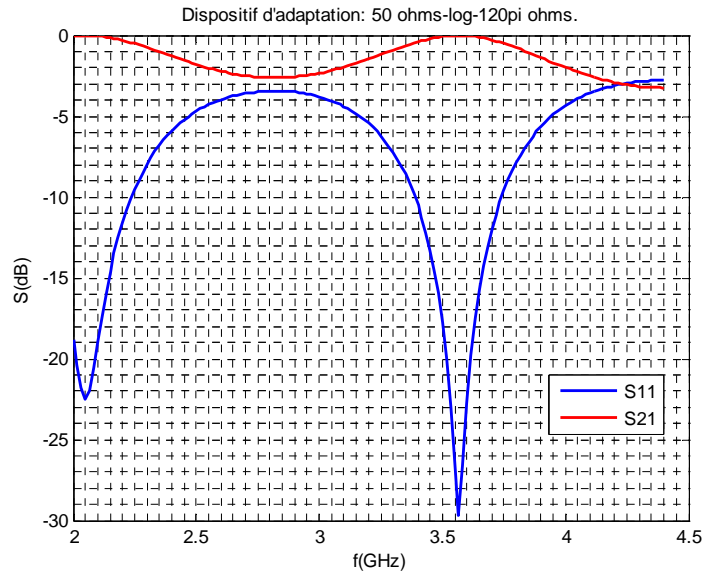


Figure II.16 : Paramètres S du dispositif adaptateur d'antennes microrubans – cas continu régi par l'équation (II.21).

Pour apprécier l'effet de l'adaptation, nous examinons le paramètre S_{11} du patch inséré en cascade dans cet adaptateur après la ligne de 50Ω , comme illustré par la figure II.17. Nous obtenons les caractéristiques et les performances montrées à la figure II.18.

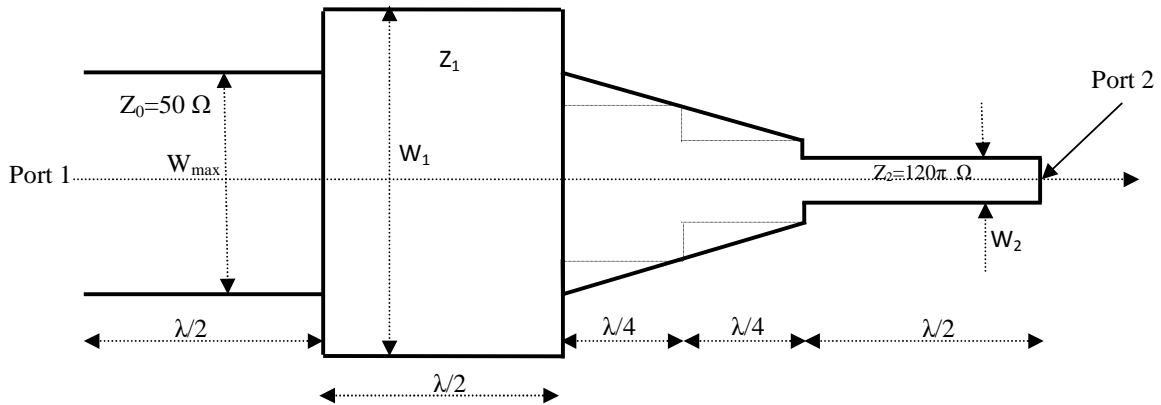


Figure II.17 : Antenne patch adaptée par le dispositif continu.

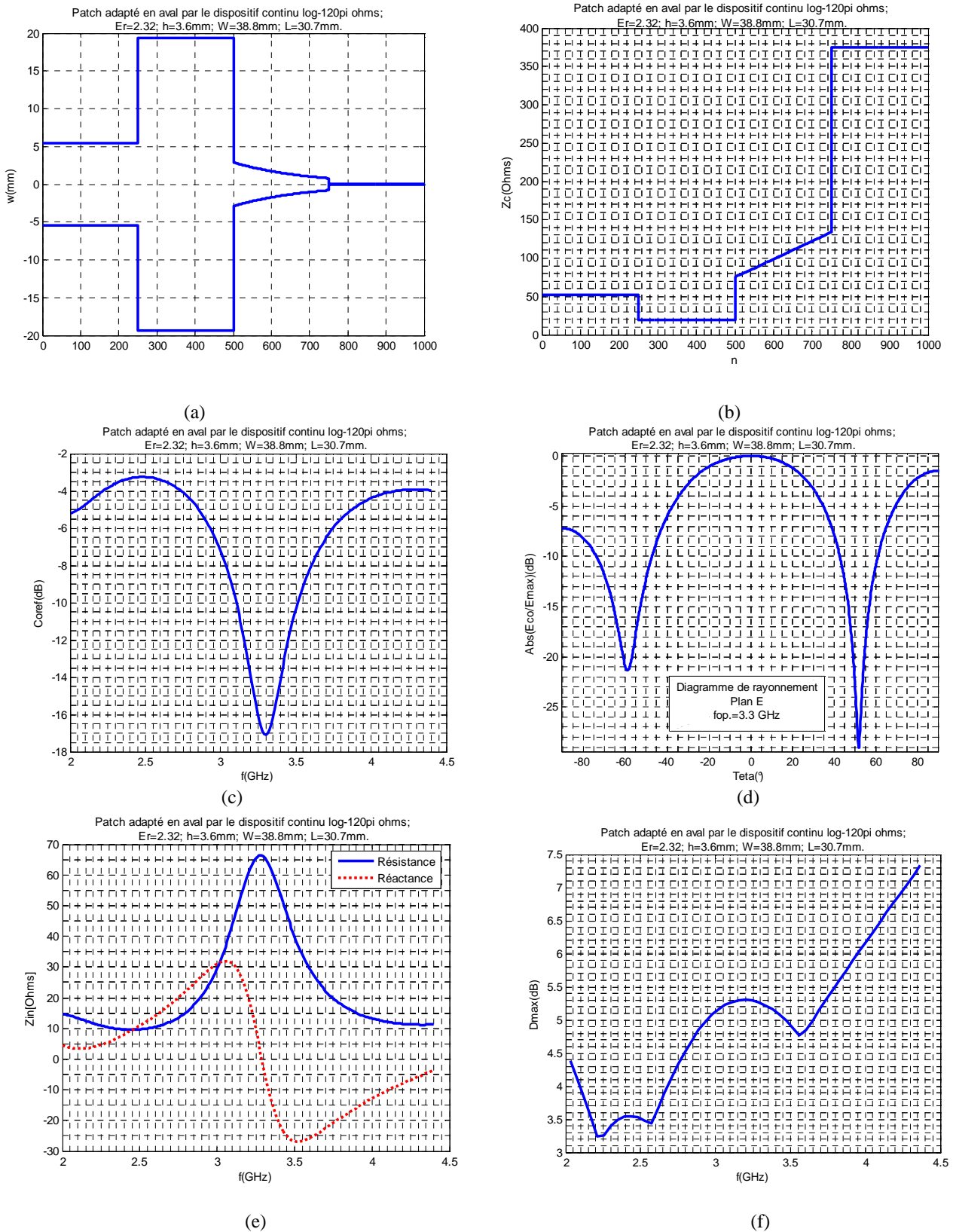


Figure II.18: patch rectangle adapté par le dispositif continu log-120 π Ω : $L=30.7$ mm ; $W=38.8$ mm ; $h=3.6$ mm ; $\epsilon_r=2.32$. (a) : largeur du microruban (b) : impédance caractéristique, (c) : paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.2 GHz, (e) : impédance d'entrée et (f) : directivité dans la direction du rayonnement maximal.

De la figure II.18, nous relevons que la largeur de bande de l'antenne adaptée par le dispositif continu est de 13.38 %, son coefficient de réflexion à la fréquence de résonance est de - 17.1 dB et sa directivité dans la direction de rayonnement maximal ($\Phi=0^\circ$, $\Theta=0.2^\circ$) à la fréquence opératoire $f_o= 3.3$ GHz est de 5.25 dB. Ses lobes latéraux dans le plan E sont confinés dans le cercle 0.85. La composante croisée dans le plan H est inférieure à -18.5 dB.

II.2.3 Cas de l'adaptation de la seule entrée d'une APM

La figure suivante (II.19) représente une antenne rectangle alimentée par une ligne microruban demi-onde d'impédance caractéristique égale à 50Ω , suivie d'un tronçon de ligne microruban de largeur w correspondant à une impédance caractéristique $Z_c=\sqrt{50 \cdot Z_1}$, Z_1 étant l'impédance caractéristique du patch rectangle à adapter.

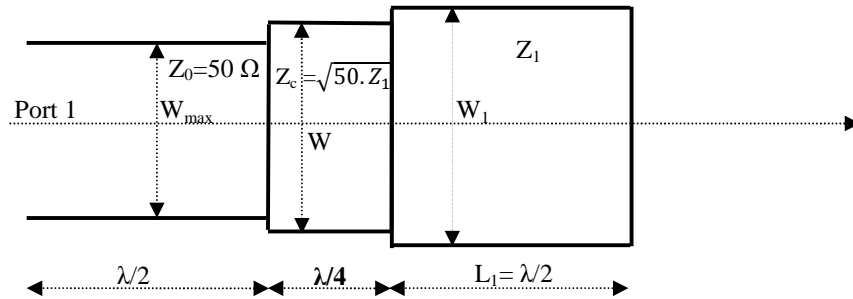
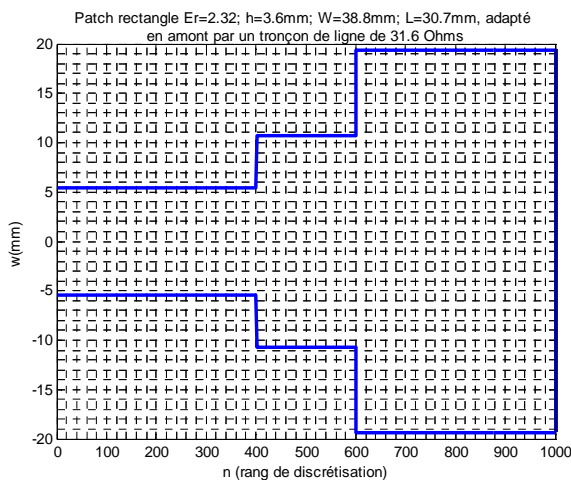


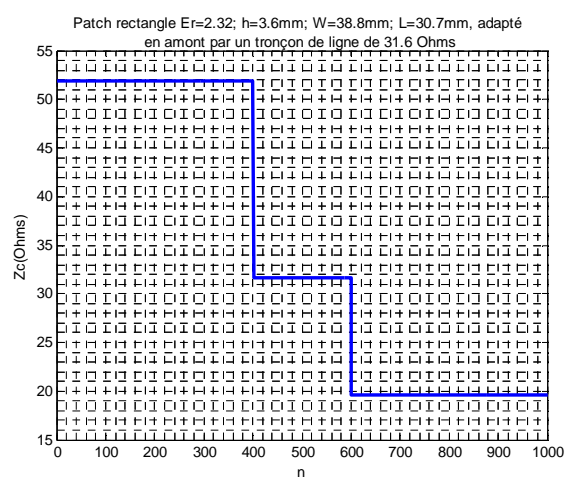
Figure II.19 : Antenne patch adaptée en amont par une ligne microruban quart d'onde.

Les caractéristiques de la ligne d'adaptation sont : $W= 21.5$ mm, $L=15.35$ mm, $Z_c=31.6\Omega$.

Les courbes des figures II.20 illustrent les performances du patch rectangle, $L=30.7$ mm, $W= 38.8$ mm, $h=3.6$ mm, $\epsilon_r=2.32$, adaptée en amont par la ligne quart d'onde de 31.6Ω .



(a)



(b)

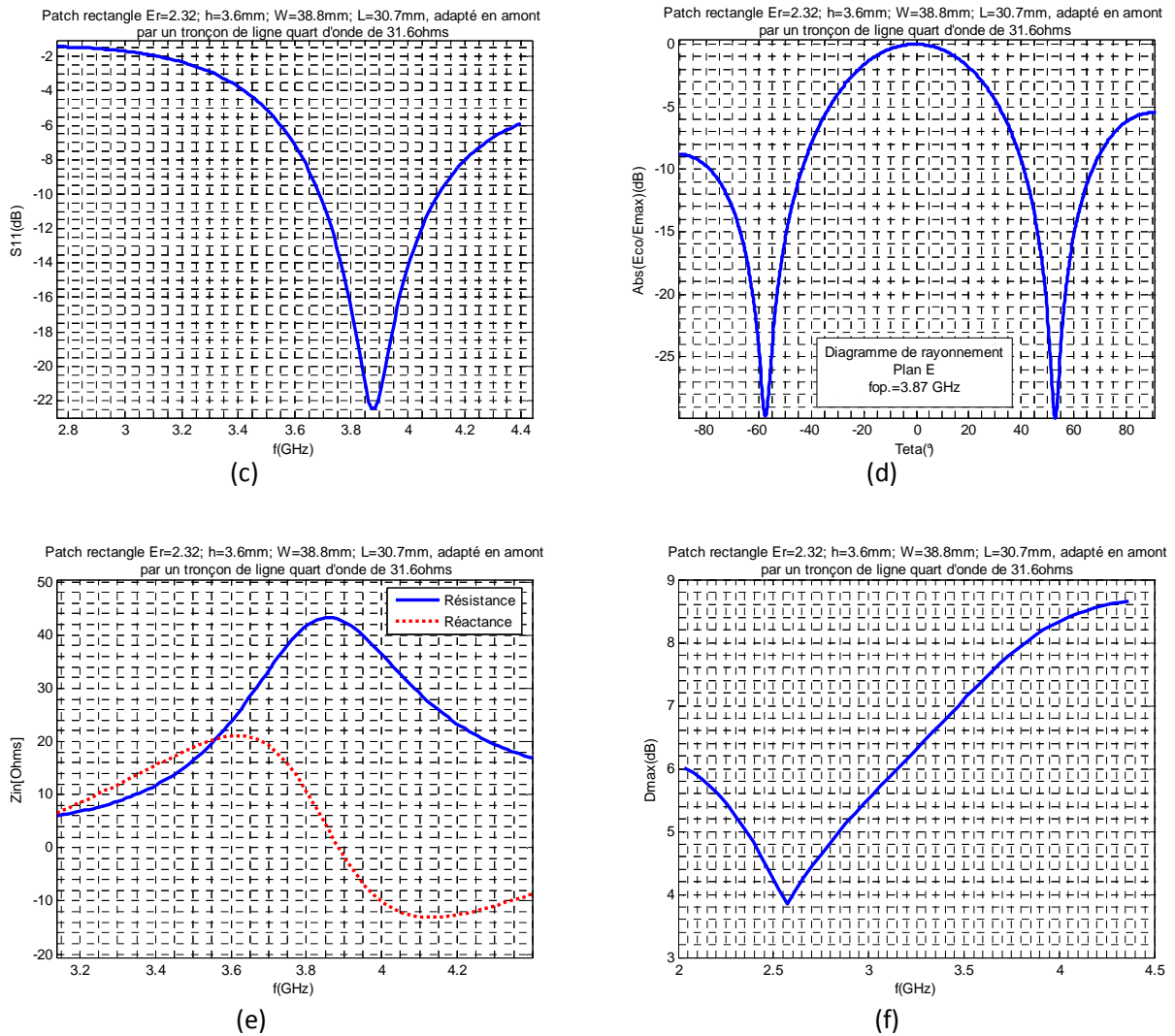


Figure II.20: patch rectangle adapté en amont par la ligne demi-onde de 31.6Ω ; $L=30.7 \text{ mm}$; $W=38.8 \text{ mm}$; $h=3.6 \text{ mm}$; $\epsilon_r=2.32$. (a): largeur du microruban (b): impédance caractéristique, (c): paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.88 GHz, (e) : impédance d'entrée et (f) : directivité dans la direction du rayonnement maximal.

Les performances de cette structure adaptée seulement à l'entrée sont illustrées par la figure II.20:

- Lobes latéraux confinés dans le cercle 0.55 ;
- Directivité dans la direction de rayonnement maximal ($\Phi=0^\circ$, $\Theta=-0.2^\circ$) à 3.87 GHz : 8.10 dB ;
- Largeur de bande : 11.92 % ;
- Profondeur du coefficient de réflexion : -22.5 dB ;
- Composante croisée dans le plan H < -24 dB.

II.2.4 Cas de l'adaptation simultanée (entrée-sortie) d'une APM

En raison de ses performances meilleures, on maintient l'adaptation en aval par le dispositif $98.05-192.25-120\pi \Omega$ et on le renforce par l'adaptation en amont. On reprend le schéma de la

figure II.10 et on lui rajoute un tronçon de ligne demi-onde (30.7 mm) de largeur correspondant à l'impédance caractéristique de valeur égale à la moyenne géométrique de 50Ω et de 20Ω (impédance caractéristique du patch à adapter). On trouve 31.6Ω qui correspond à la largeur de 21.5 mm.

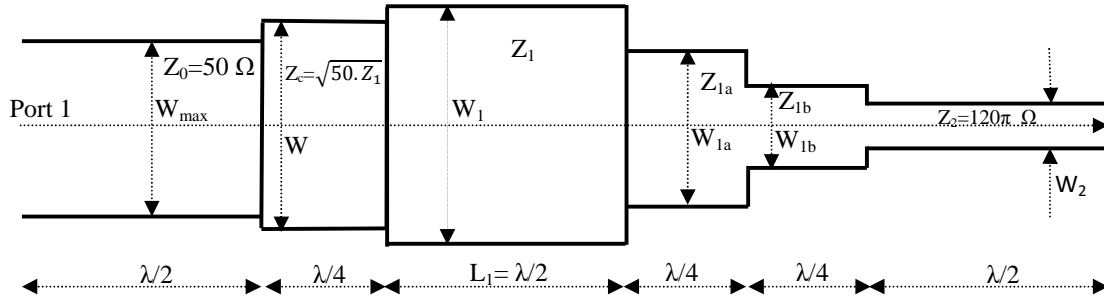
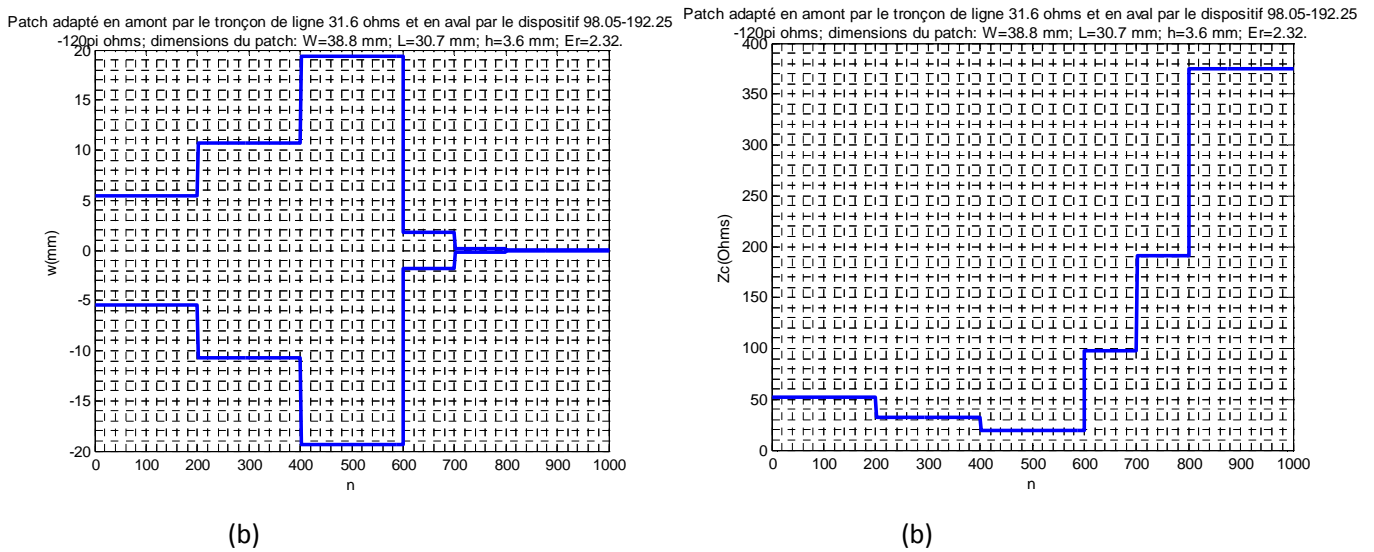


Figure II.21 : Antenne patch adaptée en amont par une ligne quart d'onde et en aval par deux lignes quart d'onde et une ligne demi-onde.

Les courbes des figures II.22 traduisent les performances de l'antenne patch adaptée en amont par la ligne demi-onde de 31.6Ω et en aval par le dispositif $98.05-192.25-120\pi \Omega$



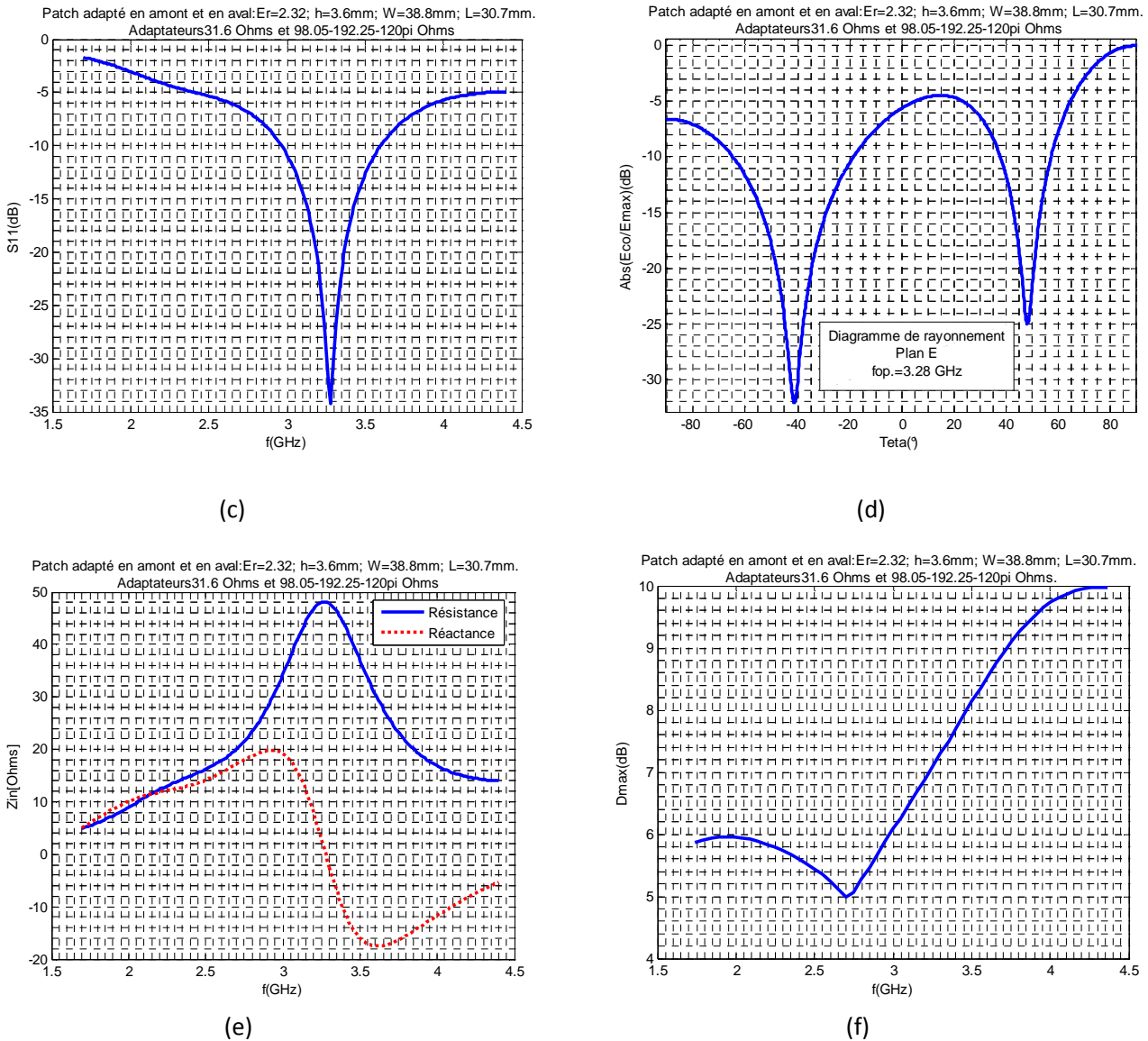


Figure II.22: patch rectangle adapté en amont par la ligne demi-onde de $31.6\ \Omega$ et en aval par le dispositif $98.05-192.25-120\pi\ \Omega$: $L=30.7\ \text{mm}$; $W=38.8\ \text{mm}$; $h=3.6\ \text{mm}$; $\epsilon_r=2.32$. (a) : largeur du microruban (b) : impédance caractéristique, (c) : paramètre S_{11} , (d) : diagramme de rayonnement calculé à 3.2 GHz, (e) : impédance d'entrée et (f) : directivité dans la direction du rayonnement maximal.

L'adjonction de la ligne microruban quart d'onde d'impédance caractéristique de $31.6\ \Omega$ au patch adapté par le dispositif $98.05-192.25-120\pi\ \Omega$ a ramené la fréquence de résonance à 3.26 GHz et a amélioré les performances de la structure, à savoir :

- Lobes latéraux confinés dans le cercle 0.6 ;
- Directivité dans la direction de rayonnement maximal ($\Phi=0^\circ$, $\Theta=90^\circ$) à 3.28 GHz : 7.10 dB;
- Largeur de bande : 20.54 % ;
- Profondeur du coefficient de réflexion : -34.2 dB ;
- Niveau de la composante croisée dans le plan H est inférieur à -8 dB.

Sur le tableau comparatif II.1 sont dressées les performances de l'antenne isolée et des antennes adaptées par les différents dispositifs. Sur la figure II.23 sont tracées les courbes de directivité dans la direction de rayonnement maximal des patches isolé et adaptés en aval à l'aide des dispositifs $98.05-192.25-120\pi \Omega$, $137.29-120\pi \Omega$ et continu $\log-120\pi \Omega$ et en amont et aval par les dispositifs amont 31.6 et aval $98.05-192.25-120\pi \Omega$.

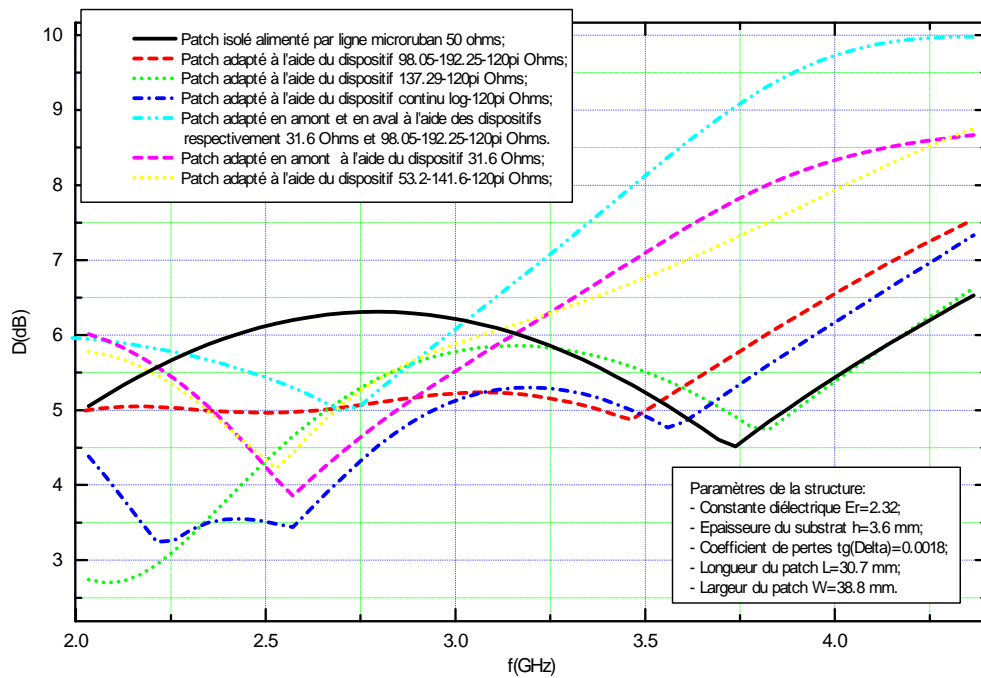


Figure II.23: Directivité D de l'antenne demi-onde quasi-carrée : (trait noir) patch isolé : $\epsilon_r = 2.32$; $h = 3.6$ mm ; $L = 30.7$ mm ; $W = 38.8$ mm ; (trait bleu) même patch adaptée à l'aide du dispositif continu de l'équation II.21 ; $W_{\max} = 10.8$ mm ; $W_2 = 0.0024$ mm ; (trait vert) patch adapté à l'aide du dispositif $50-137.29-120\pi \Omega$; (trait rouge) patch adapté à l'aide du dispositif $50-98.05-192.25-120\pi \Omega$; (trait magenta) patch adapté en amont à l'aide du dispositif $50-31.6 \Omega$; (trait jaune) patch adapté en amont à l'aide du dispositif $53.2-141.6-120\pi \Omega$; (trait cyan) patch adapté en amont et en aval à l'aide des dispositifs 31.6Ω et $98.05-192.25-120\pi \Omega$, respectivement.

Tableau II.1 : Tableau comparatif des performances des patches isolé et adaptés

Performances		Structure	Largeur de bande (TOS<2) (%)	Directivité à f _{op} (dB)	Lobes latéraux confinés dans	Niveau de la composante croisée	Profondeur de S ₁₁ (dB)	Produit Directivité à f _{op} GHz x Largeur de bande
Patch isolé			0	6.25	Cercle 0.5	< -25 dB	-7.7	0
Patch adapté	Aval 98.05-192.25-120π Ω		20.59	5.8	Cercle 0.9	< -14 dB	-34	119.42-2
	Aval 53.2-141.6-120π Ω		16.76	6.42	Cercle 0.75	< -12 dB	-15.64	107.599
	Aval 137.29-120π Ω		13.95	7.8	Cercle 0.4	< -21 dB	-14.4	108.81
	Aval log-120π Ω		13.38	5.25	Cercle 0.85	< -18.5 dB	-17.1	70.245
	Amont 31.6 Ω		11.92	8.10	Cercle 0.55	< -24 dB	-22.5	96.552
	Amont-aval 31.6_98.05-192.25-120π Ω		20.54	7.10	Cercle 0.6	< -8 dB	-34.2	145.834

Il ressort du tableau II.1 que la structure la plus performante au sens produit Directivité x Bande Passante (DxBP) est celle du patch adapté à l'aide du dispositif amont-aval 31.6_98.05-192.25-120π Ω, dont le produit DxBP est : 145.834. f_{op}=3.26 GHz.

II.3 Application aux structures périodiques

La formule de base pour l'étude des structures périodiques par l'approche des LECF, est l'équation de l'impédance ramenée à un point quelconque sur une ligne microruban:

$$Z_{in}(l) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad (\text{II.21.1})$$

Z₀, Z_L sont, respectivement, l'impédance caractéristique de la ligne microruban et sa charge et γ sa constante de propagation. Dans notre cas, étant donnée que la structure est adaptée à son extrémité droite,

$$Z_L = Z_0 = 50 \Omega \quad (\text{II.21.2})$$

En substituant (II.21.2) dans (II.21.1) et en remplaçant l par Δx, on obtient l'impédance d'entrée pour la dernière tranche de la structure:

$$Z_{in}^{(N)} = Z_0 = 50 \Omega \quad (\text{II.21.3})$$

Z_c^(N) et γ_N sont, respectivement, l'impédance caractéristique et la constante de propagation de la dernière tranche de la structure.

L'impédance d'entrée Z_{in}^(N) de la dernière tranche constitue la charge pour la tranche d'ordre (N-1). En utilisant l'équation (II.21.1), nous déduisons l'impédance d'entrée de la tranche d'ordre (N-1),

$$Z_{in}^{(N-1)} = Z_c^{(N-1)} \frac{Z_{in}^{(N)} + Z_c^{(N-1)} \tanh(\gamma_{N-1} \Delta x)}{Z_c^{(N-1)} + Z_{in}^{(N)} \tanh(\gamma_{N-1} \Delta x)} \quad (\text{II.21.4})$$

Ainsi, nous continuons le calcul récursif jusqu'à la première tranche de la structure pour avoir l'impédance d'entrée globale,

$$Z_{in} = Z_{in}^{(1)} = Z_c^{(1)} \frac{Z_{in}^{(2)} + Z_c^{(1)} \tanh(\gamma_1 \Delta x)}{Z_c^{(1)} + Z_{in}^{(2)} \tanh(\gamma_1 \Delta x)} \quad (\text{II.21.5})$$

Cas de l'excitation par sonde coaxiale :

Supposons que la sonde coaxiale est positionnée entre la tranche de rang M et celle du rang M+1. Nous évaluons l'impédance d'entrée vue à l'entrée de la tranche de rang M+1, c'est l'impédance d'entrée de la partie droite de la structure par rapport au point d'excitation.

$$Z_{in1} = Z_{in}^{(M+1)} = Z_c^{(M+1)} \frac{Z_{in}^{(M+2)} + Z_c^{(M+1)} \tanh(\gamma_{M+1} \Delta x)}{Z_c^{(M+1)} + Z_{in}^{(M+2)} \tanh(\gamma_{M+1} \Delta x)} \quad (\text{II.21.6})$$

Ensuite, nous évaluons l'impédance ramenée de l'extrémité gauche de la structure à la sortie de la tranche de rang M, c'est l'impédance d'entrée de la partie gauche de la structure par rapport au point d'excitation. Pour ce faire, nous tournons la structure de 180° et nous calculons le point symétrique du point M par rapport au centre de la structure, soit M'.

$M' = N - M + 1$ N est le nombre de discrétisation.

La structure étant tournée de 180°, alors, la tranche de rang N prend la place de celle qui était de rang 1 avant la rotation : $Z_c^{(N)} = Z_c^1$ et en général $Z_c^{(N-i+1)} = Z_c^{(i)}$ et de même pour les constantes de propagation γ_i .

$$Z_{in2} = Z_{in}^{(M'+1)} = Z_c^{(M'+1)} \frac{Z_{in}^{(M'+2)} + Z_c^{(M'+1)} \tanh(\gamma_{M'+1}' \Delta x)}{Z_c^{(M'+1)} + Z_{in}^{(M'+2)} \tanh(\gamma_{M'+1}' \Delta x)} \quad (\text{II.21.7})$$

L'impédance d'entrée de la structure est :

$$Z_{in} = \frac{Z_{in1} \cdot Z_{in2}}{Z_{in1} + Z_{in2}} + X_L \quad (\text{II.21.8})$$

X_L est la contribution réactive de la sonde coaxiale. Elle est donnée par l'équation (IV.12).

Le coefficient de réflexion à l'entrée de la structure est donné par :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c^{(1)}}{Z_{in} + Z_c^{(1)}} \quad (\text{II.21.9})$$

Dans le cas de l'excitation par sonde coaxiale, le coefficient de réflexion est :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_c^{(M)}}{Z_{in} + Z_c^{(M)}} \quad (\text{II.21.10})$$

Le coefficient de transmission est donné par :

$$|S_{21}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{II.21.11})$$

II.3.1 Réalisées par gravure du ruban supérieur

• En motifs discrets

Nous analysons, au moyen de l'approche des LECF, la structure de la figure II.24 [118] et nous comparons les résultats relatifs à la fréquence centrale et à la largeur à - 20 dB ainsi que la profondeur de la bande de réjection.

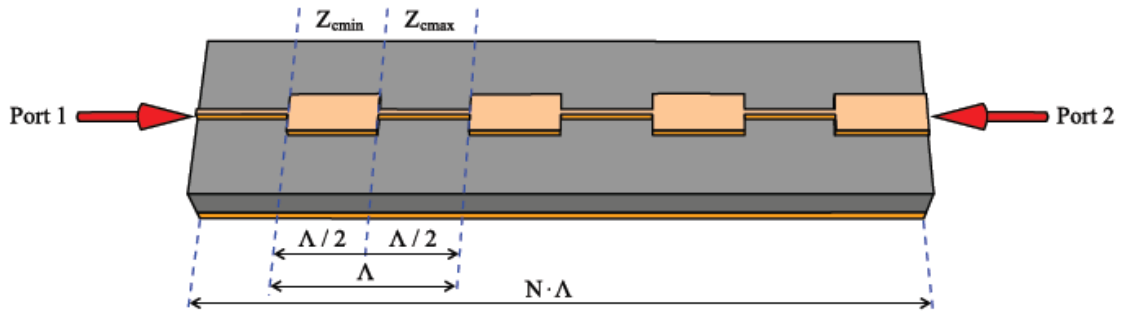


Figure II.24 : Structure périodique, vue de dessus, d'un filtre à sauts d'impédances.

La structure périodique la plus simple est celle constituée de sauts d'impédance entre Z_{cmin} et Z_{cmax} sur une période Λ répétée N fois, représentée sur la Figure II.24. Avec cette topologie, l'onde est partiellement réfléchi à chaque saut d'impédance. Ces réflexions sont destructives lorsqu'une période de variation de l'impédance caractéristique correspond à une demi longueur d'onde, modulo la longueur d'onde; d'où l'atténuation de certaines bandes dans la transmission.

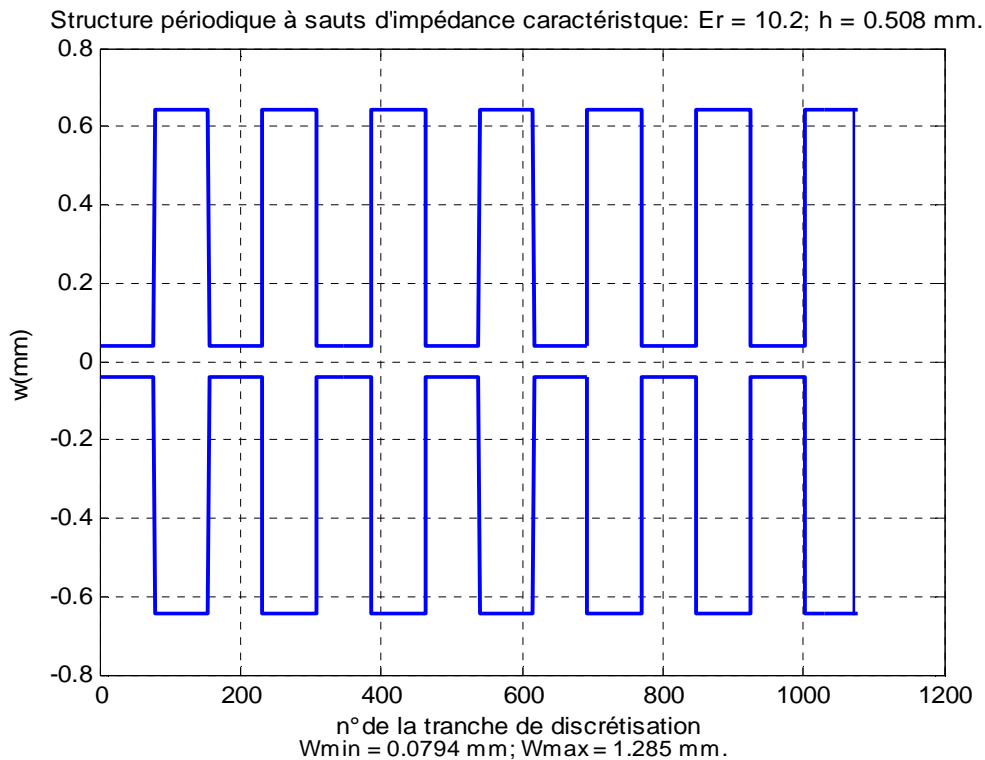


Figure II.25 : Contour de la ligne microruban, en fonction du numéro de tranche de discrétisation, du filtre à sauts d'impédances à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm ; $Z_{cmin} = 28 \Omega$, $Z_{cmax} = 90 \Omega$, $L = 320$ mm.

La figure II.25 représente le contour du microruban à sauts de largeur, discrétisé en 1078 tranches. Les largeurs w_{min} et w_{max} sont prises de sorte à avoir $Z_{cmax} = 90 \Omega$ et $Z_{cmin} = 28 \Omega$. La longueur du microruban est de 320 mm. La figure II.26 montre l'évolution de l'impédance caractéristique de la ligne microruban en fonction de la position sur cette ligne. Elle varie entre deux valeurs discrètes 28 et 90 Ω .

Sur les figures II.27 et II.28, sont tracés les paramètres S calculés par HOARAU [118] et par notre approche respectivement, du filtre décrit par les figures II.24 et II.25. La comparaison entre ces deux figures fait ressortir que les courbes de la figure II.27 sont théoriques idéales. Par contre, celles de la figure II.28 reflètent la réalité en mettant en évidence la diminution progressive des profondeurs des bandes de réjection harmoniques due à l'effet d'amortissement en fonction de la longueur électronique. Les bandes de réjection harmoniques se produisent dans les deux cas de figures pour $(f/f_0)=(2p+1)$, $p=0, 1, 2, \dots$ avec une réjection de -60 dB de largeur 70 % à -20 dB environ. Cependant, pour $(f/f_0)=2p$, avec $p=1, 2, 3, \dots$, dans notre modèle le passe bande devient, de plus, un bi bande quand p croît, ce qui n'est pas le cas du modèle de HOARAU qui reste un passe bande simple.

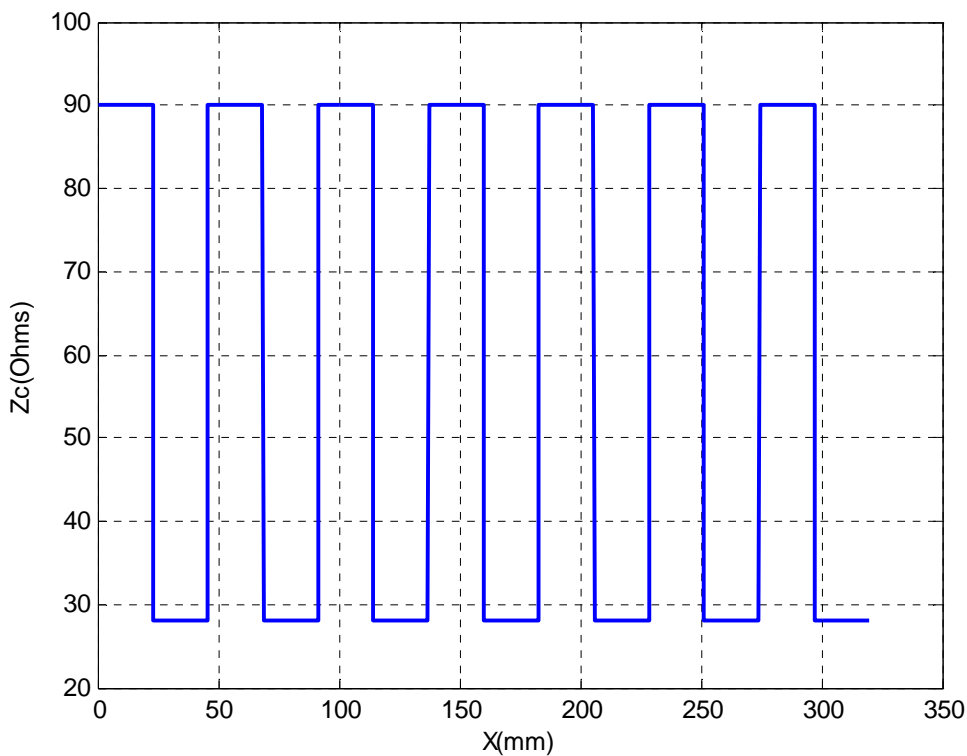


Figure II.26 : Impédance caractéristique, en fonction de la position, de la ligne microruban, du filtre à sauts d'impédances à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm ; $Z_{c \min} = 28 \Omega$, $Z_{c \max} = 90 \Omega$, $L = 320$ mm.

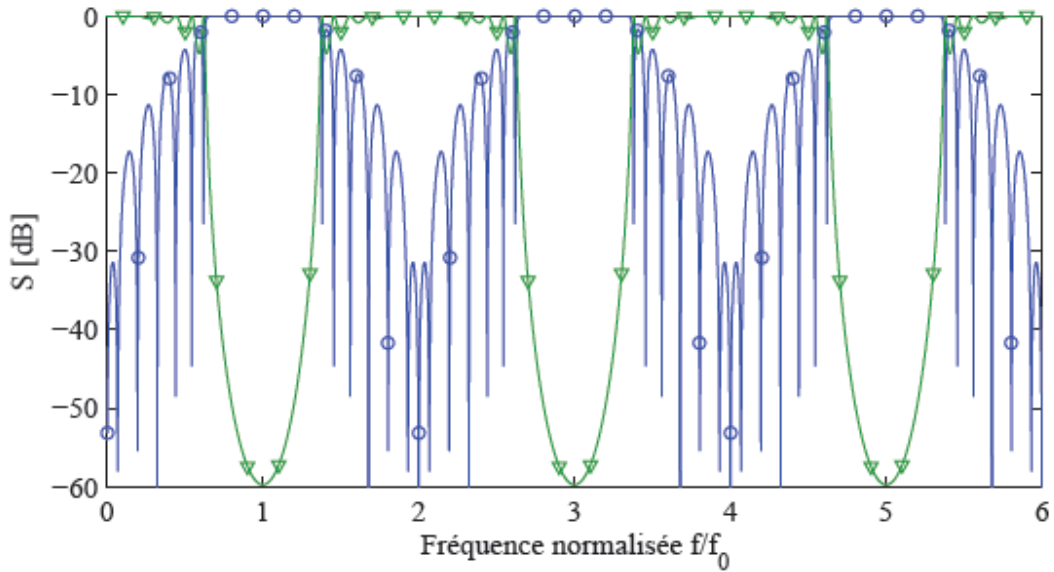


Figure II.27 : Paramètres S , en fonction de la fréquence normalisée, du filtre à sauts d'impédances décrit dans la figure II.24 (∇ S_{21} [dB], \circ S_{11} [dB]), source [118].

Filtre à saut d'impédance caractéristique: (entre 28 et 90 Ohms) à base de diélectrique $\epsilon_r=10.2$
 $h=0.508$ mm, microruban: $L=320$ mm, $W_{min}=0.0794$, $W_{max}=1.285$ mm.

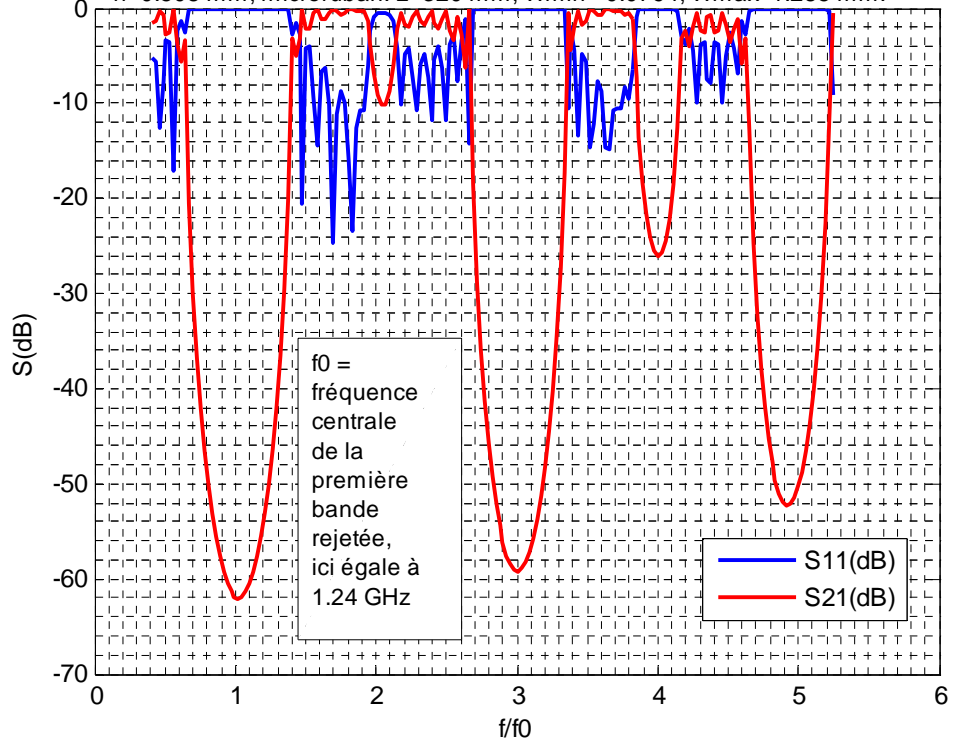


Figure II.28 : Paramètres S , en fonction de la fréquence normalisée, du filtre à sauts d'impédances à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm ; et de ligne microruban : $Z_{c_{min}} = 28 \Omega$, $Z_{c_{max}} = 90 \Omega$, $L = 320$ mm (calculés par l'approche LECF).

Élimination des bandes de réjection harmoniques parasites

Pour éliminer ces harmoniques parasites, Christophe Alexandre HOARAU [118] a trouvé la forme appropriée de l'impédance caractéristique, que nous testons par notre programme d'analyse.

$$Z_c(x) = Z_m \cdot r^{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x\right)} \quad \text{avec } Z_m = \sqrt{Z_{c \max} \cdot Z_{c \min}} \quad \text{et } r = \sqrt{Z_{c \max}/Z_{c \min}} \quad (\text{II.22})$$

L'impédance caractéristique régie par l'équation (II.22) variant entre $Z_{c \min}=28 \Omega$ et $Z_{c \max}=90 \Omega$ est montrée sur la figure II.29. Les impédances caractéristiques minimale et maximale sont choisies de sorte que leur moyenne géométrique soit égale à 50Ω .

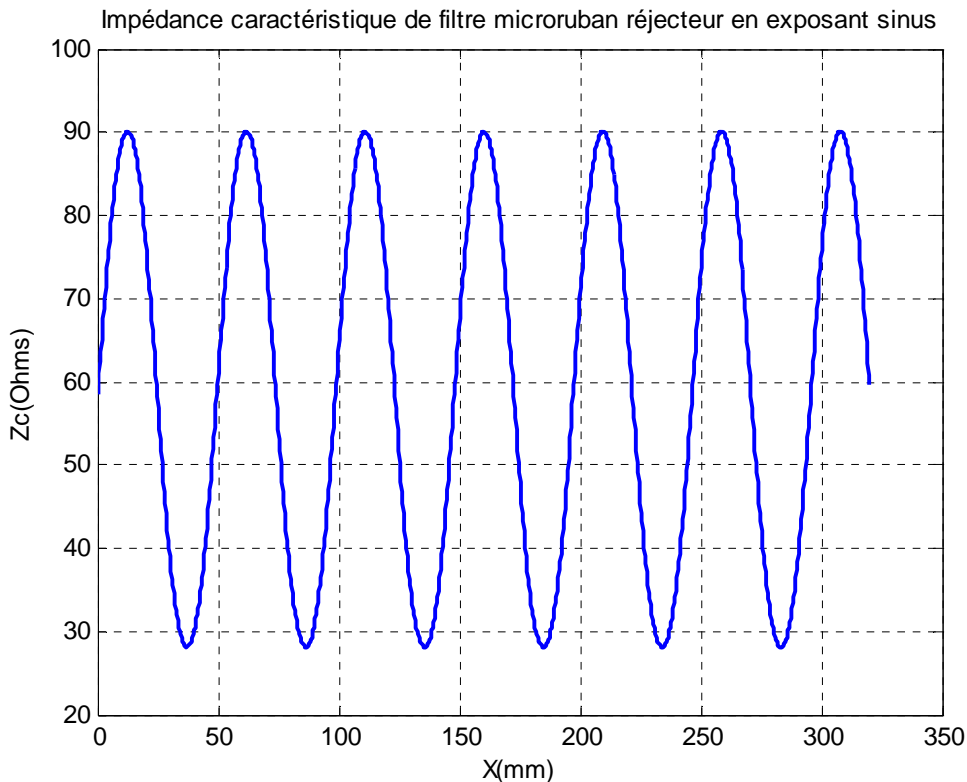


Figure II.29 : Impédance caractéristique, en fonction de la position sur la ligne microruban, du filtre régi par l'équation (II.22), à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm ;
 $L = 320$ mm (calculée au moyen de notre approche).

Les courbes des paramètres S de la figure II.30, relatives au filtre régi par l'équation (II.22), montrent bien que les harmoniques de réjection parasites sont parfaitement éliminés sur une gamme de fréquences allant jusqu'à 10 fois la fréquence centrale f_0 de la première bande de réjection, donnant ainsi un coupe bande qui passe en profondeur de -62 dB (voir fig. II.28) à -45.5 dB (voir fig. II.30) et en largeur à -20 dB qui passe de 70 % (fig. II.28) à 55 % (fig. II.30) ; donc une perte en profondeur de 16.5 dB et en largeur de 15 %. Toutefois, nous pouvons

surmonter ces inconvénients en multipliant le nombre de périodes, tout en gardant les dimensions physiques globales du filtre inchangées. Nous allons, donc, voir ce que donne le cas de 13 périodes avec les mêmes paramètres du substrat diélectrique.

Paramètre S du filtre en exposant sinus de 6.5 périodes; substrat diélectrique de $\epsilon_r=10.2$;
 $h=0.508$; Longueur du microruban $L=320$ mm.

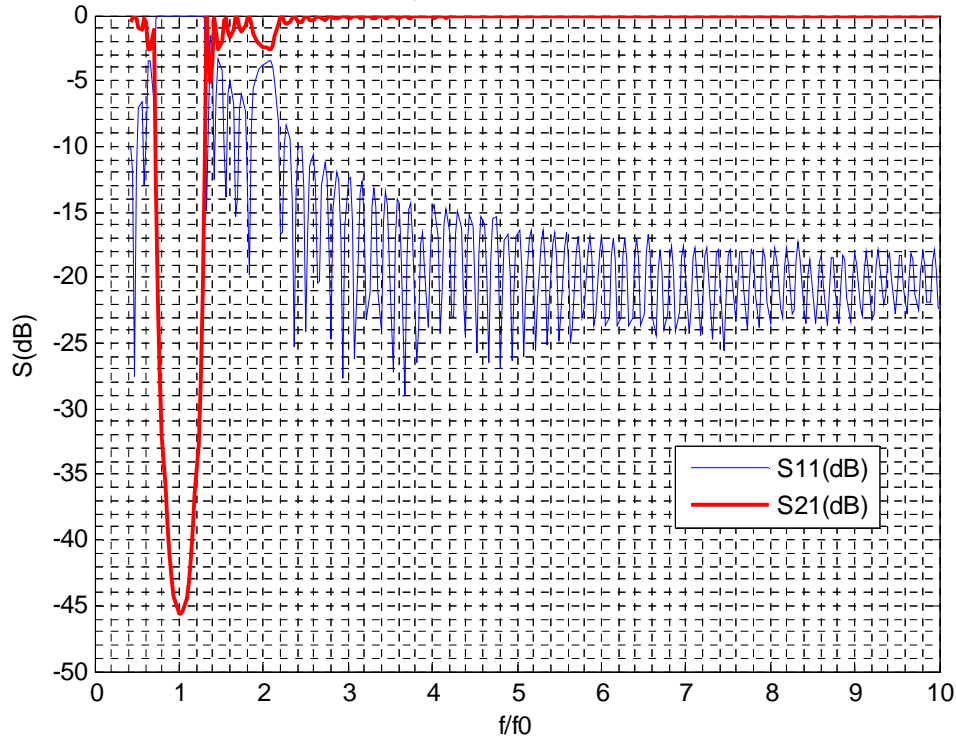


Figure II.30 : Paramètres S , en fonction de la fréquence normalisée, du filtre régi par l'équation (II.22), à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm et de microruban de longueur $L = 320$ mm à 6.5 périodes (calculée au moyen de notre approche).

La figure II.31 confirme la compensation de la perte en profondeur et en largeur de la bande de réjection accusée par l'opération d'élimination des harmoniques parasites. En effet, en multipliant le nombre de périodes, la profondeur redescend jusqu'à -97 dB et la largeur ne s'améliore pas de façon significative 55.8 %. Il y a apparition d'un petit lobe parasite aux alentours de $2f_0$, mais sans effet du fait qu'il est au dessus de -20 dB.

Paramètre S du filtre en exposant sinus de 13 périodes; substrat diélectrique de $\epsilon_r=10.2$;
 $h=0.508$; Longueur du microruban $L=320$ mm.

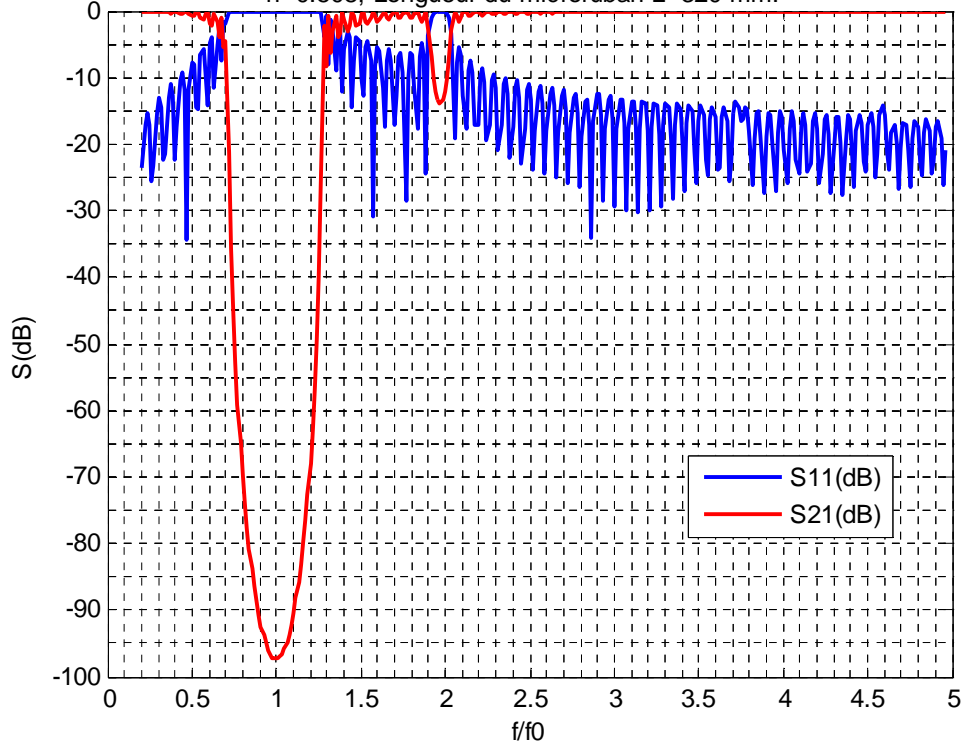


Figure II.31 : Paramètres S, en fonction de la fréquence normalisée, du filtre régi par l'équation (II.22), à base de substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm et de microruban de longueur $L = 320$ mm à 13 périodes (calculée au moyen de notre approche).

• En motifs continus (Sinusoïde)

Pour le cas de la sinusoïde, nous avons étudié, par l'approche des LEF, la structure de Dusant Nesic et al. [119]. Il s'agit d'une ligne microruban sinusoïdale dont la largeur est régie par des équations de sorte à avoir l'impédance caractéristique comme suit :

$$Z_c = 50 \Omega - (50 \Omega - Z_{c \min}) \cdot \sin(2\pi \cdot p/L) \leq 50 \Omega, \text{ pour } 0 \leq p \leq L/2 \quad (\text{II.23})$$

$$Z_c = 50 \Omega + (Z_{c \min} - 50 \Omega) \cdot |\sin(2\pi \cdot p/L)| \leq 50 \Omega, \text{ pour } L/2 \geq p \leq L \quad (\text{II.24})$$

Le produit ($Z_{c \min} \cdot Z_{c \max}$) doit obéir à l'équation :

$$Z_c = \sqrt{Z_{c \min} Z_{c \max}} = 50 \Omega \quad (\text{II.25})$$

L est la longueur de la cellule (période) et p est la position sur une cellule de la ligne comme expliqué sur la figure II.33.

Ces équations régissant l'impédance caractéristique Z_c se traduisent par les équations suivantes qui donnent la largeur w de la ligne microruban correspondant à cette impédance caractéristique :

$$w = w_{50} + (w_{\max} - w_{50}) \cdot \sin(2\pi \cdot x), \quad \text{lorsque } 0 \leq x \leq L/2 \quad (\text{II.26})$$

$$w = w_{50} - (w_{50} - w_{\min}) \cdot |\sin(2\pi \cdot x)|, \quad \text{lorsque } L/2 \leq x \leq L \quad (\text{II.27})$$

où w_{50} est la largeur de la ligne qui correspond à l'impédance caractéristique de 50Ω .

La figure II.32 montre la photographie et le dessin de la structure étudiée. Trois dynamiques différentes de la variation de l'impédance caractéristique ($Z_{c \min}$, $Z_{c \max}$) sont montrées dans la figure II.33(a). $Z_{c \min}$ est le minimum de Z_c , et $Z_{c \max}$ est le maximum de Z_c .

Les structures ont été simulées sur deux types de substrats diélectriques: le premier a une constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$, une épaisseur du substrat $h = 0,508$ mm, une métallisation de 0.011 mm, et de faibles pertes $\tan \delta = 0,0005$, et le second a $\epsilon_r = 10.2$, $h = 0.635$ mm, une métallisation de 0.017 mm, et un facteur de pertes $\tan \delta = 0.0018$.

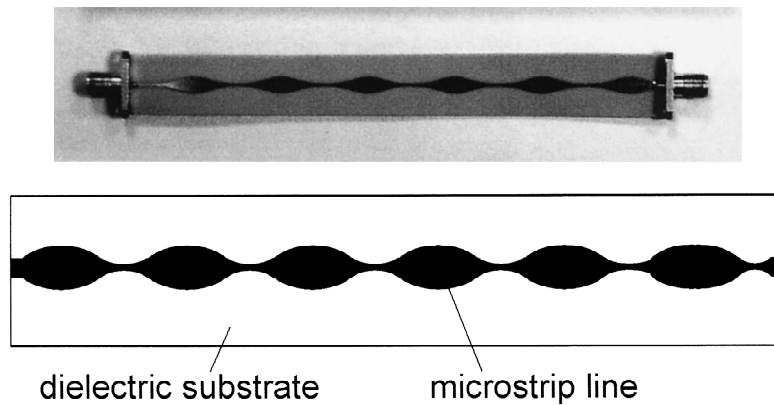


Figure II.32 : Microruban à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) avec une variation sinusoïdale de l'impédance caractéristique et sans graver dans le plan de masse. Exemple de six cellules. Version 1: photographie (haut); Version 2: dessin (bas).

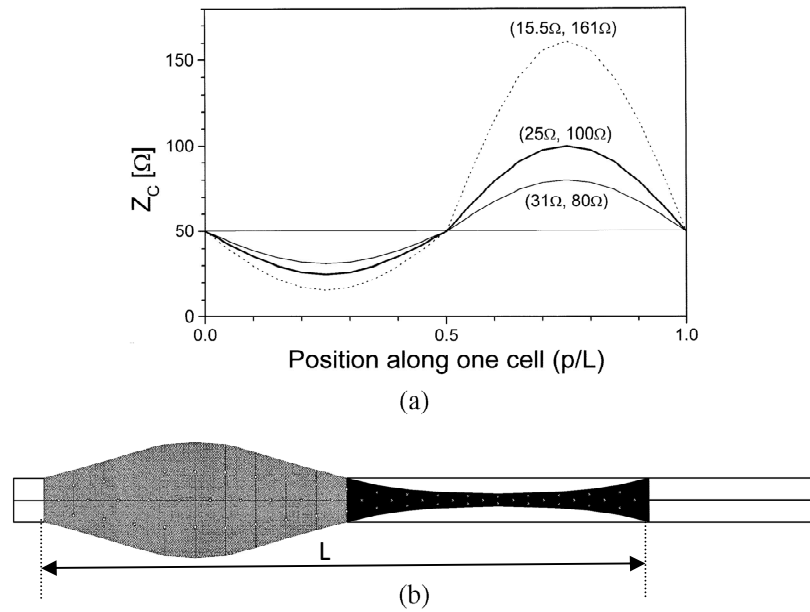


Figure II.33 : (a) Trois dynamiques différentes de la variation de l'impédance caractéristique ($Z_{c \min}$, $Z_{c \max}$) en fonction de la position (p) le long d'une cellule. La longueur de la cellule est L . (b) Forme pour la simulation d'une cellule. La largeur de la ligne microruban au milieu de la cellule correspond à l'impédance nominale de la ligne $Z_c = 50 \Omega$. Les deux extrémités de la cellule ont la même largeur. Source [119].

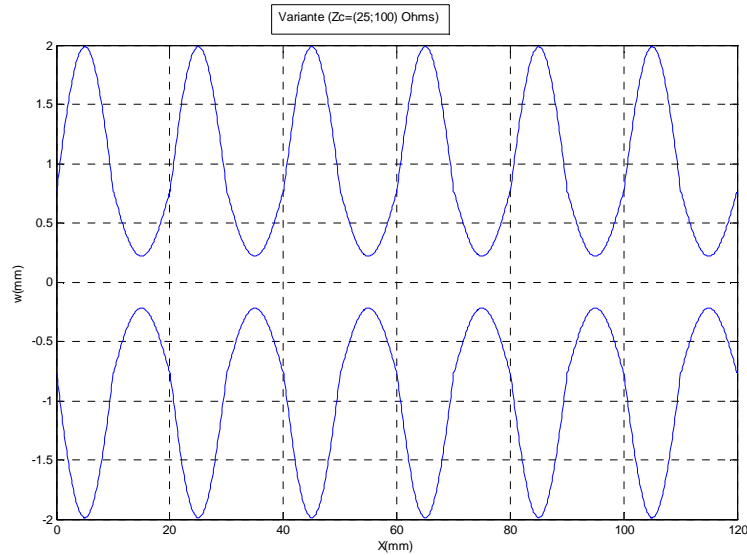


Figure II.34 : Contour de la ligne microruban sinusoïdale étudiée, régi par les équations (II.26) et (II.27) [variante $Z_c = (Z_{c \min} = 25 \Omega, Z_{c \max} = 100 \Omega) ; W=(0.44\text{mm}, 3.97\text{mm})$]

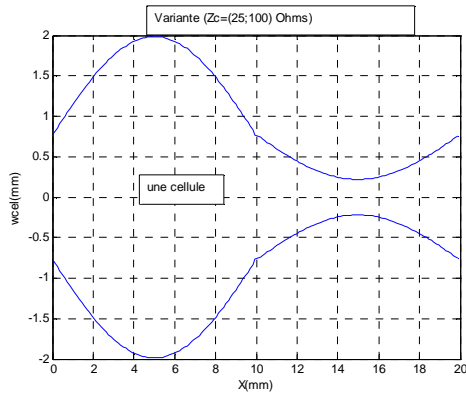


Figure II.35 : Contour d'une cellule de la ligne microruban sinusoidale étudiée de Nesic [119] [variante $Z_c = (Z_{c \min} = 25 \Omega, Z_{c \max} = 100 \Omega)$; $W=(0.44\text{mm}, 3.97\text{mm})$]

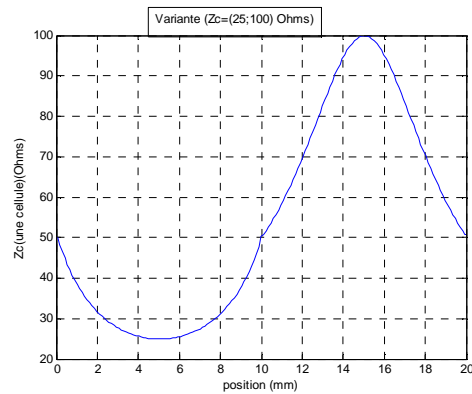


Figure II.36 : Impédance caractéristique d'une cellule de la ligne microruban sinusoidale étudiée de Nesic [119] [variante $Z_c = (Z_{c \min} = 25 \Omega, Z_{c \max} = 100 \Omega)$; $W=(0.44\text{mm}, 3.97\text{mm})$]

La figure II.34 montre le contour de la ligne microruban sinusoidale de Nesic [119], étudiée obéissant aux équations (II.26) et (II.27), [variante $Z_c = (Z_{c \min} = 25 \Omega, Z_{c \max} = 100 \Omega)$]. La figure II.35 illustre le contour d'une cellule (période) de la ligne de la figure II.34. Sur la figure II.36 est montrée la courbe de l'impédance caractéristique d'une cellule en fonction de la position sur cette dernière. L'impédance caractéristique est calculée à l'aide des formules développées dans l'annexe de la référence [120], reprise ici en annexe B.

Les courbes de la figure II.37 traduisent les paramètres S_{11} et S_{21} de la structure à base de substrat à $\epsilon_r = 2.2$ et $h = 0.508 \text{ mm}$, variante $Z_c = (25 \Omega, 100 \Omega)$, à 6 cellules de longueur $L=20\text{mm}$ chacune. Les courbes continues correspondent à S_{21} , et pointillées à S_{11} . Les courbes épaisses correspondent à la simulation par IE3D de [119] et les courbes fines aux mesures. La figure II.38 illustre les paramètres S de la même structure correspondante à la figure II.28, calculés par notre modèle. Notons la parfaite concordance entre notre approche et les mesures en ce qui concerne la bande de réjection. La largeur de la bande à -20 dB est de 3.55 GHz (3.75 à 7.3 GHz) centrée à environ 5.6 GHz , soit une largeur de 63.39% . La profondeur de réjection à la fréquence centrale est de -50 dB . A l'intérieur de cette bande, la réflexion est quasi-totale. C'est un filtre stop bande presque idéal.

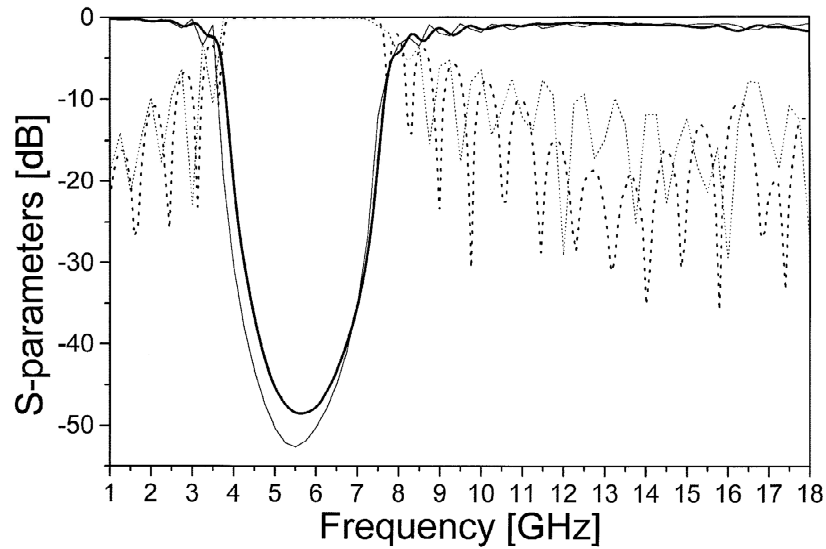


Figure II.37 : Paramètres S simulés et mesurés pour une ligne de six cellules à base du premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et dynamique de variation de l'impédance caractéristique de (25Ω , 100Ω). S_{21} : traits pleins, S_{11} : pointillés. Simulation : courbes fines et mesures : courbes épaisses d'après [119].

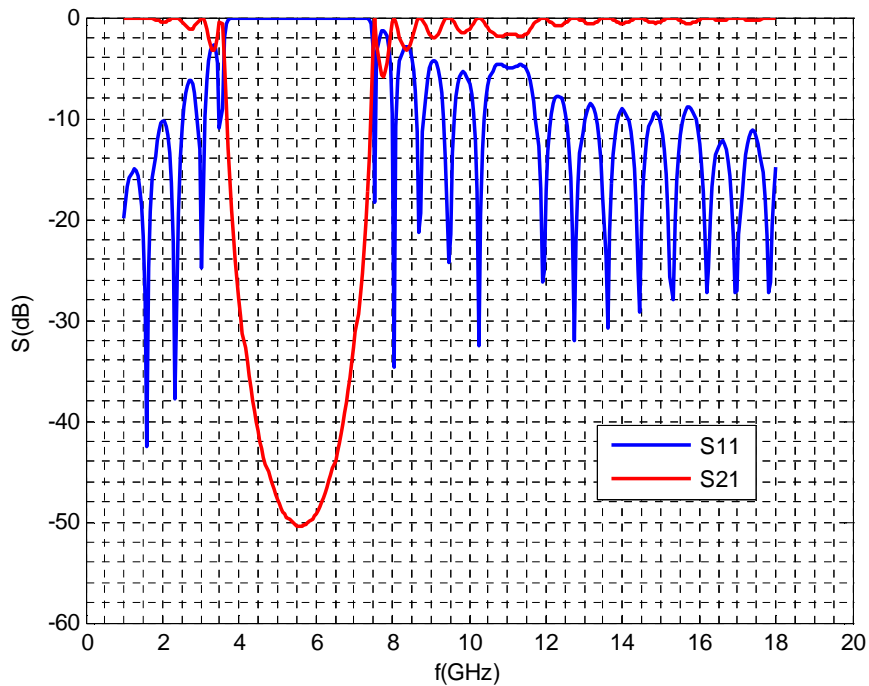


Figure II.38 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour une ligne de six cellules à base du premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et une dynamique de variation de l'impédance caractéristique de (25Ω , 100Ω). S_{21} : courbe rouge, S_{11} : courbe bleue.

Nous allons maintenant confronter notre modèle à celui de [119] pour la deuxième structure. La figure II.39 présente les paramètres S simulés et mesurés par [119] pour une ligne sinusoïdale à 9

cellules de 21.2 mm de longueur pour chacune, variante $Z_c = (31 \Omega, 80 \Omega)$ réalisée sur le second substrat ($\epsilon_r = 10.2$, $h = 0.635$ mm). La figure II.40 présente les paramètres S pour la même structure, fournis par notre modèle. Les deux figures II.39 et II.40 montrent que la structure possède une bande de réjection à -20 dB allant de 2.1 à 3.3 GHz et centrée autour de 2.7 GHz avec une profondeur de réjection de -50 dB, ce qui signifie que les deux modèles sont en parfaite concordance entre eux et avec les mesures. La bande de réjection de cette deuxième variante est plus étroite (44.44 %) par rapport à celle de la première (63.39 %).

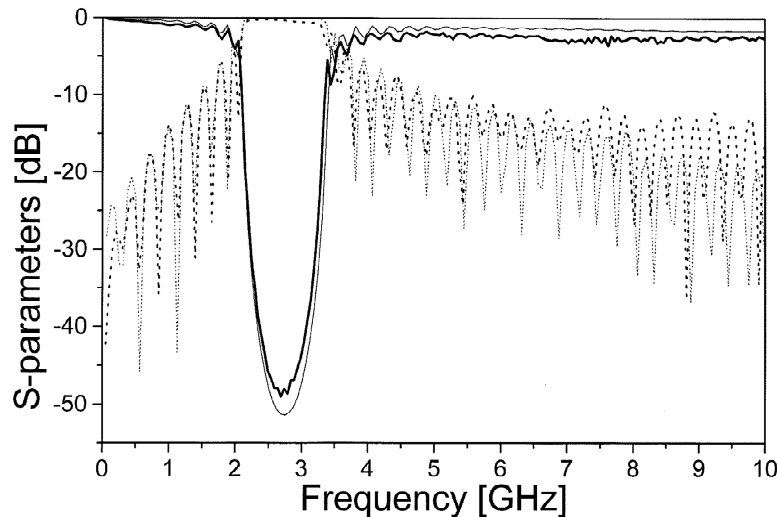


Figure II.39 : Paramètres S simulés et mesurés pour une ligne sinusoïdale à neuf cellules réalisée sur le second substrat ($\epsilon_r = 10.2$, $h = 0,635$ mm) et la dynamique de variation de l'impédance caractéristique (31Ω , 80Ω). S_{21} : lignes continues, S_{11} : les lignes pointillées. Simulation : (lignes fines) et mesures : (lignes épaisses) d'après [119].

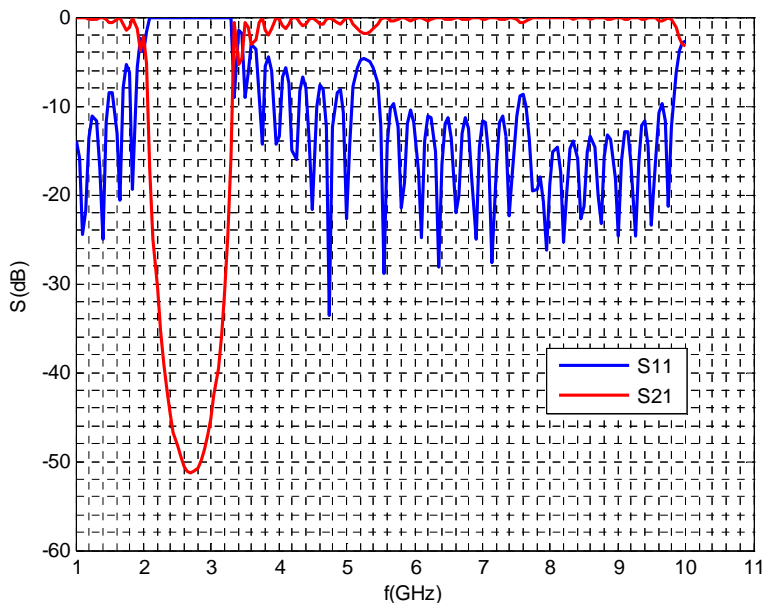


Figure II.40 : Paramètres S calculés par notre modèle pour une ligne de neuf cellules à base du deuxième substrat ($\epsilon_r = 10.2$, $h = 0.635$ mm) et une dynamique de variation de l'impédance caractéristique de (31Ω , 80Ω). S_{21} : courbe rouge, S_{11} : courbe bleue.

Pour la troisième variante $Z_c = (15.5 \Omega, 161 \Omega)$ à 6 cellules de longueur de 20 mm chacune, montée sur le substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm), l'auteur de la référence [119] n'a pas effectué de mesures. Les figures II.41 [119] et II.42 (notre modèle) montrent les paramètres \mathbf{S} simulés de cette structure. La courbe du coefficient de transmission de la figure II.41 présente une bande interdite centrée autour de 5.8 GHz environ, d'une profondeur de -80 dB et d'une largeur à -20 dB allant de 2.7 GHz à 8.7 GHz, soit 103.44 %. Les résultats prédits par notre modèle pour cette structure (fig. II.42) sont : largeur de bande interdite de 2.8 GHz à 8.7 GHz, centrée autour de 5.8 GHz, soit 101.72 % avec une profondeur de -88 dB. Ce qui traduit une très bonne concordance entre les deux approches. Notons que toutes les courbes simulées de S_{21} sont symétriques par rapport à l'axe vertical passant par leur minimum. Ce qui signifie que l'asymétrie de la courbe de la figure II.41 est due à une fausse manipulation.

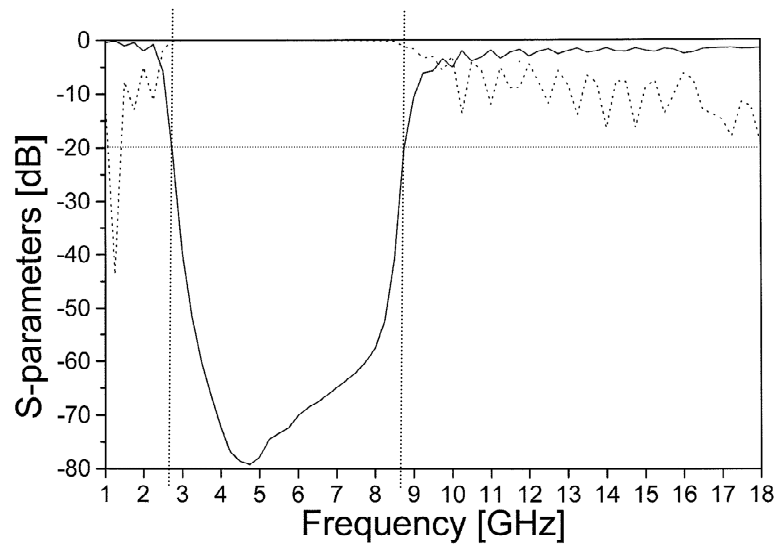


Figure II.41 : Simulation des paramètres \mathbf{S} pour la ligne à six cellules, montée sur le premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et dynamique de variation de l'impédance caractéristique (15.5Ω , 161Ω). \mathbf{S}_{21} : courbe continue, \mathbf{S}_{11} : courbe pointillée d'après [119].

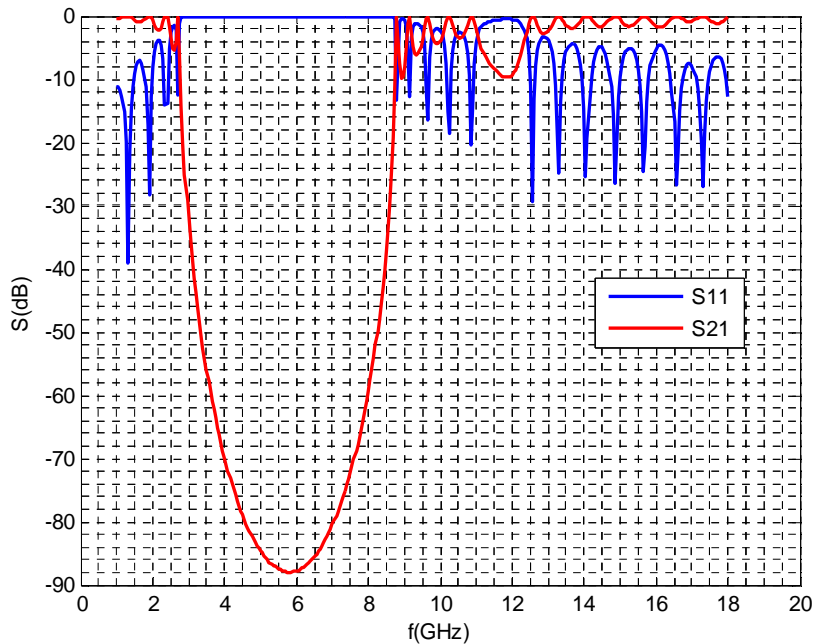


Figure II.42 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour une ligne de six cellules à base du premier substrat ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm) et une dynamique de variation de l'impédance caractéristique de (15.5Ω , 161Ω). S_{21} : courbe rouge, S_{11} : courbe bleue.

II.3.2 Réalisées par alternance de substrats diélectriques, magnétisé et non magnétisé

Etude de la structure de Alireza Foroozesh [121]

La structure de la référence [121] est illustrée par les figures II.43 et II.44. Il s'agit d'une structure périodique dont la périodicité est manifestée par l'alternance de deux matériaux de constantes diélectriques différentes. Dans notre cas $\epsilon_{r1} = 13$ (diélectrique) et $\epsilon_{r2} = 1$ (air). L'épaisseur du substrat constitué du diélectrique et de l'air juxtaposés alternés ainsi que la largeur du microruban sont calculées de sorte à avoir l'impédance caractéristique au deux ports égale à 50Ω . L'épaisseur et la largeur correspondantes sont trouvées $h = 1.27$ mm et $w = 0.895$ mm.

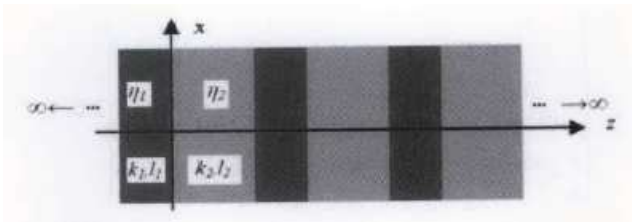


Figure II.43 : Un film diélectrique périodique monodimensionnel constitué de deux matériaux alternés répétés à l'infini.

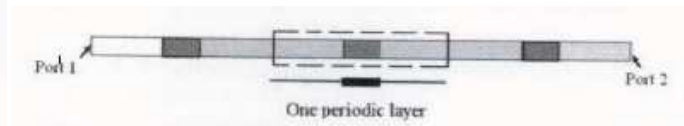


Figure II.44 : La structure périodique tronquée à trois cellules unitaires.

Les paramètres S de la structure de la figure II.44 à trois cellules sont montrés dans la figure II.45 pour ceux de l'auteur de la référence [121] et dans la figure II.46 pour ceux de notre modèle. Les

résultats de [121] indiquent que la largeur à -20 dB de la première bande interdite s'étend entre 0.687 GHz et 1.289 GHz, (soit une largeur de 0.602 GHz) autour d'une fréquence centrale d'environ 0.988 GHz, à une profondeur de -28 dB (soit 60.93 %). Notre modèle présenté sur la figure II.46, quant à lui, donne les résultats suivants :

- Fréquence centrale de la première bande de réjection de 1.05 GHz ;
- Largeur à -20 dB de la bande interdite : 0.20 GHz (0.95 GHz ÷ 1.15 GHz), soit 19.05 % ;
- Profondeur : -21 dB.

Une concordance satisfaisante en ce qui concerne la fréquence de réjection est observée entre notre approche basée sur la théorie des LEF et l'approche de [121] basée sur la simulation à l'aide de HFSS. Un léger décalage de fréquence à droite par rapport à celle de [121] de 5.9 % est observé. Notre bande interdite est moins profonde (-21 dB) que celle de [121] (-28 dB), ce qui c'est traduit par un désaccord important entre les deux approches par rapport à la largeur de bande interdite (19.05 % contre 60.93 %). Ces discordances s'expliquent par le fait que le matériau utilisé n'est pas tout à fait identique pour les deux approches par méconnaissance du matériau utilisé par [121].

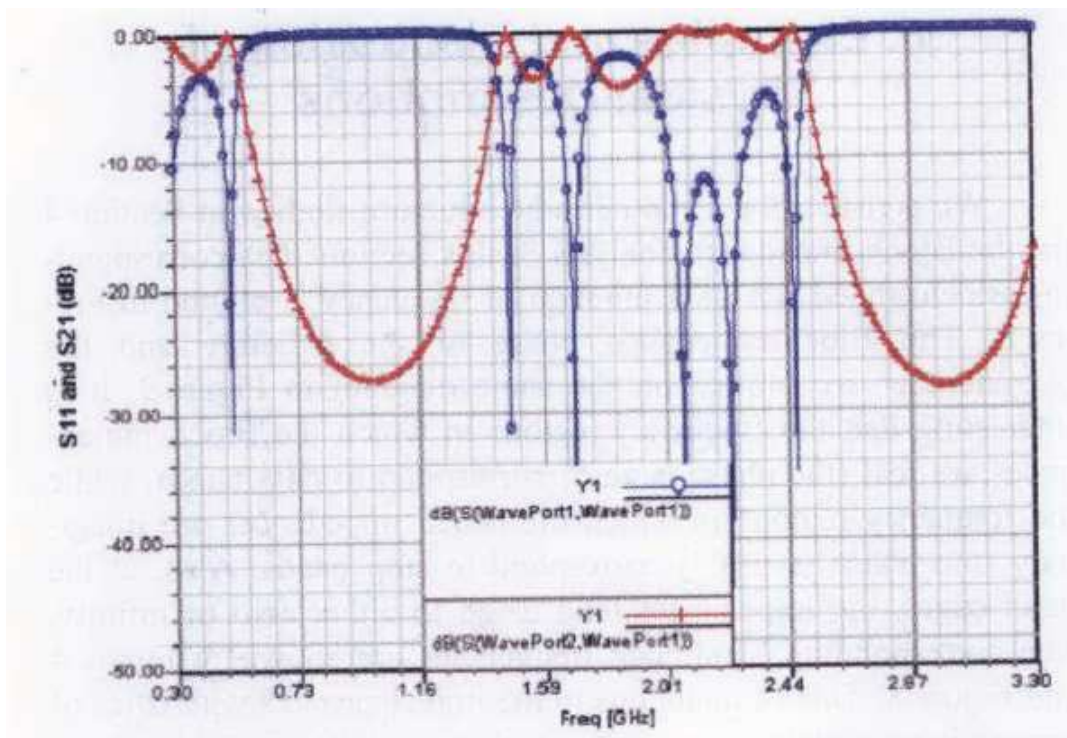


Figure II.45 : Les coefficients de transmission et de réflexion de la structure périodique tronquée à trois cellules unitaires d'après [121].

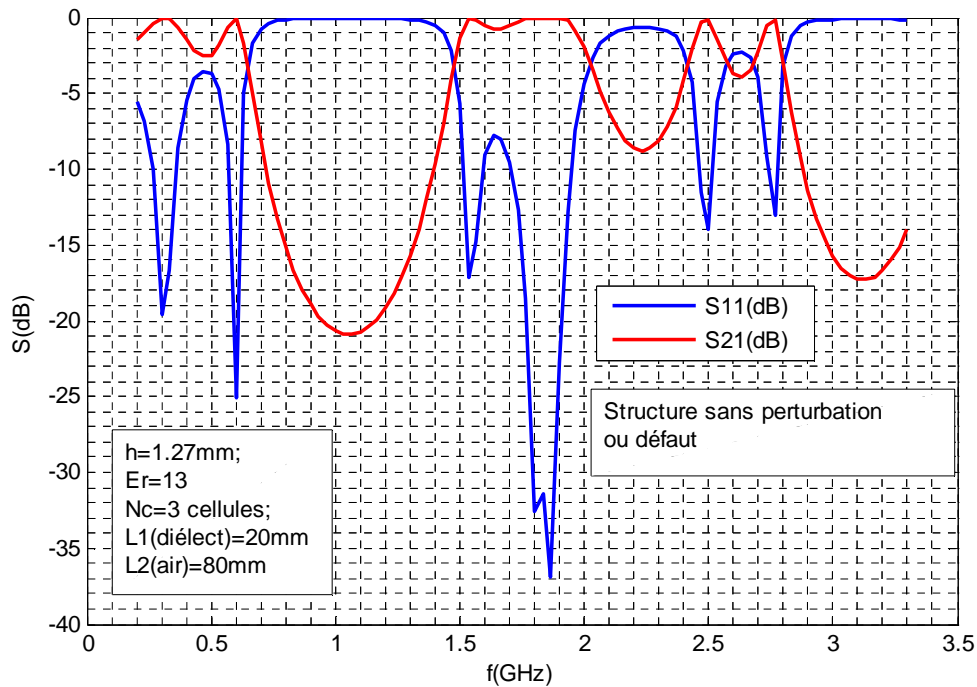


Figure II.46 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour une ligne de trois cellules à base de substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, structure de [121].

Passons maintenant à la comparaison des performances prédites par les deux modèles pour cette structure étendue à 15 cellules. Les figures II.47 et II.48 illustrent les paramètres S de la structure périodique à 15 cellules, prédits par le modèle de [121] et notre modèle respectivement. A partir de ces figures, nous déduisons que la fréquence centrale n'est pas sensiblement affectée par le passage de trois à 15 cellules (1.031GHz pour [121] et 1.06 pour notre modèle). Par contre, la première bande interdite est nettement améliorée en profondeur en passant de -21 dB à -127 dB, et en largeur qui est de (0.73 ÷ 1.42 GHz), soit 65.09 % pour notre modèle et 73.68 % pour le modèle de [121]. L'amélioration de ces performances s'obtient au détriment de l'augmentation de la longueur physique de la structure.

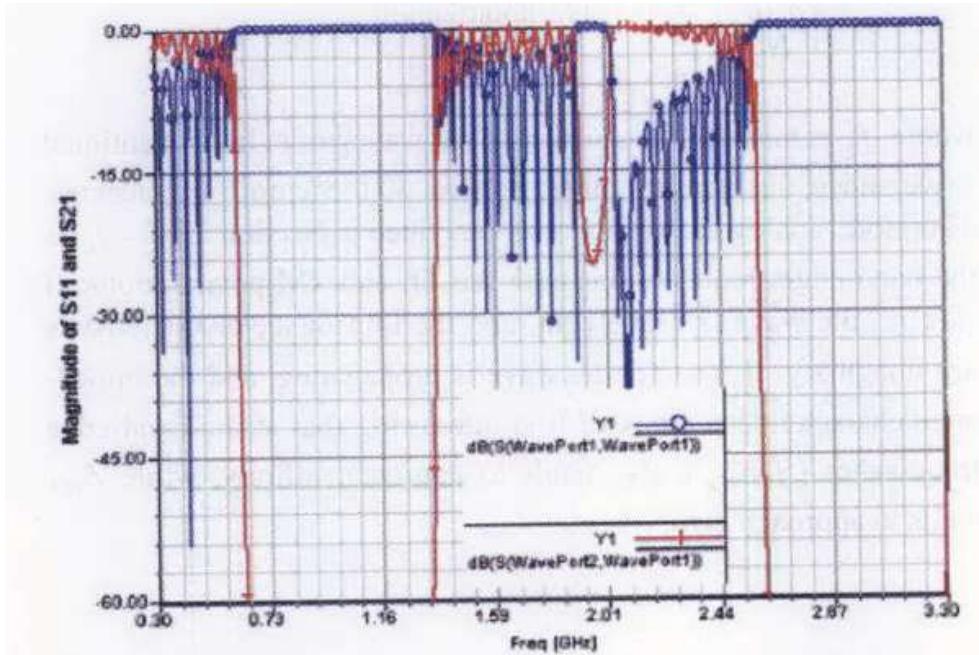


Figure II.47 : Les coefficients de transmission et de réflexion de la structure périodique tronquée à quinze cellules unitaires d'après [121].

Article de Alireza [157]: wave propagation in 1D EBGs:periodic multilayer films consisting of two different materials, IEEE Ant. Prp. Mag. Vol.50 n2, April 2008

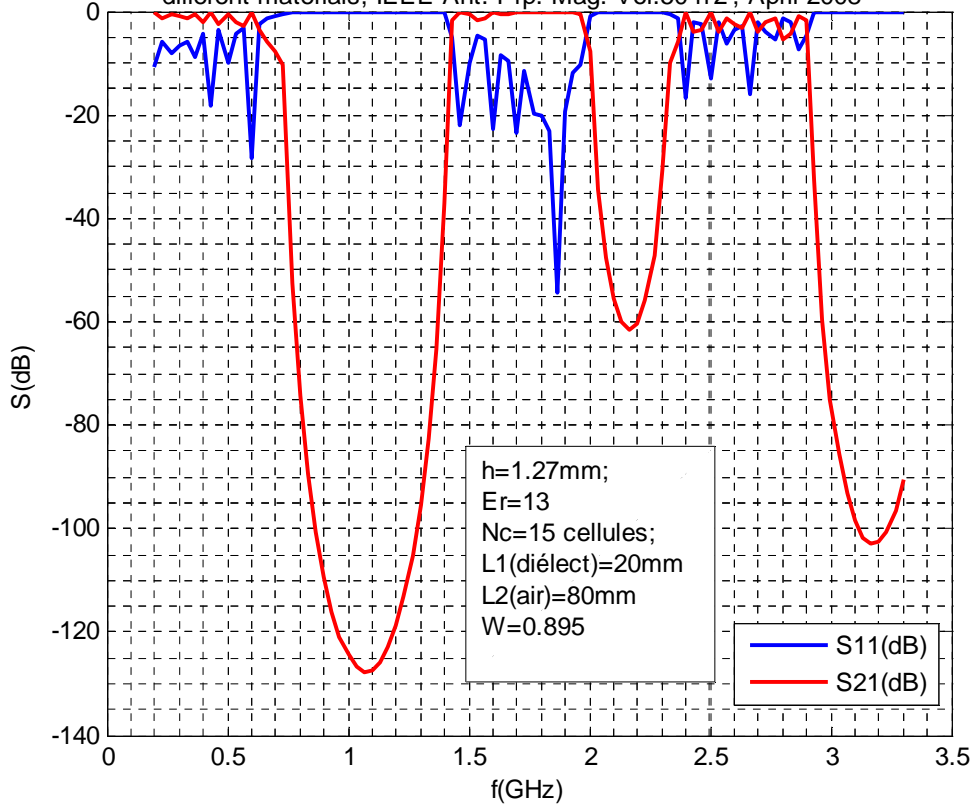


Figure II.48 : Paramètres S calculés par l'approche LECF de la structure de [121] constituée d'une ligne de quinze cellules à base de substrat diélectrique et d'air juxtaposés alternés.

II.3.3 Réalisées par alternance de substrats diélectriques de permittivités relatives différentes

Etude de la structure de [122]

Nous commençons par étudier, par l'approche LECF, la structure de la référence [122], sans défaut ou perturbation et comparons les résultats relatifs à la largeur de bande de réjection à -20 dB, à sa fréquence centrale et à sa profondeur. La structure est schématisée sur la figure II.49. Ses paramètres physiques sont portés sur la légende de la figure II.50 représentant son impédance caractéristique en fonction de la position x sur la ligne de transmission. Les figures II.51 et II.52 présentent les paramètres S de cette structure mesurés et calculés par [122] et simulés par notre modèle, respectivement. Une concordance satisfaisante entre mesures et calculs est observée, notamment pour les fréquences de réjection. Notons que pour les deux modèles et les mesures, la deuxième réjection est plus profonde (-28 dB) que la première (-22 dB).

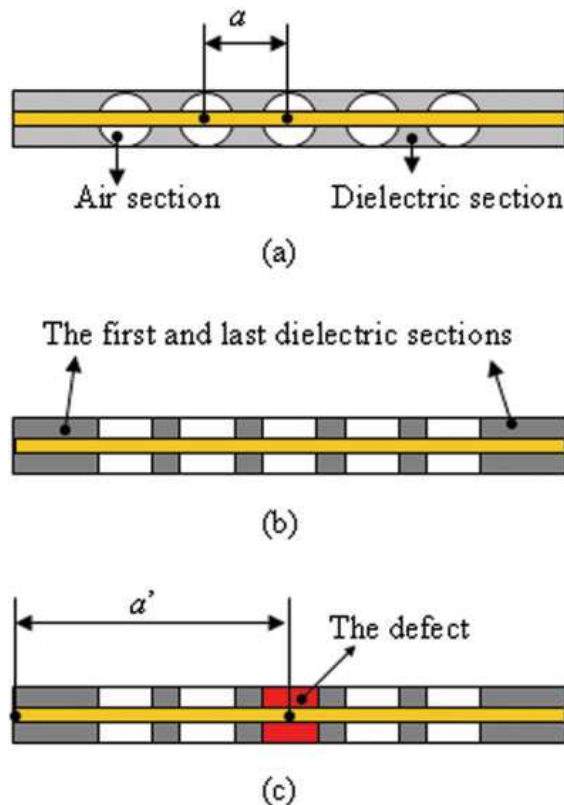


Figure II.49 : La structure périodique 1D: (a) la ligne microruban disposée sur une rangé de cylindres d'air, (b) structure périodique 1D à cinq cellules sans défaut et avec une période de treillis a , (c) structure 1D à deux cellules périodiques avec défaut et une période de treillis a' ($a'/a = 3.62$), source [122].

impédance caractéristique de la ligne microruban reposant sur un substrat périodique constitué de diélectrique et d'air L1(diél.)=1.1mm; L2(air)=12.7mm; h=1.27mm; Er=10.2

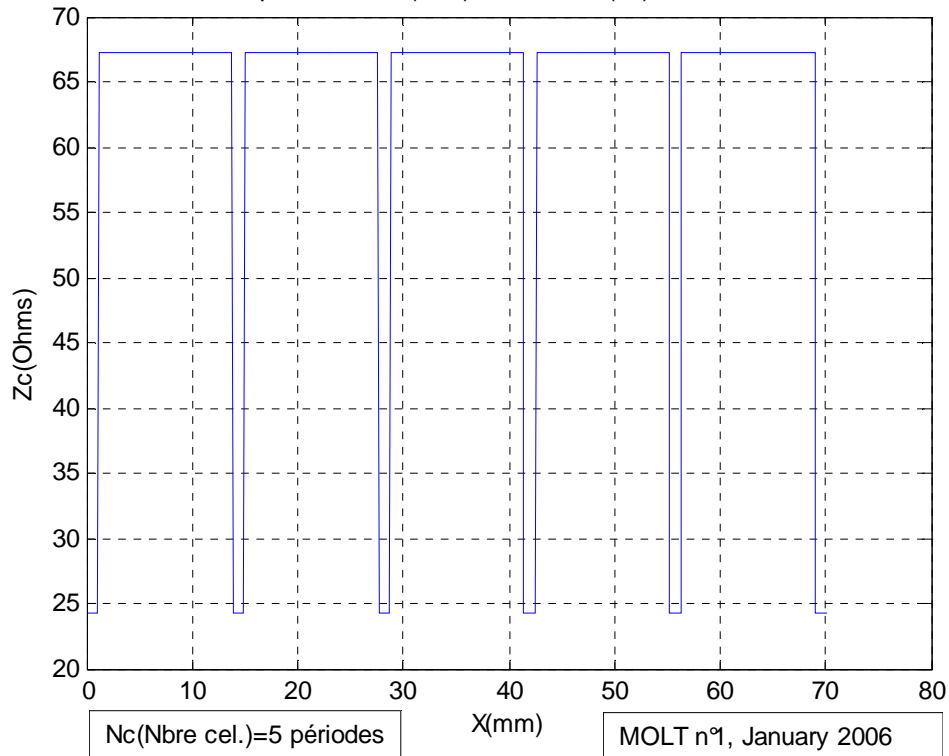


Figure II.50 : Impédance caractéristique calculée par l'approche des LECF pour une ligne de cinq cellules à base de substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés.

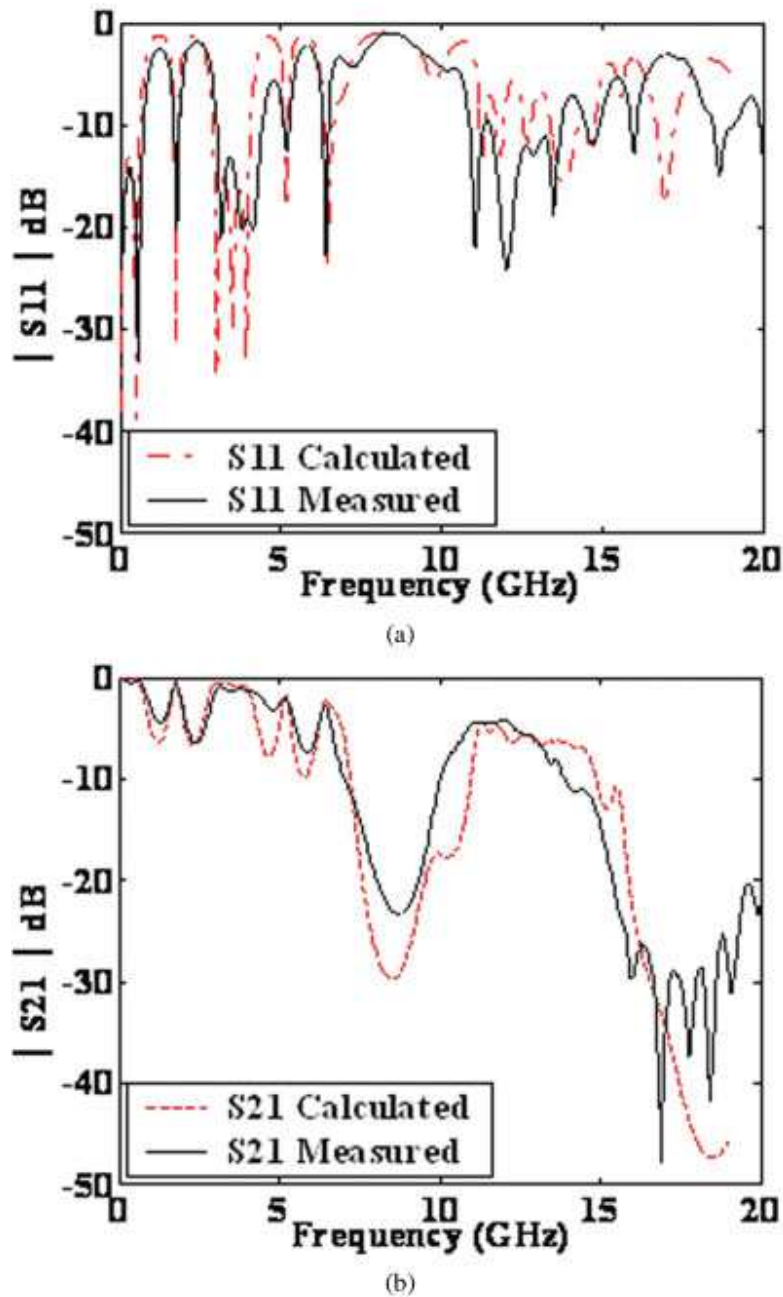


Figure II.51 : Coefficients mesurés et calculés de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) d'une ligne microruban reposant sur un substrat 2D-EBG sans défaut: (a) S_{11} , (b) S_{21} [122].

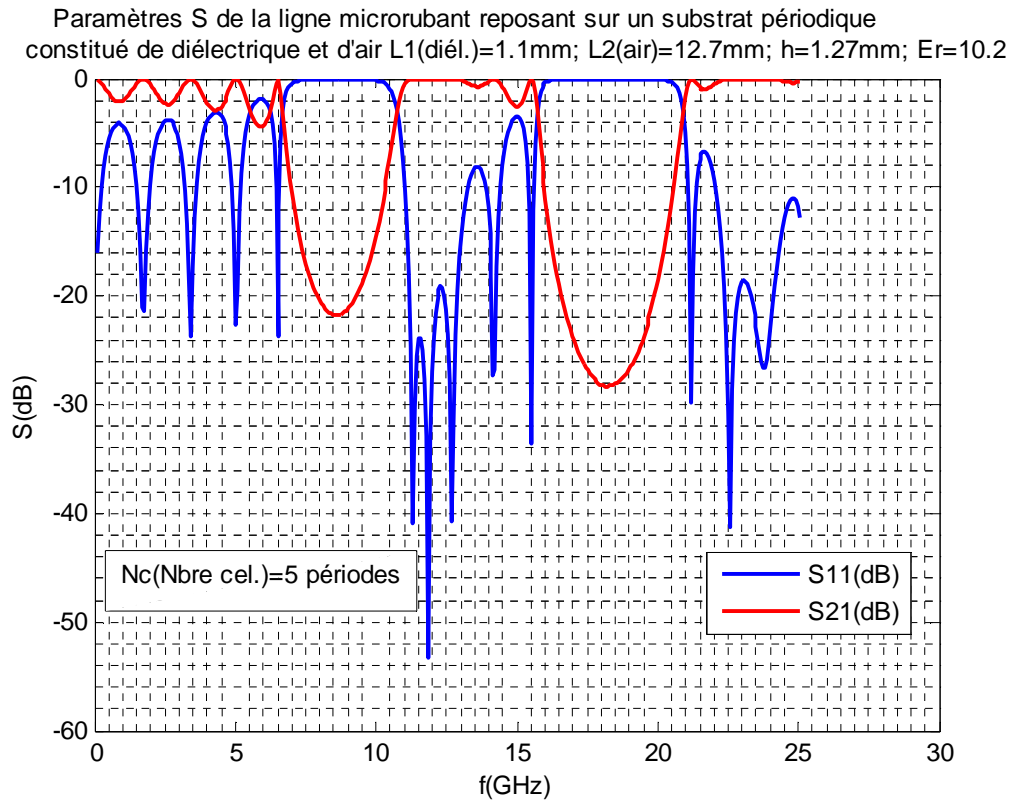


Figure II.52 : Paramètres S calculés par l'approche LECF pour la structure de [122] composée de cinq cellules reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, largeur du μ ruban=4mm.

En perturbant la périodicité de la structure par la création d'un défaut comme illustré par la figure II.49 (c), c'est-à-dire substituer le trou d'air du centre par un diélectrique, un pic de transmission s'insère au sein de la bande interdite, chose que nous allons vérifier par notre modèle. Le défaut a pour diamètre $\varnothing = 12.7$ mm et pour constante diélectrique $\epsilon_{rd} = 6.15$. L'auteur de [122] trouve le pic de transmission à l'intérieur de la première bande interdite à environ 7.5 GHz, notre modèle le donne à 7.7 GHz, ce qui reflète une bonne corroboration. Sur la figure II.54, est montrée l'impédance caractéristique de la ligne périodique avec défaut pratiqué par la substitution du trou central par un diélectrique de constante $\epsilon_{rd} = 6.15$.

A signaler que les deux profondeurs de réjection de part et d'autre du pic de transmission, données par notre modèle ont pour valeurs -15 dB et -20 dB et sont centrées sur 7 et 9 GHz. Les mesures de [122] les donnent à environ -20 dB et -22 dB sur 6.5 et 8.5 GHz. Ceci traduit le bon recoupement entre notre modèle et les mesures.

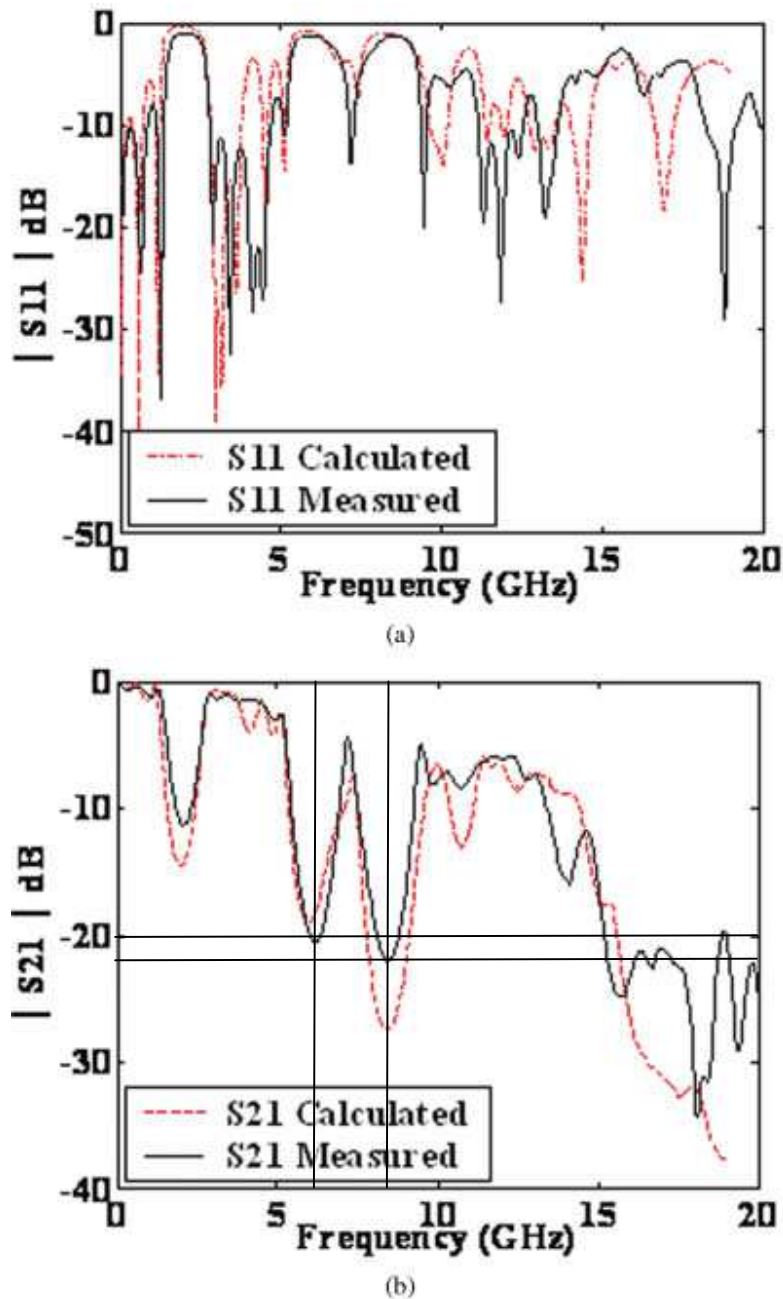


Figure II.53 : Coefficients mesurés et calculés de transmission (S_{21}) et de réflexion (S_{11}) d'une ligne microruban reposant sur un substrat 2D-EBG avec défaut (fig. II.35 c) (Permittivité du défaut $\epsilon_{rd} = 6.15$, diamètre du défaut $\varnothing = 12.7$ mm): (a) S_{11} , (b) S_{21} [122].

Impédance caractéristique de la ligne microruban reposant sur un substrat périodique constitué de diélectrique et d'air L1(diél.)=1.1mm; L2(air)=12.7mm; h=1.27mm; Er=10.2 avec défaut

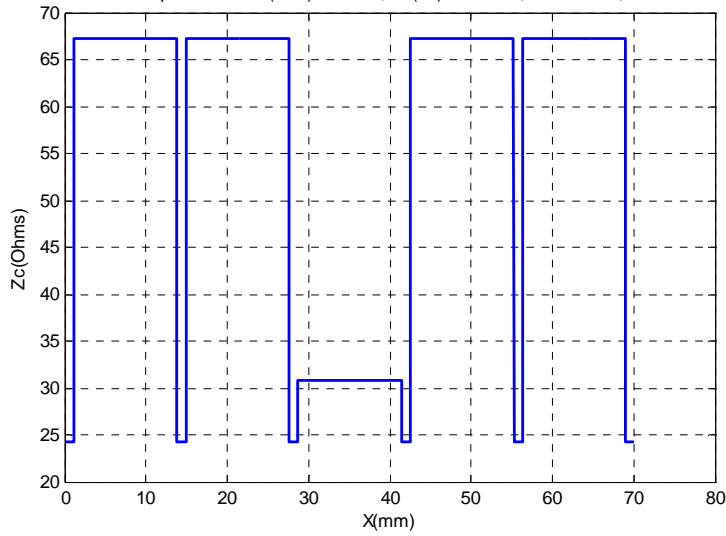


Figure II.54 : Impédance caractéristique calculée par notre approche pour une ligne périodique à base de substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés avec défaut ($\epsilon_{rd} = 6.15$, $\varnothing = 12.7$ mm).

Paramètres S de la ligne microruban [158] reposant sur un substrat périodique constitué de diélectrique et d'air L1(diél.)=1.1mm; L2(air)=12.7mm; h=1.27mm; Er=10.2

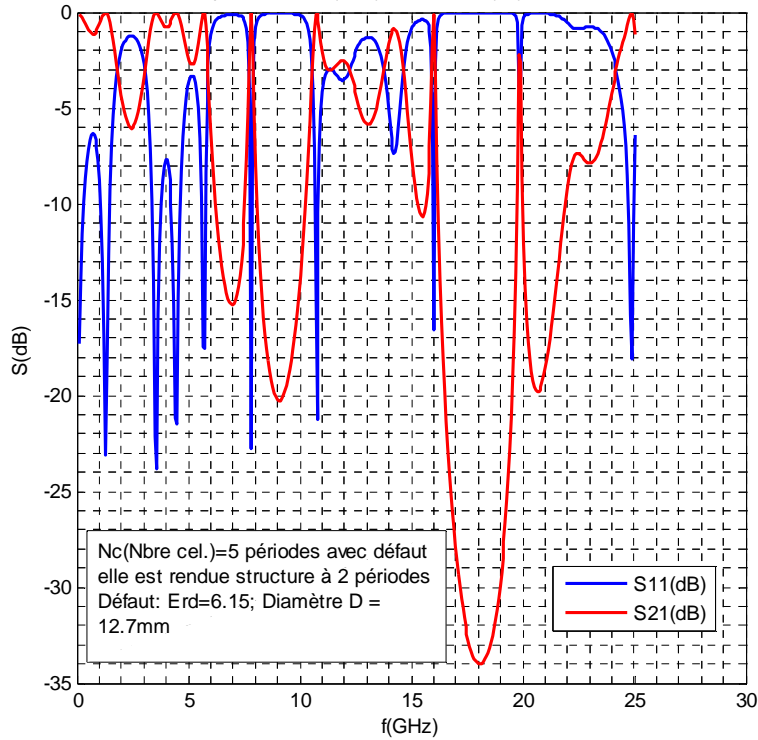


Figure II.55 : Paramètres S calculés par notre modèle pour une ligne périodique reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, avec insertion de défaut ($\epsilon_{rd} = 10.2$, $\varnothing = 12.7$ mm).

II.3.4 Effet du contraste $\rho_w = w_{\max}/w_{\min}$ à $\mu_r = 1$; ϵ_r constant, sur la bande de réjection à - 20 dB

Pour mettre en évidence l'effet du contraste ρ_w , sur la bande de réjection à - 20 dB, nous procédons à la comparaison des deux bandes interdites des deux variantes réalisées sur le même substrat diélectrique ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.508$ mm), en l'occurrence (25 Ω , 100 Ω) figure II.38 et (15.5 Ω , 161 Ω) figure II.42.

Pour la variante (25 Ω , 100 Ω), $w_{\min} = 0.4375$ mm, $w_{\max} = 3.9731$ mm, $\rho_w = w_{\max}/w_{\min} = 9.0813$, la largeur de bande interdite est de 63.39 % par rapport à la fréquence centrale d'environ 5.6 GHz et d'une profondeur de - 50 dB.

Pour la variante (15.5 Ω , 161 Ω), $w_{\min} = 0.1054$ mm, $w_{\max} = 7.0315$ mm, $\rho_w = w_{\max}/w_{\min} = 66.7125$, la largeur de bande interdite est de 101.72 % par rapport à la fréquence centrale d'environ 5.75 GHz et d'une profondeur de - 88 dB.

Nous déduisons qu'en augmentant le rapport ρ_w , la bande interdite augmente de largeur et de profondeur et la fréquence centrale se décale légèrement à droite. Ainsi, nous pouvons contrôler notre bande interdite par ce paramètre ρ_w .

II.3.5 Effet du contraste ρ_w cumulé avec celui de ρ_{ϵ_r} à $\mu_r = 1$ sur la bande de réjection à -20 dB

Pour investiguer l'influence à la fois des contrastes ρ_w et de ρ_{ϵ_r} sur la bande de réjection à - 20 dB, nous sommes amenés à reprendre les variantes (31 Ω , 80 Ω) et (25 Ω , 100 Ω) de la structure de [119] combinées avec la structure de [121] une fois avec $\epsilon_r = 13$ et une deuxième fois avec $\epsilon_r = 10.2$.

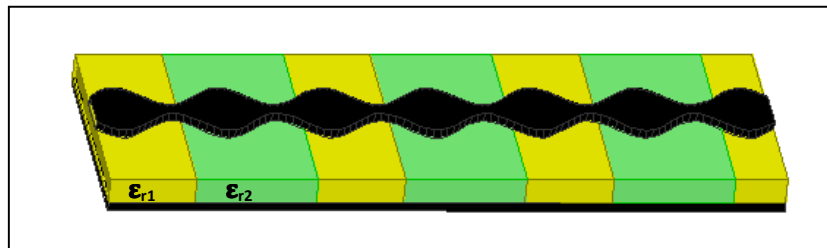


Figure II.56: Structure bi-périodique selon le microruban et selon le substrat.

Impédance caractéristique de la structure doublement périodique: microruban sinusoïdal (6 périodes), substrat (3 cellules) constitué de diélectrique ($\epsilon_r=13$, $h=0.508\text{mm}$, $L_1=20\text{mm}$) et d'air ($L_2=80\text{mm}$).

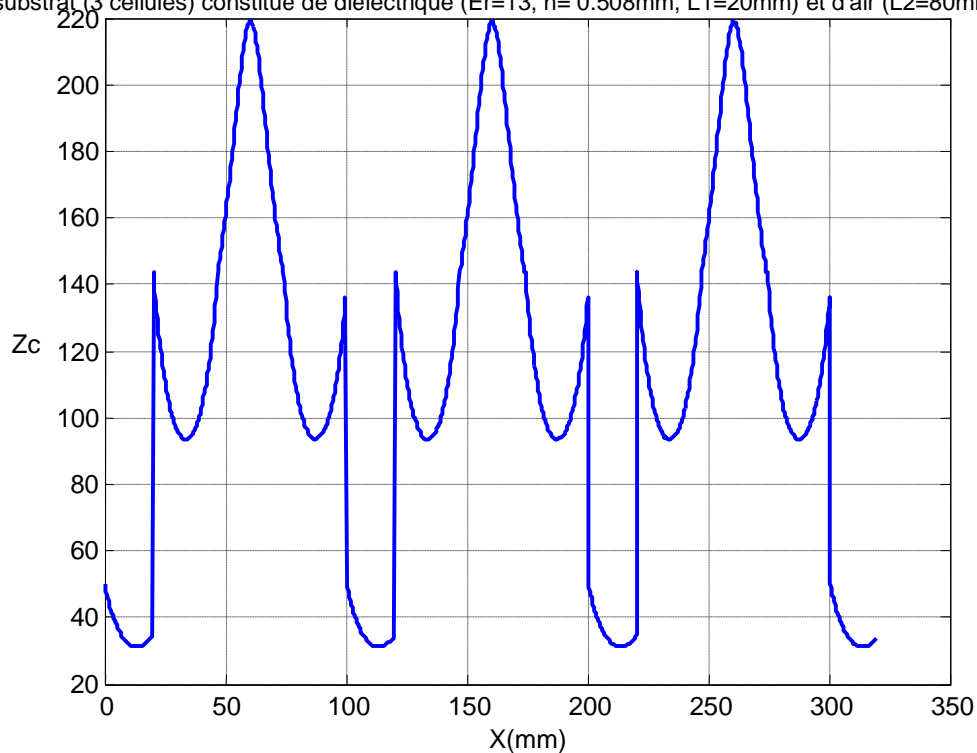


Figure II.57 : Impédance caractéristique calculée par notre modèle pour une ligne hybride (fig. II.56) reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r=13$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoïdal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).

Nous allons, donc, analyser par l'approche LECF une structure hybride présentant deux périodicités à la fois. La première porte sur le microruban ayant la forme sinusoïdale qui obéit aux équations (II.26) et (II.27) ; et la deuxième périodicité est pratiquée sur le substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés.

Sur la figure II.57 est exposée l'impédance caractéristique d'une ligne microruban hybride. Le microruban s'étale sur 6 périodes sinusoïdales. La périodicité du substrat est réalisée par la disposition de diélectrique de constante $\epsilon_r=13$ et de longueur $L_1=20\text{ mm}$ et de l'air de longueur $L_2=80\text{ mm}$ de façon juxtaposée (figures II.43 et II.44).

Paramètre S de la structure doublement périodique: microruban sinusoïdal (6 périodes), substrat (3 cellules) constitué de diélectrique ($\epsilon_r=13$, $h=0.508\text{mm}$, $L_1=20\text{mm}$) et d'air ($L_2=80\text{mm}$).

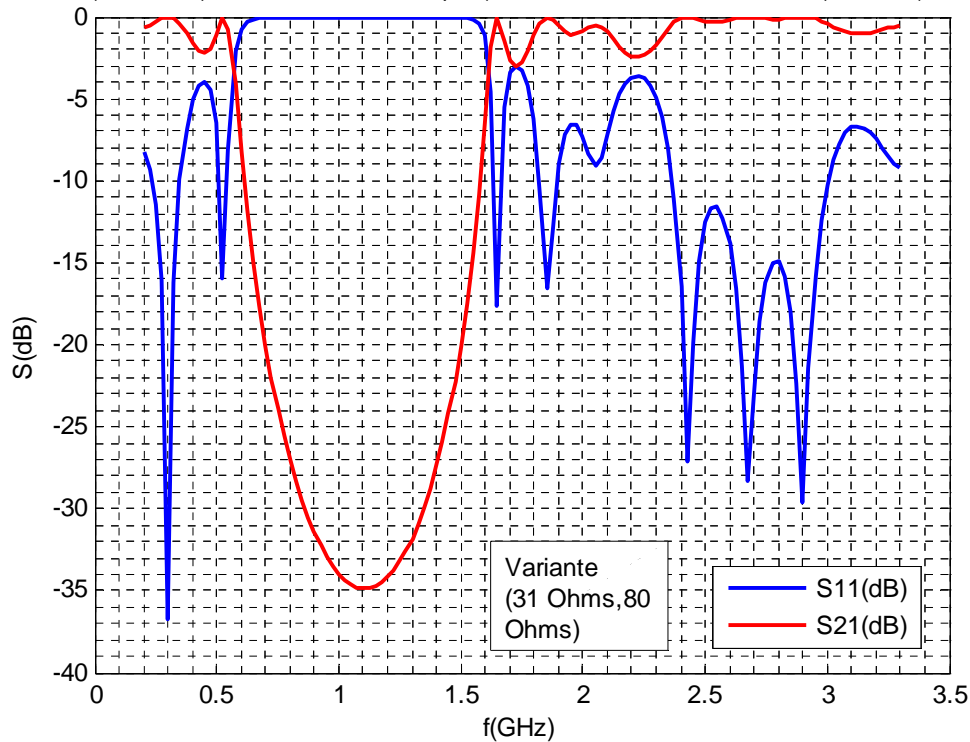


Figure II.58: Paramètres S calculés par notre approche pour une structure hybride constituée d'une ligne reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r=13$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoïdal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).

La figure II.58 présente les paramètres S de la structure décrite au paragraphe précédent. La largeur à -20 dB de la bande interdite s'étend entre 0.70 GHz et 1.50 GHz , centrée autour de 1.11GHz , soit une bande de 72.07% avec une profondeur de -35 dB . Ici $\rho_w = 0.91/0.0855 = 10.64$ et $\rho_{\epsilon_r} = 13/1 = 13$.

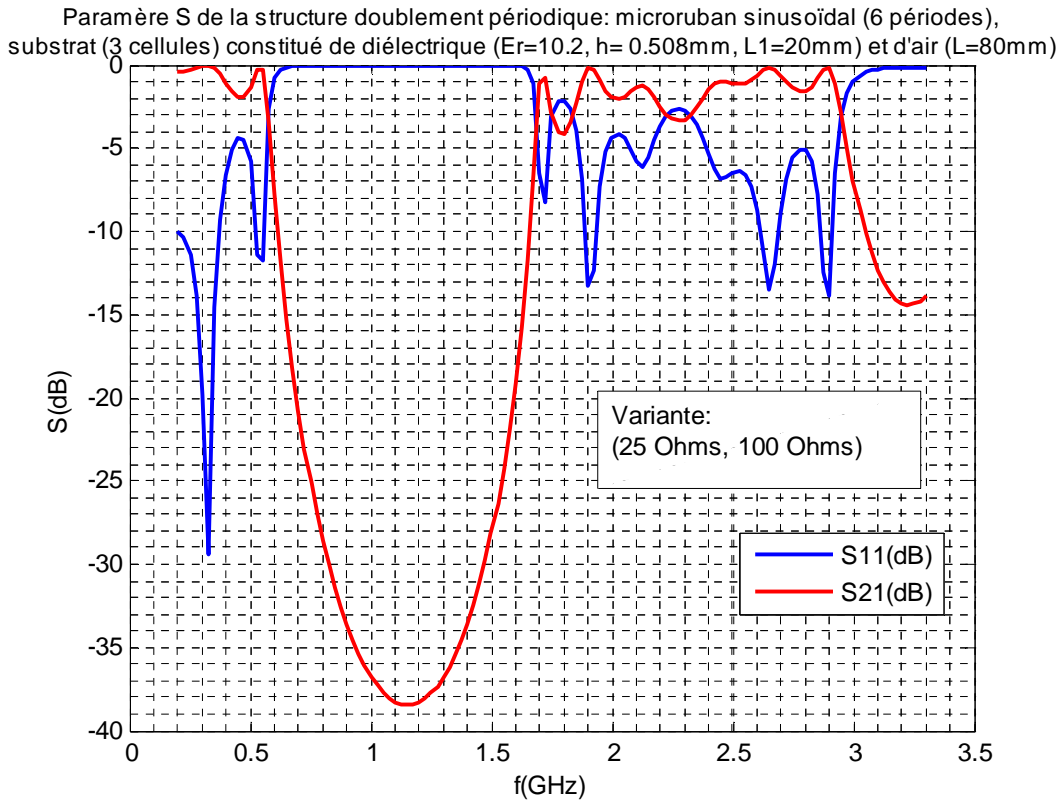


Figure II.59: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne double périodique reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r=10.2$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoïdal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).

La figure II.59 présente les paramètres S de la structure décrite au paragraphe précédent avec pour changement $\epsilon_r=10.2$ et $Z_c=(25\ \Omega, 100\ \Omega)$. La largeur de bande interdite, dans ce cas, s'étend entre 0.69 GHz et 1.60 GHz, centrée autour de 1.15 GHz, soit une bande de 79.13 % avec une profondeur de 38.5 dB. Ici $\rho_w=1.525/0.0536=28.45$ et $\rho_{er}=10.2/1=10.2$.

Une première constatation sur ces deux dernières structures étudiées est que la structure construite à base de la conjugaison de $\rho_w=10.64$ et $\rho_{er}=13$ est moins performante en matière de largeur et profondeur de la bande de réjection par rapport à la structure construite en conjuguant $\rho_w=28.45$ et $\rho_{er}=10.2$. Pour mieux pousser l'étude, nous intervertissons la conjugaison des paramètres ρ_w et ρ_{er} . Nous examinons les deux cas restants : la variante (25 Ω , 100 Ω) correspondant à $\rho_w=1.28/0.0305=41.96$ avec $\rho_{er}=13$ et la variante (31 Ω , 80 Ω) correspondant à $\rho_w=1.1/0.1295=8.49$ avec $\rho_{er}=10.2$. Le tableau n° II.2 récapitule les résultats afférents aux différents cas de figures.

La figure II.60 montre les paramètres S de la structure [(31 Ω , 80 Ω correspondant à $\rho_w=8.49$), $\rho_{er}=10.2$]. La bande de réjection dans ce cas a pour largeur $(1.51\ \text{GHz} - 0.77\ \text{GHz})/1.15\ \text{GHz} = 64.35\ \%$ et pour profondeur $-32\ \text{dB}$.

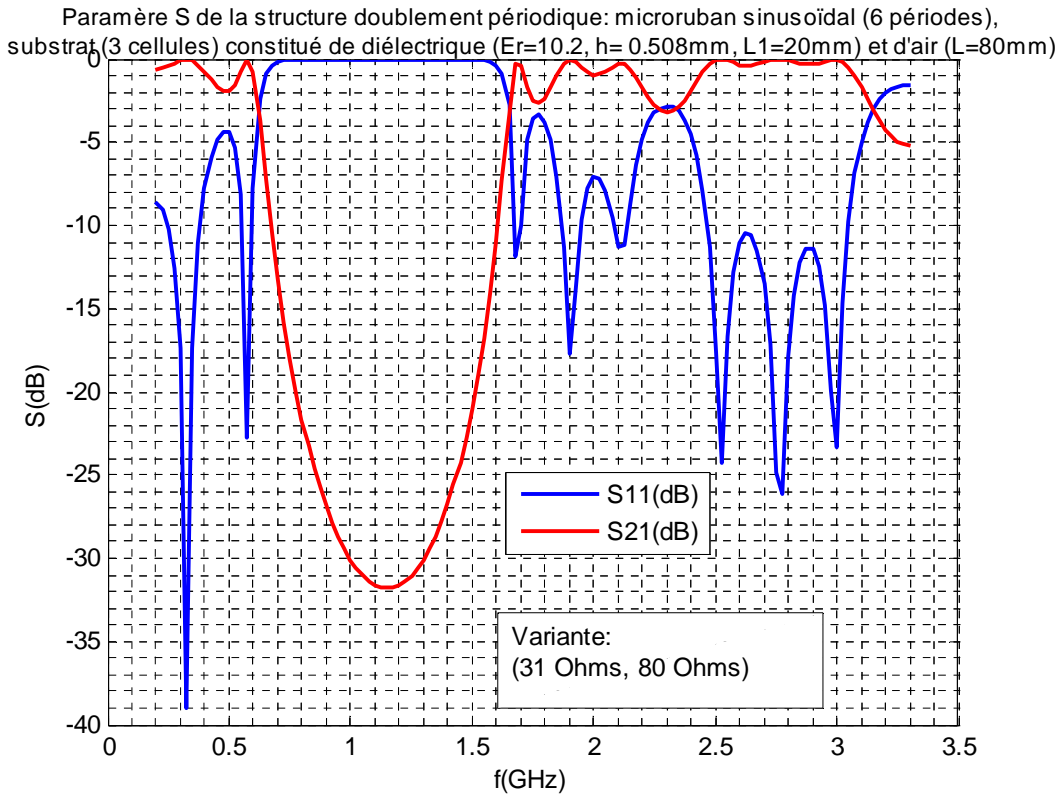


Figure II.60: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne double périodique reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r=10.2$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoidal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).

Pour mieux mettre en exergue l'amélioration apportée par la conjugaison de deux périodicités en une structure par rapport à la structure périodique simple, nous repassons sous analyse les deux structures précédemment étudiées, à savoir celles des figures II.32 (variante (25 Ω , 100 Ω), 6 cellules) et II.44 (3 cellules), tout en gardant les longueurs et les épaisseurs égales. $L = (20 \text{ mm}) \times (3+1) \text{ cellules} + (80 \text{ mm}) \times 3 \text{ cellules} = 320 \text{ mm}$, $h = 0.508 \text{ mm}$ et $\epsilon_r = 10.2$.

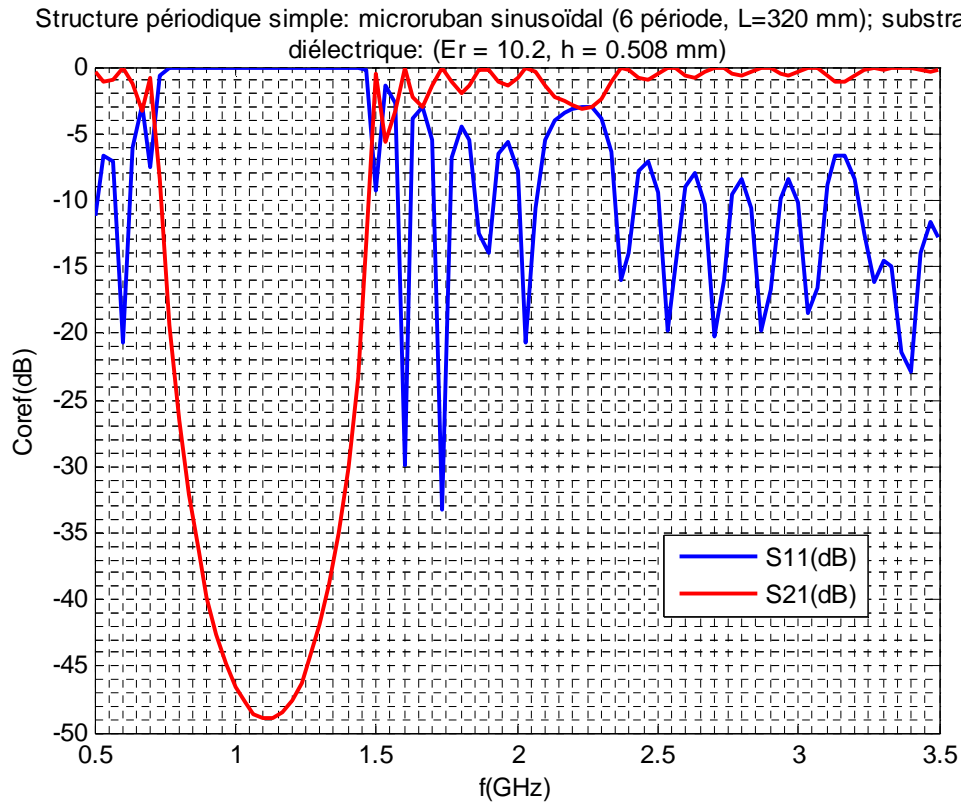


Figure II.61: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne périodique simple sinusoïdale reposant sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 10.2$, $h=0.508$ mm). La sinusoïde avec 6 périodes est régie par les équations (II.26) et (II.27), variante (25Ω , 100Ω).

Sur la figure II.61, sont tracés les paramètres S d'une structure périodique simple, à base de microruban sinusoïdal selon les équations (II.26) et (II.27) variante (25Ω , 100Ω) correspondant à $\rho_w = 30.89$, reposant sur un substrat diélectrique de constante 10.2 et d'épaisseur 0.508 mm. La bande de réjection à -20 dB s'étend de 0.77 GHz à 1.45 GHz, centrée autour de 1.11 GHz, soit d'une largeur de $0.68/1.11 = 61.26\%$ et de -49 dB de profondeur.

Sur la figure II.62, sont exposées les courbes des paramètres S d'une structure périodique se rapportant au schéma général de la figure II.44. Il s'agit d'une ligne microruban de largeur constante $w = 0.455$ mm ($Z_c(\text{port1}) = Z_c(\text{port2}) = 50 \Omega$). Cette ligne repose sur un substrat constitué de diélectrique de constante 10.2, d'épaisseur $h = 0.508$ et d'air alternés. $L_1(\text{diél.}) = 20$ mm et $L_2(\text{air}) = 80$ mm. Comme nous pouvons le constater sur la figure, la première résonance se produit à 1.1 GHz, toutefois la réjection ne s'effectue pas du moment que S_{21} ne descend pas au dessous de -20 dB, par conséquent la largeur de bande de réjection à -20 dB est nulle.

Structure périodique: à base de ligne microruban de largeur constante reposant sur un substrat périodique composé de diélectrique de $\epsilon_r = 10.2$, $h = 0.508$ mm et d'air juxtaposés alterné

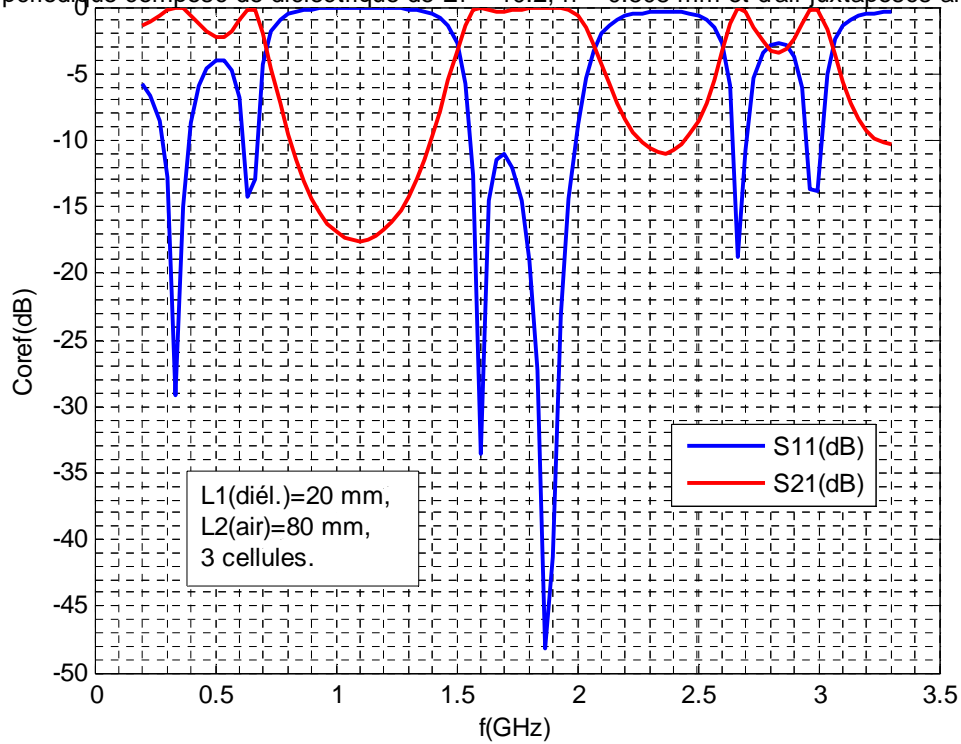


Figure II.62: Paramètres S calculés par notre approche pour une ligne périodique simple constituée de microruban de largeur constante $w=0.455$ mm, reposant sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 10.2$, $h=0.508$ mm, $L_1(\text{diél.})=20$ mm, $L_2(\text{air})=80$ mm, 3 cellules).

La figure II.63 montre les paramètres S de la structure $[(25 \Omega, 100 \Omega), \rho_{\epsilon_r} = 13]$. La bande de réjection dans ce cas a pour largeur $(1.56 \text{ GHz} - 0.63 \text{ GHz})/1.11 \text{ GHz} = 83.78 \%$ et pour profondeur -41.2 dB.

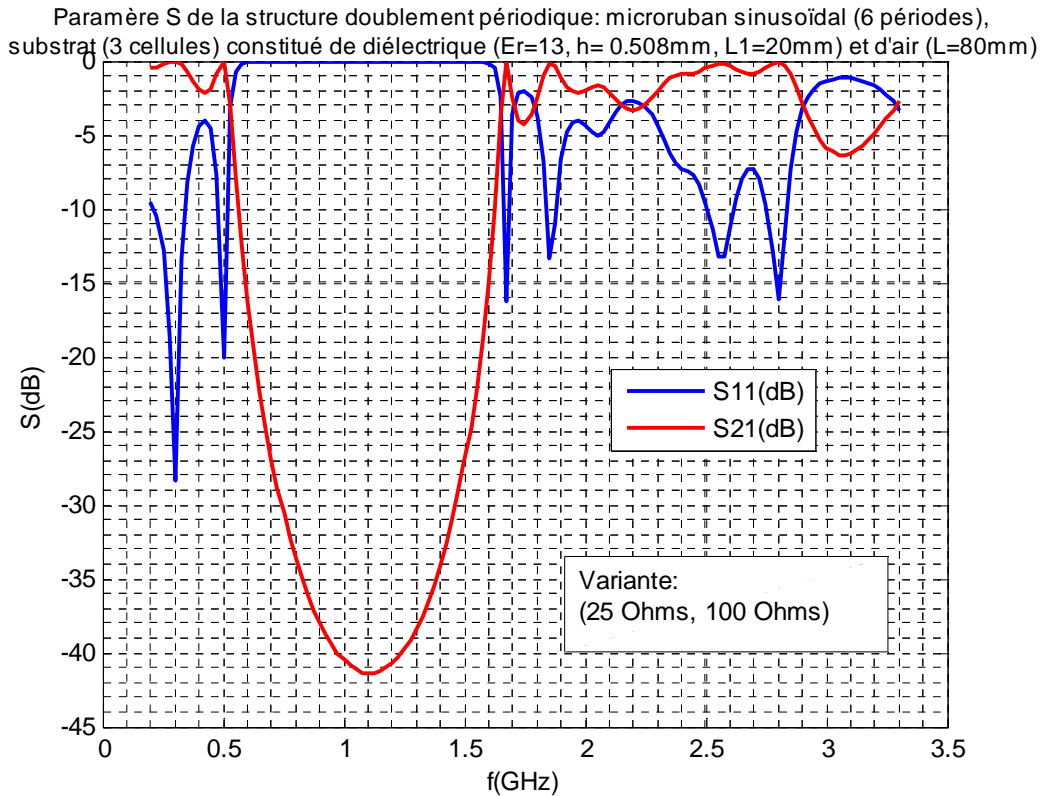


Figure II.63: Paramètres S calculés par notre modèle pour une ligne hybride reposant sur un substrat constitué de diélectrique et d'air juxtaposés alternés, $L_1(\text{diél.})=20\text{mm}$; $L_2(\text{air})=80\text{mm}$; $\epsilon_r=13$, $h=0.508\text{mm}$. Le microruban est sinusoïdal avec 6 périodes, régi par les équations (II.26) et (II.27).

II.3.6 Effet du contraste ρ_w cumulé avec celui de ρ_{ur} à ϵ_r constant, sur la bande de réjection à -20 dB

Pour investiguer ce cas de figure, nous avons tout d'abord confronté notre modèle à celui de Aimad Saib et Isabelle Huynen [123]. Nous avons étudié la structure MEBG (Magnetic Electromagnetic Band Gap) de la figure II.64. Il s'agit d'une ligne microruban montée sur un substrat composé de polymère pur alterné avec du polymère dopé de nano fils ferromagnétiques. Les paramètres S de cette structure, simulés et mesurés par [123] sont portés sur la figure II.65 et ceux de notre modèle sur la figure II.66. La profondeur de la bande de réjection relevée sur les courbes simulée et mesurée par [123] est d'environ 28 dB et celle donnée par notre modèle est de 29.5 dB. La fréquence centrale est de 28 GHz pour les courbes simulée de [123] et calculée par l'approche LECF et 29 GHz mesurée. La largeur de bande à -20 dB est de 25 % pour [123] et 11.57 % pour l'approche LECF. Ceci traduit une bonne concordance entre les deux approches en fréquence centrale et profondeur. La discordance enregistrée concernant la largeur de bande s'explique par le fait que les paramètres physiques de la structure de [123] ne sont pas connus avec précision, d'une part et que nous avons utilisé μ_r du matériau magnétique au lieu de μ_{reff} d'autre part.

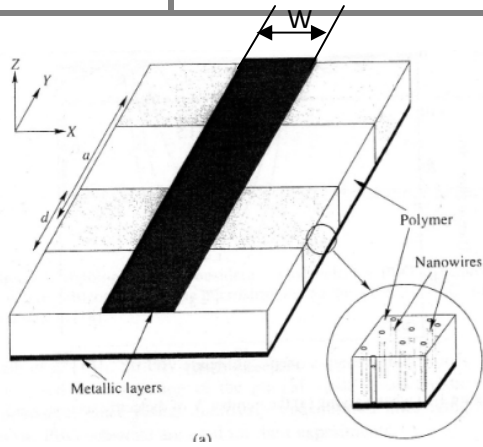


Figure II.64: Topologie de la structure MEBG

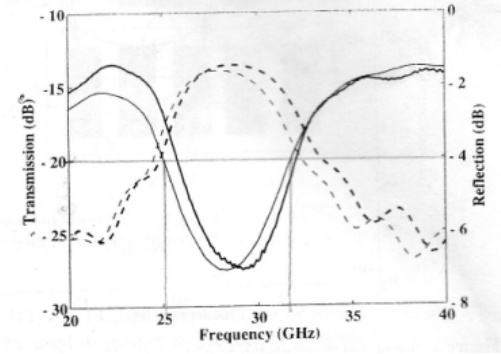
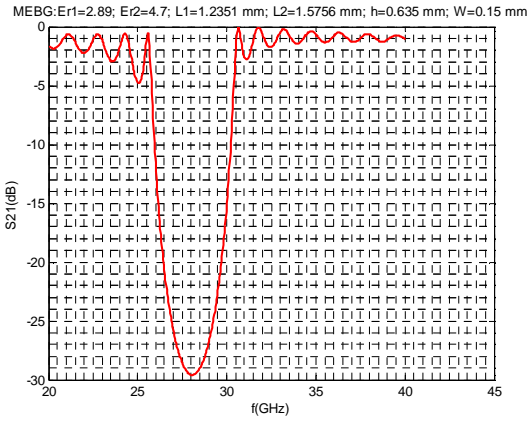
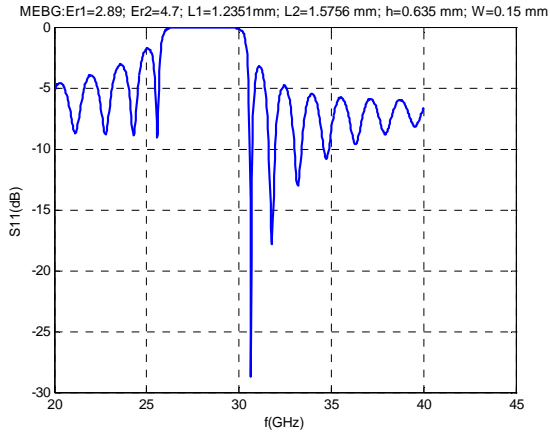


Figure II.65: Paramètres S de la structure MEBG



(a)



(b)

Figure II.66: Paramètres S de la structure MEBG calculés par l'approche LEF (a) S_{21} et (b) S_{11} . Les paramètres physiques de la structure sont : $W=0.15$ mm, $h(\text{substrat})=0.635$ mm, $\epsilon_{\text{poly}}=2.89$, $\epsilon_{\text{mag}}=4.7$, N_c (nombre de cellules)=15, densité de nano fils ferromagnétique : $p=0.02$, $L_1=a-d=1.2351$ mm, $L_2= d=1.5756$ mm.

Les longueurs L_1 et L_2 sont choisies de sorte à vérifier l'égalité $\beta_1 L_1 = \beta_2 L_2 = \pi/2$. Avec β_1 et β_2 étant, respectivement, les constantes de phase des tranches de polymère et de polymère dopé.

La perméabilité magnétique du matériau composite est donnée par [123] :

$$\mu_{r \text{ mag}} = \frac{\mu^2 - k^2}{\mu} \tag{II.28}$$

Avec : $\mu = 1 + p \cdot \frac{\omega_m(\omega_m/2 + j\omega\alpha)}{(\omega_m/2 + j\omega\alpha)^2 - \omega^2}$

$k = p \cdot \frac{\omega_m \omega}{(\omega_m/2 + j\omega\alpha)^2 - \omega^2}$ où p est la densité des nano fils et $\omega_m = \tilde{\gamma} M_s / \mu_0$.

$\tilde{\gamma}$ est le ratio gyromagnétique, M_s est la magnétisation de saturation, μ_0 est la perméabilité magnétique dans le vide et α est le facteur d'amortissement.

L'impédance caractéristique de la ligne de transmission, utilisant pour substrat le matériau composite, est donnée par [123]:

$$Z_{c\ mag} = \sqrt{\frac{\epsilon_r\ poly}{\epsilon_r\ mag}} \cdot \sqrt{\mu_r\ mag} \cdot Z_{c\ poly} \quad (\text{II.29})$$

Nous avons pris d'après [123] $p=2\%$, $\alpha=0.96$, $\tilde{\gamma} = 2.21 * 10^5\ rad.s^{-1}/A.m^{-1}$, $M_s = 1.07\ A/m$, $\epsilon_r(\text{polymer})=2.89$, $\epsilon_r(\text{composite})=4.7$.

La perméabilité du polymère dopé pour la fréquence opératoire de 28 GHz est $\Re(\mu_r\ mag) = 1.0006$.

Pour étudier l'effet du contraste de la perméabilité magnétique $\rho_{\mu r}$ sur la bande de réjection à -20 dB, nous examinons les cas : $p=0.2$, $p=0.4$ et $p=0.55$, tout en maintenant les dimensions et les paramètres physiques de la structure inchangés $L_1=1.2351\ mm$, $L_2=1.5756\ mm$, $h=0.635\ mm$ et $W(\text{largeur du microruban})=0.15\ mm$.

$P=0.02$ correspond à $\Re(\mu_r\ mag) = 1.0006$; contraste de structure : $\rho_{\mu r} = 1.0006/1$;

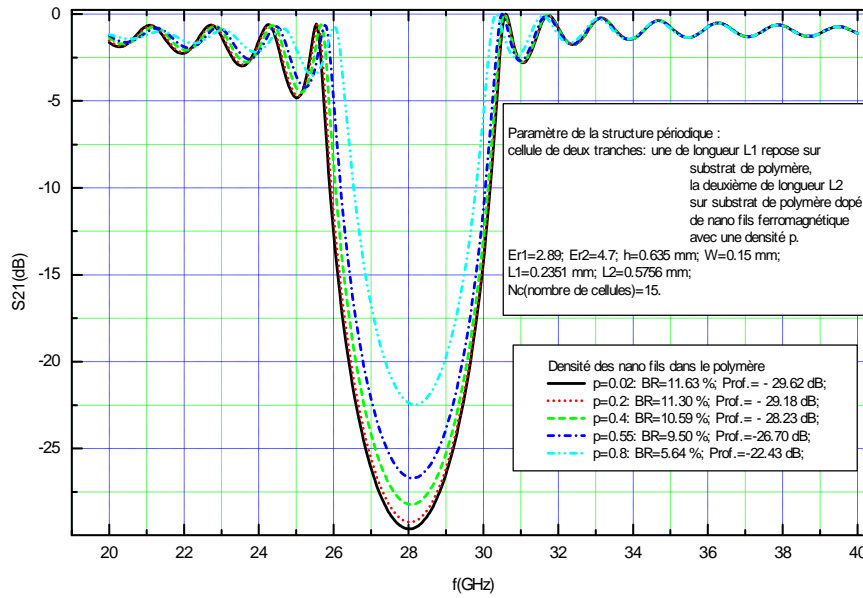
$P=0.2$ correspond à $\Re(\mu_r\ mag) = 1.0025$; contraste de structure : $\rho_{\mu r} = 1.0025/1$;

$P=0.4$ correspond à $\Re(\mu_r\ mag) = 1.0027$; contraste de structure : $\rho_{\mu r} = 1.0027/1$;

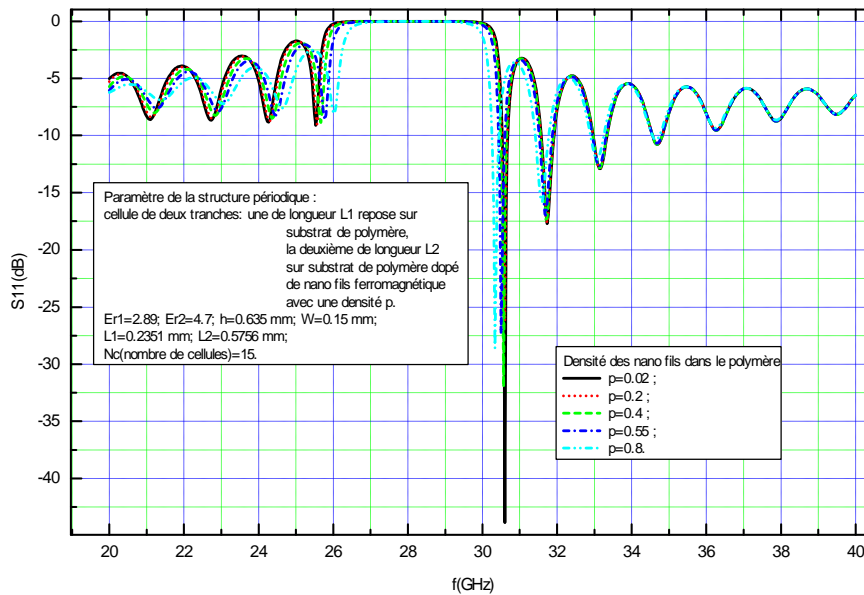
$P=0.55$ correspond à $\Re(\mu_r\ mag) = 1.006$; contraste de structure : $\rho_{\mu r} = 1.006/1$;

$P=0.8$ correspond à $\Re(\mu_r\ mag) = 1.024$; contraste de structure : $\rho_{\mu r} = 1.024/1$.

Les figures II.67 (a) et (b) illustrent les courbes des paramètres S de la structure en fonction de la fréquence correspondant aux densités de nano fils ferromagnétiques $p=0.2$, $p=0.4$, $p=0.55$ et $p=0.8$. Nous relevons que la plus faible densité donne la meilleure bande de réjection en largeur et en profondeur.



(a)



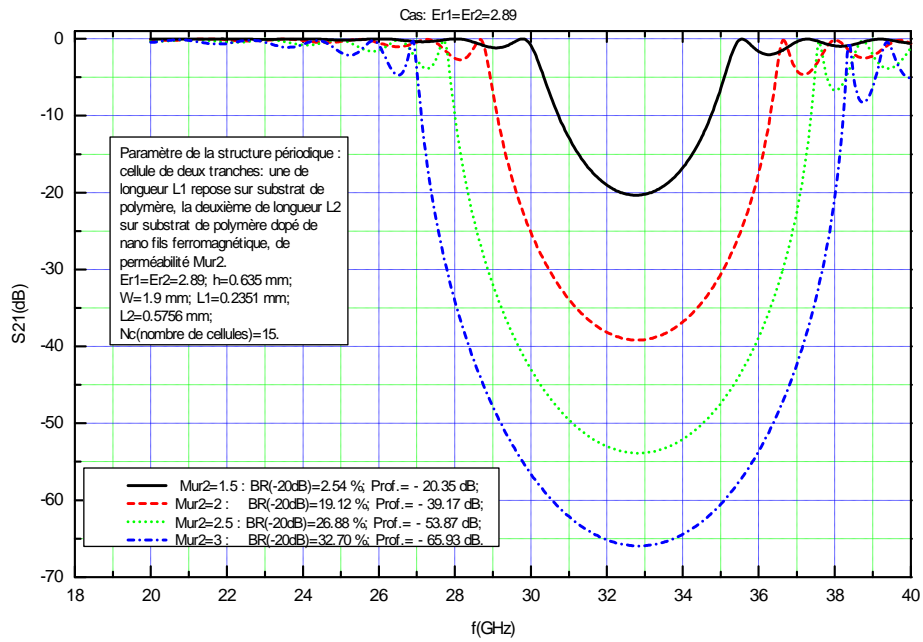
(b)

Figure II.67: Paramètres S de la structure MEBG, calculés par l'approche LEF : (a) S_{21} et (b) S_{11} . Les paramètres physiques de la structure sont : $W=0.15$ mm, $h(\text{substrat})=0.635$ mm, $\epsilon_{\text{poly}}=2.89$, $\epsilon_{\text{mag}}=4.7$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, $L_1=a-d=1.2351$ mm, $L_2=d=1.5756$ mm, densité de nano fils ferromagnétiques : $p=0.02$, $p=0.2$, $p=0.4$, $p=0.55$ et $p=0.8$.

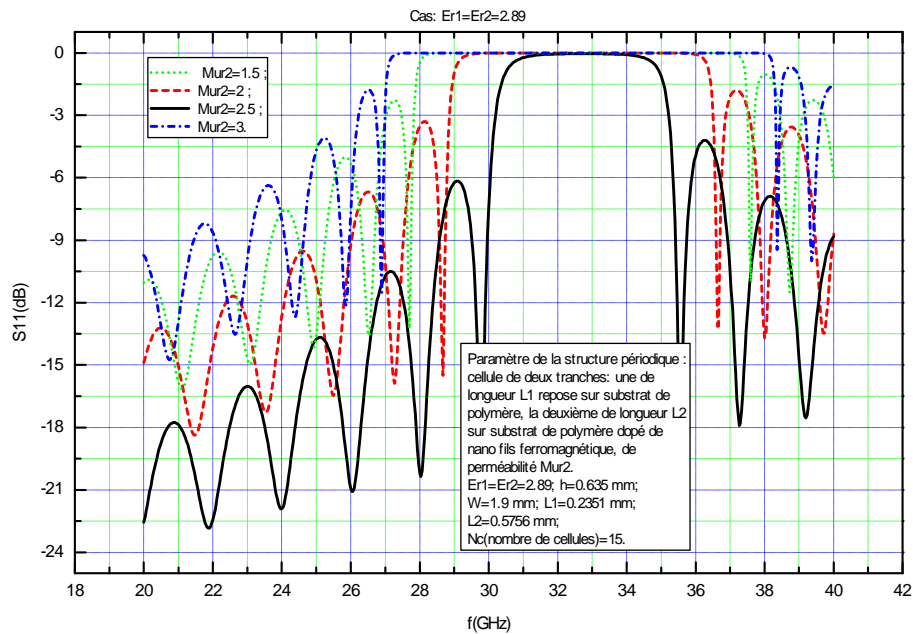
Nous constatons que pour les cinq cas, la fréquence centrale de réjection reste pratiquement inchangée et que le paramètre S_{11} n'est pratiquement pas sensible au contraste $\rho_{\mu r}$ qui passe de 1.0006 à 1.024, ses courbes pour les différentes valeurs de p sont presque confondues. Par contre, le paramètre S_{21} présente une bande de réjection à -20 dB dégradée en profondeur et en largeur. Plus $\rho_{\mu r}$ augmente plus la bande de réjection se dégrade. Ceci s'explique par le fait que la contribution majeure à la réjection est attribuée au contraste $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2} = 2.89/4.7=0.61$.

Pour étudier l'effet du contraste $\rho_{\mu r}$ seul sur la bande de réjection à -20 dB, nous répétons les mêmes opérations précédentes sur la même structure avec les mêmes dimensions et paramètres, sauf que cette fois-ci $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2} = 2.89$ et la largeur de la ligne microruban est prise égale à 1.9 mm pour avoir 50Ω aux deux ports. Les courbes des paramètres S_{21} et S_{11} pour les différentes perméabilités magnétiques μ_{r2} (1.5 ; 2 ; 2.5 ; 3) sont portées sur la figure II.68.

Ces courbes montrent que la bande de réjection augmente en largeur et en profondeur avec l'augmentation du contraste $\rho_{\mu r}$.



(a)



(b)

Figure II.68: Paramètres S de la structure MEBG, calculés par l'approche LEF : (a) S_{21} et (b) S_{11} . Les paramètres physiques de la structure sont : $W=1.9$ mm, $h(\text{substrat})=0.635$ mm, $\epsilon_{r\text{poly}}=2.89$, $\epsilon_{r\text{mag}}=2.89$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, $L_1=a-d=1.2351$ mm, $L_2=d=1.5756$ mm.

Cas de $\rho_{\mu r}$ et ρ_w cumulés :

Nous introduisons une deuxième périodicité selon la largeur du microruban de la structure de la figure II.63 avec les paramètres : $h(\text{substrat})=0.635$ mm, $\epsilon_{r\text{poly}}=2.89$, $\epsilon_{r\text{mag}}=2.89$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, $\mu_{r2}=3$, $L_1=a-d=1.2351$ mm, $L_2=d=1.5756$ mm.

Le microruban sinusoïdal obéit aux équations (II.26) et (II.27) avec $W_{50}=1.9$ mm et la variante $(Z_{c\text{min}}, Z_{c\text{max}})=(25 \Omega, 100 \Omega)$ qui correspond à $(W_{\text{max}}, W_{\text{min}})=(4.8$ mm, 0.62 mm) et $\rho_w = 7.74$.

Sur la figure II.69, sont tracées les courbes des paramètres S de la structure périodique hybride selon la largeur du microruban w et selon la perméabilité du substrat μ_r . En faisant la comparaison avec la courbe bleue de la figure II.67(a), on conclut que l'ajout de la périodicité selon la largeur du microruban améliore la bande de réjection à -20 dB en largeur et en profondeur. Elle passe de 32.7 % à 91.97 % et de -65.93 dB à $-\text{Infini}$.

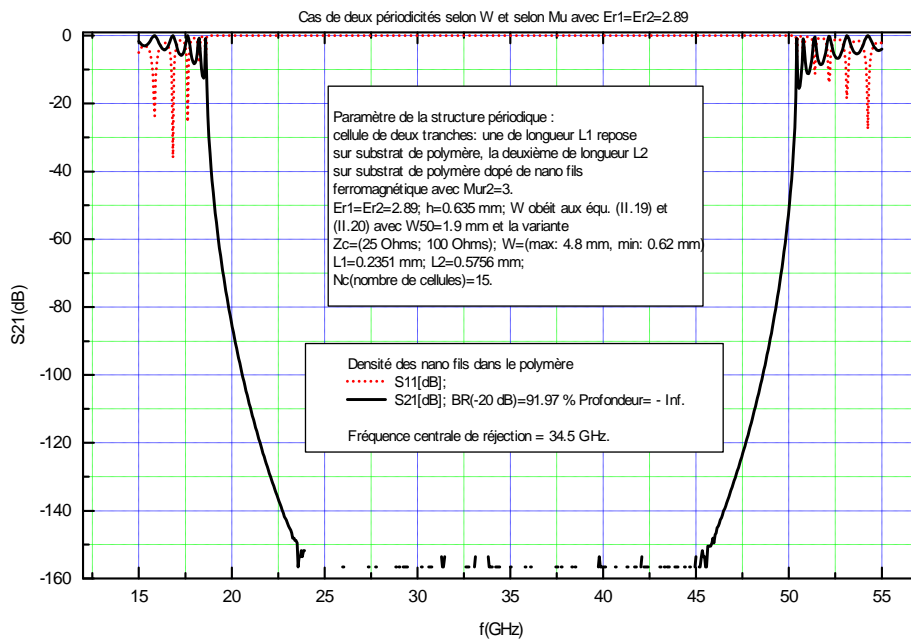


Figure II.69: Paramètres S de la structure MEBG hybride, calculés par l'approche LECF : Les paramètres physiques sont : w sinusoïdal (équ. II.26 et II.27), $h(\text{substrat})=0.635$ mm, $\epsilon_{r\text{poly}}=2.89$, $\epsilon_{r\text{mag}}=2.89$, $N_c(\text{nombre de cellules})=15$, $L_1=a-d=1.2351$ mm, $L_2=d=1.5756$ mm, $\mu_{r2}=3$.

Tableau n° II.2: comparatif des effets des paramètres ρ_w et ρ_{er} sur la bande de réjection à -20 dB.

Cas n°	Combinaisons					Fréq. Centrale f_c [GHz]	Bande de réjection à -20 dB [GHz]	Largeur de bande de réjection [GHz]	Largeur de bande de réjection en [%] par rapport à f_c	Profondeur [dB]
	ρ_w	ρ_{er}	$\rho_{\mu r}$	Produit $\rho_w \cdot \rho_{er} \cdot \rho_{\mu r}$	Nature de période					
1	30.89	1	1	30.89	Sinus, var. (25-100) Ω	1.11	0.77 ÷ 1.45	0.68	61.26	-49.0
2	16.18	1	1	16.18	Sinus, var. (28-90) Ω	1.11	0.82 ÷ 1.41	0.59	52.34	-43.6
3	58.34	1	1	58.34	Sinus, var. (22.36-111.8) Ω	1.125	0.72 ÷ 1.52	0.8	71.43	-57.5
4	1781.25	1	1	1781.25	Sinus, var. (15.81-158.81) Ω	1.142	0.599 ÷ 1.67	1.07	94.4	-80.1
5	1	10.2	1	10.2	Alterné ($\epsilon_r, 1$)	1.10	0.00	0.00	0.00	-17.5
6	10.64	13	1	138.32	Sinus, var. (31-80) Ω +alterné ($\epsilon_r, 1$)	1.11	0.70 ÷ 1.50	0.80	72.07	-35.0
7	28.45	10.2	1	290.19	Sinus, variante (25-100) Ω +alterné ($\epsilon_r, 1$)	1.15	0.69 ÷ 1.60	0.91	79.13	-38.5
8	8.49	10.2	1	86.6	Sinus, variante (31-80) Ω +alterné ($\epsilon_r, 1$)	1.15	0.77 ÷ 1.51	0.74	64.35	-32.0
9	41.96	13	1	545.48	Sinus, var. (25-100) Ω	1.11	0.63 ÷ 1.56	0.93	84.93	-41.2
10	1	1	1.5	1.5	Alterné (μ_{r1}, μ_{r2})	32.84	32.37÷33.20	0.83	2.54	-20.3
11	1	1	2	2	Alterné (μ_{r1}, μ_{r2})	32.84	29.63÷35.90	6.27	19.12	-39.2
12	1	1	2.5	2.5	Alterné (μ_{r1}, μ_{r2})	32.84	28.33÷37.13	8.8	26.88	-53.9
13	1	1	3	3	Alterné (μ_{r1}, μ_{r2})	32.84	27.37÷38.07	10.7	32.70	-65.9
14	7.74	1	3	23.22	Alterné (μ_{r1}, μ_{r2})+ Sinus, var.(25-100) Ω	34.5	18.64÷50.38	31.7	91.97	- Inf

NB : $\rho_z = \frac{Z_{cmax}}{Z_{cmin}}$, à titre d'exemple : $\rho_w=16.18 \Leftrightarrow \rho_z=3.21$; $\rho_w=58.34 \Leftrightarrow \rho_z=5$; $\rho_w=1781.25 \Leftrightarrow \rho_z=10$.

Si nous adoptons comme critère de classement la largeur et la profondeur les plus élevées de la bande de réjection, nous relevons, à partir du tableau n° II.2, que la structure la plus performante est celle du cas n° 14, réunissant les contrastes ρ_w et $\rho_{\mu r}$.

Conclusion : à encombrement égal, selon l'application pour laquelle est destiné le filtre réjecteur, le concepteur peut choisir parmi les configurations énumérées dans le tableau II.2 entre filtre étroit et large stop bande selon la profondeur désirée.

Effet du contraste ρ_w sur la profondeur de la bande de réjection

La structure prise pour cette étude est celle de la figure II.32 avec les paramètres physiques : épaisseur du substrat $h = 0,508$ mm, sa constante diélectrique $\epsilon_r=2.2$, une métallisation de 0.011 mm, et de faibles pertes $\tan \delta = 0,0005$. La longueur de chaque cellule (période) est de 20 mm. Le nombre de période est fixé à 6.

Sur le tableau II.3, sont dressées les fréquences centrales f_0 , les largeurs Δf à -20 dB en % et les profondeurs P en dB de la bande de réjection en faisant varier le contraste ρ_w de 1 à 66.712. Le microruban sinusoïdal obéit aux équations (II.26) et (II.27) tout en respectant la condition $\sqrt{Z_{cmin}Z_{cmax}} = 50 \Omega$.

Tableau n° II.3 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 1$ ($\epsilon_r = 2.2$)

ρ_w	ρ_z	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	1	3.250	0	0
1.74	1.44	5.481	0	-9.19
2.809	1.957	5.505	13.440	-21.55
4.285	2.569	5.530	38.267	-32.43
6.33	3.244	5.590	52.086	-41.95
9.081	4.007	5.620	63.00	-50.42
12.94	4.871	5.675	72.066	-58.29
18.11	5.807	5.711	79.427	-65.32
25.00	6.812	5.748	86.014	-71.59
34.28	7.889	5.784	91.801	-77.33
47.68	9.000	5.821	96.675	-82.77
66.712	10.413	5.857	101.387	-87.91

Pour étudier les cas $\rho_{\epsilon_r} \geq 2$, nous introduisons une deuxième périodicité au niveau du substrat. Nous choisissons le nombre N_{c2} de cellules, pour cette périodicité, égal à 6. Prenons le tronçon du premier diélectrique L_1 égal à 10 mm. La longueur du deuxième tronçon se déduit de l'expression $L = (N_{c2} + 1)L_1 + N_{c2}L_2$. L étant fixée lors de l'étude précédente (pour $\rho_{\epsilon_r} = 1$) à 120 mm, alors $L_2 = 8.33$ mm. Pour avoir $\rho_{\epsilon_r} = 2$, avec $\epsilon_{r1} = 2.2$, nous devons prendre $\epsilon_{r2} = 1.1$.

Tableau n° II.4 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 2$ ($\epsilon_{r1} = 2.2$, $\epsilon_{r2} = 1.1$)

ρ_w	ρ_z	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	1.321	6.700	0	-7.91
1.74	1.890	6.700	19.38	-23.54
2.809	2.574	6.728	42.98	-37.08
4.285	3.325	6.743	57.20	-48.83
6.33	4.184	6.771	68.07	-59.05
9.081	5.137	6.800	77.34	-68.18
12.94	6.221	6.828	84.99	-76.70
18.11	7.392	6.843	91.63	-84.31
25.00	8.633	6.871	97.39	-91.11
34.28	9.994	6.885	102.28	-97.35
47.68	11.467	6.914	106.73	-103.28
66.712	13.102	6.928	110.74	-108.87

Tableau n° II.5 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 2$ ($\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=4.4$)

ρ_w	ρ_z	f_0 [GHz]	Δf_{-20} [%]	P [dB]
1	1.357	5.06	0	-10.06
1.74	1.358	5.16	0	-0.26
2.809	1.461	5.14	0	-9.49
4.285	1.915	5.16	11.40	-21.48
6.33	2.433	5.19	33.88	-32.22
9.081	3.010	5.23	46.79	-41.81
12.94	3.670	5.27	57.30	-50.76
18.11	4.390	5.31	65.73	-58.75
25.00	5.154	5.34	72.90	-65.90
34.28	5.990	5.38	79.14	-72.45
47.68	6.915	5.41	84.89	-78.66
66.712	7.948	5.43	90.27	-84.53

Tableau n° II.6 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 4$ ($\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=8.8$)

ρ_w	ρ_z	f_0 [GHz]	Δf_{-20} [%]	P [dB]
1	1.877	4.120	23.44	-24.87
1.74	1.877	4.088	0	-9.75
2.809	1.877	3.954	0	-1.35
4.285	1.877	4.283	0	-6.64
6.33	1.878	4.292	0	-16.10
9.081	2.200	4.315	20.75	-25.19
12.94	2.699	4.339	35.04	-33.79
18.11	3.223	4.371	45.18	-41.53
25.00	3.792	4.394	53.44	-48.49
34.28	4.409	4.418	60.18	-54.88
47.68	5.105	4.441	66.51	-60.95
66.712	5.872	4.473	72.43	-66.73

Tableau n° II.7 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 8$ ($\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=17.6$)

ρ_w	ρ_z	f_0 [GHz]	Δf_{-20} [%]	P [dB]
1	2.625	3.183	42.93	-36.57
1.74	2.625	3.183	16.65	-22.56
2.809	2.625	3.171	0	-11.54
4.285	2.626	3.137	0	-4.55
6.33	2.623	3.457	0	-5.86
9.081	2.621	3.463	0	-12.30
12.94	2.621	3.474	0	-19.55
18.11	2.621	3.491	22.44	-26.41
25.00	2.737	3.508	32.54	-32.71
34.28	3.184	3.526	40.26	-38.55
47.68	3.683	3.543	47.15	-44.13
66.712	4.247	3.560	53.16	-49.49

Tableau n° II.8 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 16$ ($\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=35.2$)

ρ_w	ρ_z	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	3.693	2.35	51.42	-44.63
1.74	3.694	2.38	34.24	-31.88
2.809	3.692	2.39	12.32	-21.64
4.285	3.692	2.40	0	-13.79
6.33	3.692	2.40	0	-8.39
9.081	3.691	2.69	0	-7.49
12.94	3.691	2.70	0	-12.00
18.11	3.691	2.72	0	-17.44
25.00	3.691	2.73	13.61	-22.58
34.28	3.691	2.74	23.61	-27.51
47.68	3.691	2.75	30.83	-32.29
66.712	3.691	2.77	37.24	-36.98

Tableau n° II.9 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r} = 32$ ($\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=70.4$)

ρ_w	ρ_z	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.204	1.70	55.16	-49.83
1.74	5.203	1.73	40.80	-37.98
2.809	5.202	1.75	26.81	-28.49
4.285	5.200	1.77	9.31	-21.08
6.33	5.201	1.78	0	-15.43
9.081	5.204	1.79	0	-11.50
12.94	5.201	2.05	0	-10.30
18.11	5.200	2.06	0	-14.30
25.00	5.200	2.07	0	-18.40
34.28	5.195	2.08	12.37	-22.44
47.68	5.200	2.09	20.67	-26.43
66.712	5.197	2.10	27.17	-30.43

Tableau n° II.10: Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r}=2$ ($\epsilon_{r1}=4.4$, $\epsilon_{r2}=2.2$)

ρ_w	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	4.92	0	-10.22
1.74	4.93	24.77	-26.40
2.809	4.94	45.78	-40.21
4.285	4.95	59.51	-52.18
6.33	4.98	70.11	-62.54
9.081	4.99	79.13	-71.78
12.94	5.00	86.73	-80.38
18.11	5.02	93.38	-88.05
25.00	5.03	98.75	-94.90
34.28	5.04	103.41	-101.17
47.68	5.06	108.06	-107.12
66.712	5.07	111.89	-112.73

Tableau n° II.11 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r}=4$ ($\epsilon_{r1}=8.8$, $\epsilon_{r2}=2.2$)

ρ_w	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	3.88	17.62	-23.34
1.74	3.88	43.33	-38.95
2.809	3.87	58.34	-52.13
4.285	3.86	69.83	-63.58
6.33	3.85	78.96	-73.49
9.081	3.85	86.74	-82.35
12.94	3.85	93.65	-90.61
18.11	3.85	99.25	-97.98
25.00	3.85	104.08	-104.58
34.28	3.85	108.37	-110.63
47.68	3.84	112.33	-116.38
66.712	3.85	116.05	-121.80

Tableau n° II.12 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r}=8$ ($\epsilon_{r1}=17.6$, $\epsilon_{r2}=2.2$)

ρ_w	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	2.93	34.05	-32.57
1.74	2.90	52.06	-47.41
2.809	2.89	64.88	-59.99
4.285	2.87	75.12	-70.98
6.33	2.85	83.50	-80.49
9.081	2.85	90.84	-89.04
12.94	2.84	96.44	-97.03
18.11	2.83	101.94	-104.17
25.00	2.83	106.57	-110.57
34.28	2.82	110.40	-116.45
47.68	2.82	114.17	-122.06
66.712	2.82	117.63	-127.34

Tableau n° II.13 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r}=16$ ($\epsilon_{r1}=35.2$, $\epsilon_{r2}=2.2$)

ρ_w	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	2.14	40.59	-38.33
1.74	2.11	56.17	-52.63
2.809	2.09	67.94	-64.81
4.285	2.08	77.65	-75.50
6.33	2.06	85.29	-84.78
9.081	2.05	103.82	-93.14
12.94	2.05	98.05	-100.97
18.11	2.04	111.83	-107.98
25.00	2.04	115.04	-114.28
34.28	2.03	111.19	-120.06
47.68	2.02	121.21	-125.59
66.712	2.03	123.74	-130.81

Tableau n° II.14 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_w pour $\rho_{\epsilon_r}=32$ ($\epsilon_{r1}=70.4$, $\epsilon_{r2}=2.2$)

ρ_w	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	1.54	43.49	-41.67
1.74	1.51	58.09	-55.64
2.809	1.50	69.22	-67.60
4.285	1.48	94.37	-78.13
6.33	1.47	86.27	-87.29
9.081	1.46	104.15	-95.57
12.94	1.46	98.51	-103.34
18.11	1.45	103.71	-110.30
25.00	1.45	108.06	-116.56
34.28	1.45	111.74	-122.33
47.68	1.45	121.28	-127.84
66.712	1.45	118.69	-133.05

Sur les tableaux de II.3 à II.25, sont dressées les fréquences fondamentales de réjection, les largeurs à -20 dB ainsi que les profondeurs des bandes de réjection, en fonction des contrastes ρ_w et ρ_{ϵ_r} . On relève de ces tableaux que la bande de réjection la plus profonde est celle ayant -133.05 dB qui correspond à $\rho_w = 66.712$ et $\rho_{\epsilon_r} = 32$ (Tableau n° II.14). La bande de réjection la plus large est celle correspondant à $\rho_w = 66.712$ et $\rho_{\epsilon_r} = 16$, ayant pour largeur 123.74 %.

Les courbes de la figure II.70 représentent la profondeur de la bande de réjection en fonction des contrastes ρ_w et ρ_{ϵ_r} . Ces courbes montrent que la profondeur croît avec l'augmentation du contraste ρ_w dans le cas de la périodicité simple. Elle croît avec l'accroissement des deux contrastes lorsque $\epsilon_{r1} > \epsilon_{r2}$. Elle croît avec l'accroissement de ρ_w et décroît avec l'accroissement de ρ_{ϵ_r} lorsque $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$. Lorsque ρ_w tend vers l'infini, la profondeur tend vers $-\infty$.

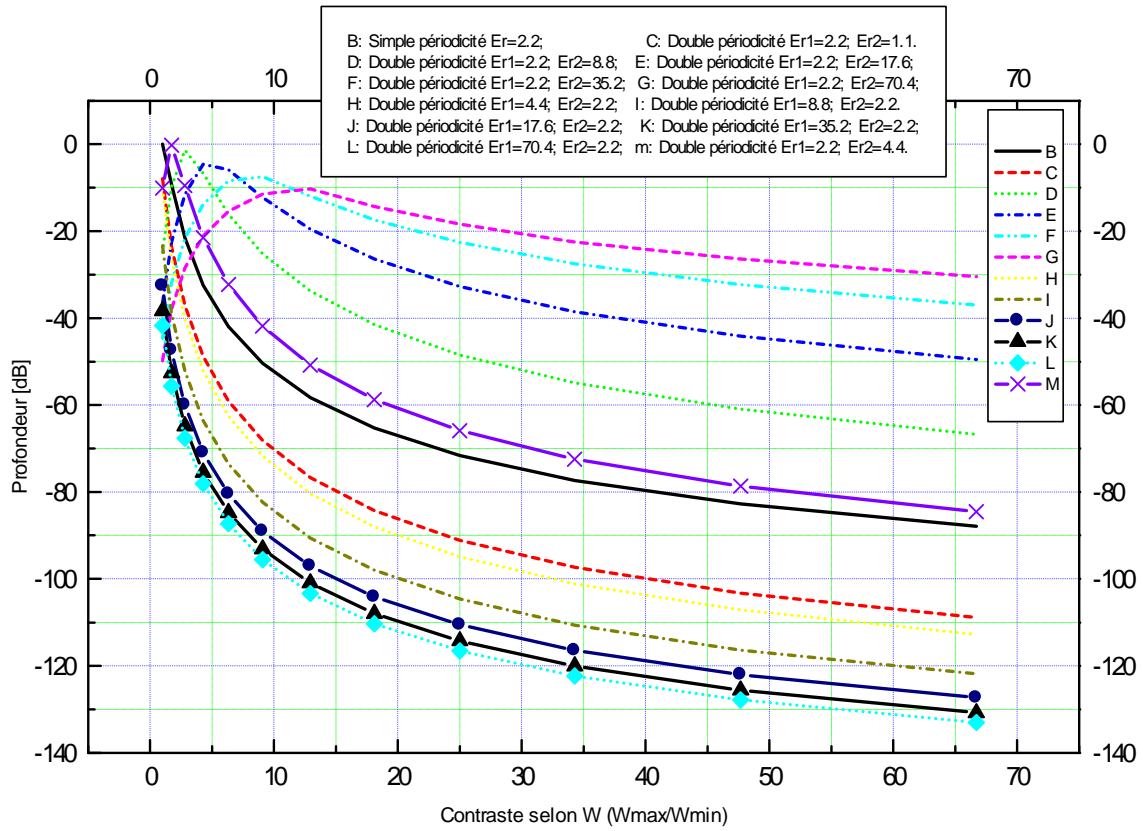


Figure II.70: Profondeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon la largeur du microruban.

Effet du contraste ρ_{ϵ_r} sur la profondeur de la bande de réjection

Tableau n° II.15: Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w=1$ ($W = 1.54$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \leq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	3.250	0	0
2	5.06	0	-10.06
4	4.120	23.44	-24.87
8	3.183	42.93	-36.57
16	2.35	51.42	-44.63
32	1.70	55.16	-49.83

Tableau n° II.16 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w=1.74$ ($W_{max}=2.02$ mm, $W_{min} = 1.16$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \leq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.481	0	-9.19
2	5.16	0	-0.26
4	4.088	0	-9.75
8	3.183	16.65	-22.56
16	2.38	34.24	-31.88
32	1.73	40.80	-37.98

Tableau n° II.17 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 4.285$ ($W_{\max} = 3$ mm, $W_{\min} = 0.7$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \leq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.530	38.267	-32.43
2	5.16	11.40	-21.48
4	4.283	0	-6.64
8	3.137	0	-4.55
16	2.40	0	-13.79
32	1.77	9.31	-21.08

Tableau n° II.18 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 9.081$ ($W_{\max} = 3.973$ mm, $W_{\min} = 0.437$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \leq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.620	63.00	-50.42
2	5.23	46.79	-41.81
4	4.315	20.75	-25.19
8	3.463	0	-12.30
16	2.69	0	-7.49
32	1.79	0	-11.50

Tableau n° II.19 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 18.11$ ($W_{\max} = 5$ mm, $W_{\min} = 0.276$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \leq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.711	79.427	-65.32
2	5.31	65.73	-58.75
4	4.371	45.18	-41.53
8	3.491	22.44	-26.41
16	2.72	0	-17.44
32	2.06	0	-14.30

Tableau n° II.20 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 34.28$ ($W_{\max} = 6$ mm, $W_{\min} = 0.175$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \leq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.784	91.801	-77.33
2	5.38	79.14	-72.45
4	4.418	60.18	-54.88
8	3.526	40.26	-38.55
16	2.74	23.61	-27.51
32	2.08	12.37	-22.44

Tableau n° II.21 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 1.74$ ($W_{\max} = 2.02$ mm, $W_{\min} = 1.16$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \geq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.481	0	-9.19
2	6.700	19.38	-23.54
4	3.88	43.33	-38.95
8	2.90	52.06	-47.41
16	2.11	56.17	-52.63
32	1.51	58.09	-55.64

Tableau n° II.22 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 4.285$ ($W_{\max} = 3$ mm, $W_{\min} = 0.7$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \geq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.530	38.267	-32.43
2	4.95	59.51	-52.18
4	3.86	69.83	-63.58
8	2.87	75.12	-70.98
16	2.08	77.65	-75.50
32	1.48	94.37	-78.13

Tableau n° II.23 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 9.081$ ($W_{\max} = 3.973$ mm, $W_{\min} = 0.437$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \geq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.620	63.00	-50.42
2	4.99	79.13	-71.78
4	3.85	86.74	-82.35
8	2.85	90.84	-89.04
16	2.05	103.82	-93.14
32	1.46	104.15	-95.57

Tableau n° II.24 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 18.11$ ($W_{\max} = 5$ mm, $W_{\min} = 0.276$ mm)

$\rho_{\epsilon_r} (\epsilon_{r1} \geq \epsilon_{r2})$	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.711	79.427	-65.32
2	5.02	93.38	-88.05
4	3.85	99.25	-97.98
8	2.83	101.94	-104.17
16	2.04	111.83	-107.98
32	1.45	103.71	-110.30

Tableau n° II.25 : Dimensions de la bande de réjection en fonction du contraste ρ_{ϵ_r} pour $\rho_w = 34.28$ ($W_{\max} = 6$ mm, $W_{\min} = 0.175$ mm)

ρ_{ϵ_r} ($\epsilon_{r1} \geq \epsilon_{r2}$)	f_0 [GHz]	$\Delta f_{.20}$ [%]	P [dB]
1	5.784	91.801	-77.33
2	5.04	103.41	-101.17
4	3.85	108.37	-110.63
8	2.82	110.40	-116.45
16	2.03	111.19	-120.06
32	1.45	111.74	-122.33

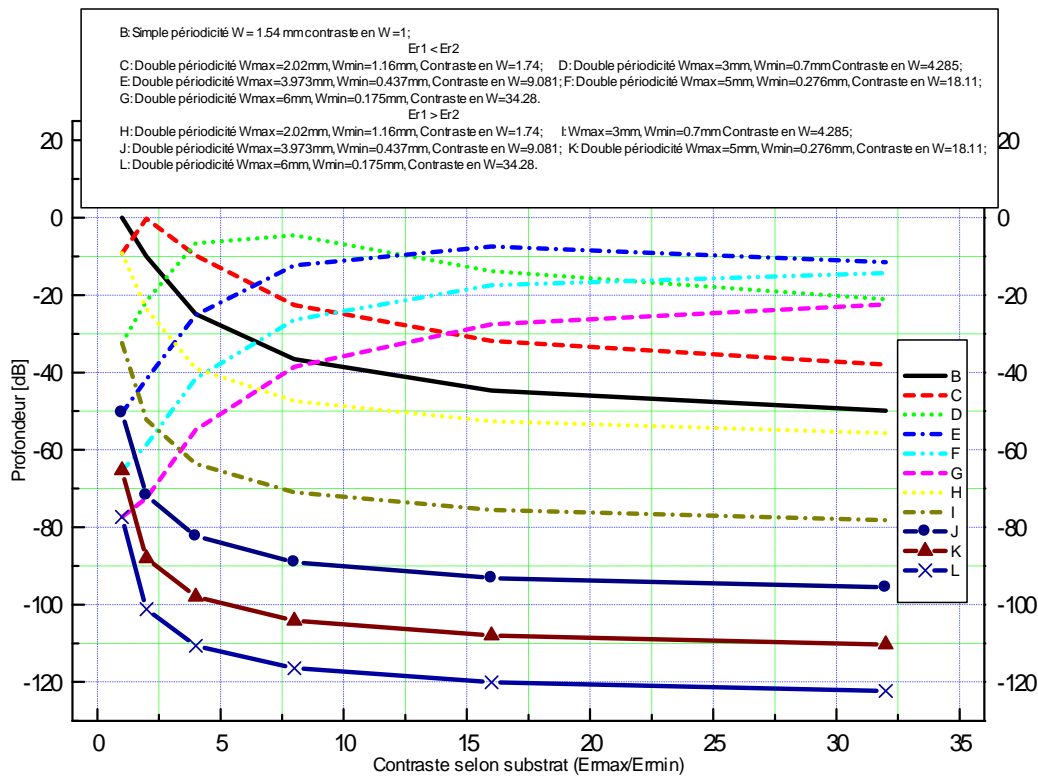


Figure II.71: Profondeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon le substrat.

Les courbes de la figure II.71 représentent la profondeur de la bande de réjection en fonction des contrastes ρ_w et ρ_{ϵ_r} .

Le tableau II.27 comporte la largeur et la profondeur de la bande de réjection du mode fondamental ainsi que sa fréquence centrale en fonction de la moyenne géométrique des contrastes selon la largeur du microruban ρ_w et selon le substrat avec les dimensions précédentes de la structure : $h = 0.508$ mm ; $L = 120$ mm ; $L_1 = 10$ mm ; $L_2 = 8.33$ mm.

Tableau n° II.26 : Dimensions de la bande de réjection en fonction de la moyenne géométrique des contrastes ρ_{ϵ_r} et ρ_w ; $\rho_{w\epsilon_r} = \sqrt{\rho_w \rho_{\epsilon_r}}$

W_{max} [mm]	W_{min} [mm]	ρ_w	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	ρ_{ϵ_r}	$\rho_{w\epsilon_r}$	f_0 [GHz]	Δf_{-20} [%]	P [dB]
6	1.5	4	2.2	563.2	256	32	0.66	34.80	-38.18
	0.67	9		220	100	30	1.06	0	-18.06
	0.375	16		107.8	49	28	1.72	0	-11.95
	0.231	26		57.2	26	26	2.25	2.37	-20.08
	0.122	49		35.2	16	28	2.76	29.80	-31.42
	0.06	100		19.8	9	30	3.43	49.55	-45.92
	0.0234	256		8.8	4	32	4.51	74.82	-68.42

Sur la figure II.72, sont tracées les courbes de la profondeur de la bande de réjection en fonction de la moyenne géométrique des deux contrastes selon le microruban et selon le substrat, $\rho_{w\epsilon_r}$. Il est relevé à partir de ces courbes que la meilleure profondeur est obtenue lorsque le contraste selon le microruban ρ_w est supérieur au contraste selon le substrat ρ_{ϵ_r} et que la profondeur augmente avec l'accroissement de cette moyenne lorsque $\rho_w > \rho_{\epsilon_r}$. Pour le cas de $\rho_w < \rho_{\epsilon_r}$, la profondeur croît avec l'augmentation de la moyenne géométrique des contrastes jusqu'à un certain seuil (ici égal à 28) puis elle décroît.

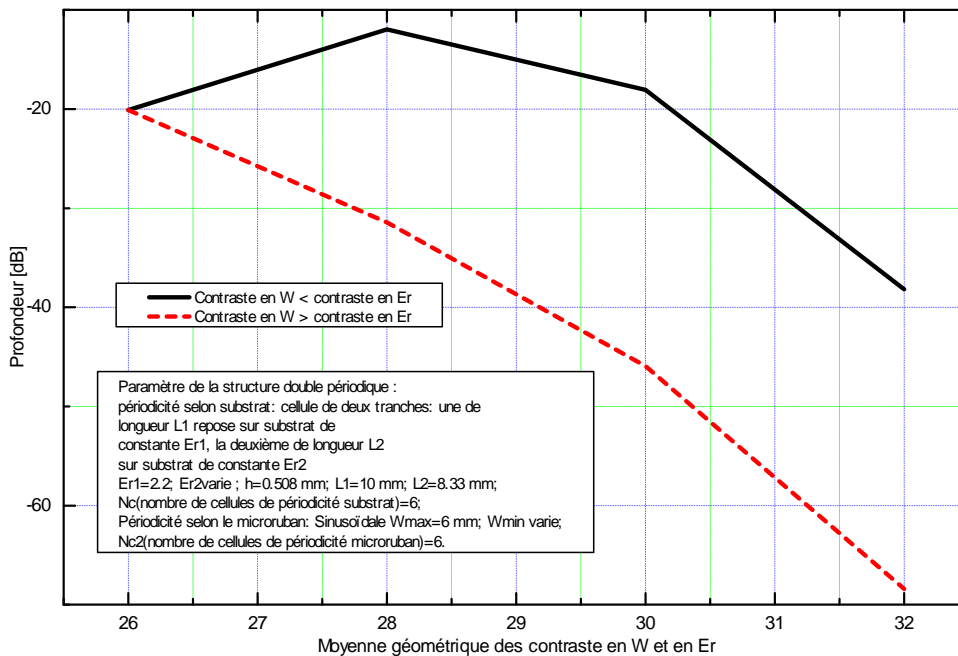


Figure II.72: Profondeur de la bande de réjection en fonction de la moyenne géométrique des contrastes $\rho_{w\epsilon_r}$.

Les courbes des figures II.73 et II.74 présente, respectivement, l'évolution de la profondeur et de la largeur de la bande de réjection en fonction du contraste en impédance caractéristique des structures hybrides ou en d'autres termes bi-périodiques (périodiques selon la largeur du microruban et périodiques selon la constante diélectrique qui prend deux valeurs alternées).

Ces deux figures montrent que la structure périodique la plus performante en profondeur et en largeur à -20 dB de la bande de réjection est celle qui correspond à la courbe rouge en trait discontinu. Elle correspond au contraste $\rho_{\text{Er}} = \epsilon_{r1}/\epsilon_{r2} = 2.2/1.1 = 2$.

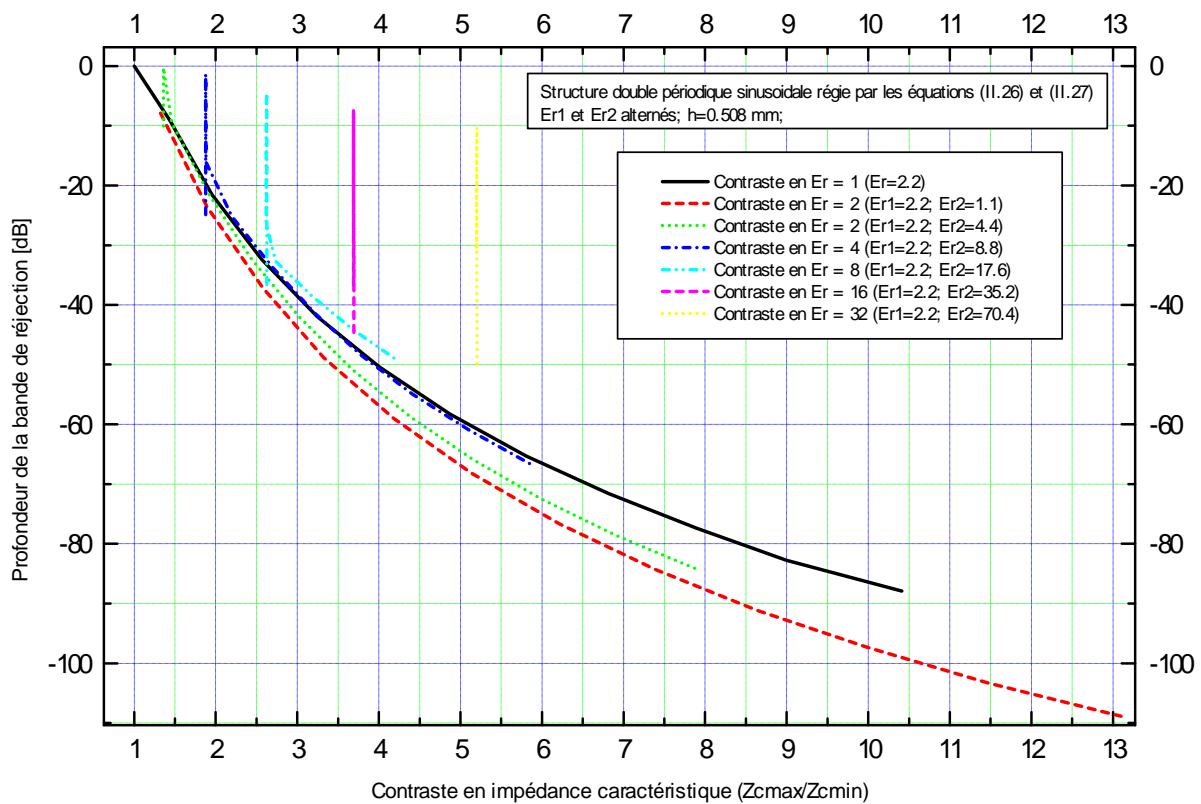


Figure II.73: Profondeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon l'impédance caractéristique, nombre de cellules : 6, $L_1(E_{r1}=2.2)=10\text{mm}$, $L_2(E_{r2})=8.33\text{mm}$.

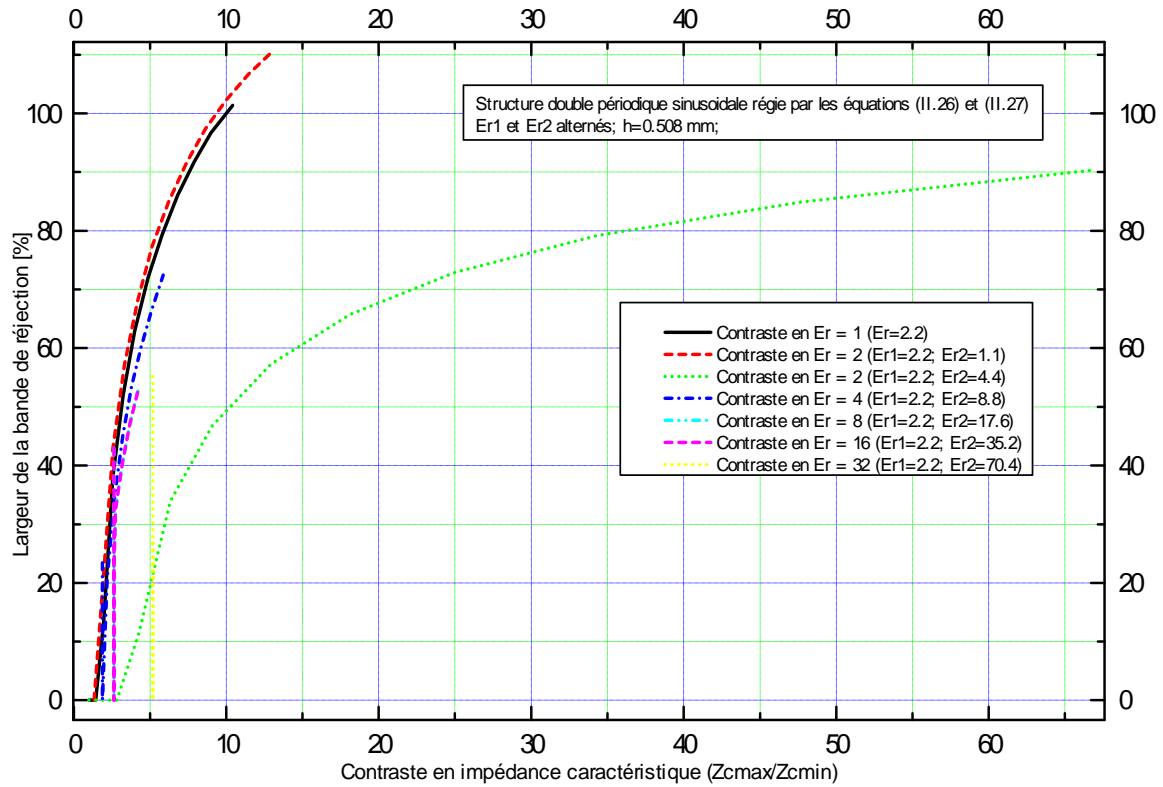


Figure II.74: Largeur de la bande de réjection en fonction du contraste selon l'impédance caractéristique, nombre de cellules : 6, $L_1(E_{r1}=2.2)=10$ mm, $L_2(E_{r2})=8.33$ mm.

CHAPITRE III

Applications des structures périodiques aux APM:

Amélioration des performances d'une antenne patch rectangulaire

III. APPLICATIONS DES STRUCTURES PERIODIQUES AUX APM

III.1 Amélioration des performances d'une antenne patch rectangulaire

Nous avons choisi les patches étudiés par l'auteur de la référence [124]. La figure III.3 illustre l'impédance caractéristique et les paramètres S d'une structure périodique. La structure étudiée est formée d'une antenne construite à partir d'un patch rectangle inséré dans une structure périodique selon son substrat. Les paramètres des patches sont :

Patch1 : $L_1 = 4.58$ mm, $W_1 = 6.38$ mm, $h_1 = 1.27$ mm, $\epsilon_{r1} = 10.2$; distance du point d'excitation par rapport au centre du patch $X_{f1} = 0.87$ mm.

Patch 2 : $L_2 = 4$ mm, $W_2 = 5.56$ mm, $h_2 = 1.9$ mm, $\epsilon_{r2} = 10.2$; distance du point d'excitation par rapport au centre du patch $X_{f2} = 0.92$ mm.

Le diamètre de la sonde coaxiale d'excitation est $\varnothing = 1.28$ mm, et le diamètre de sa gaine est $\varnothing_g = 4.1$ mm. Le substrat diélectrique utilisé est le RT-Duroid 6010 caractérisé par une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 10.2 \pm 0.25$ et un angle de perte $\text{tg}(\delta)$ de $2.3 \cdot 10^{-3}$ à 10 GHz. Les courbes de la figure II.55 illustrent les performances du premier patch (Patch1) isolé.

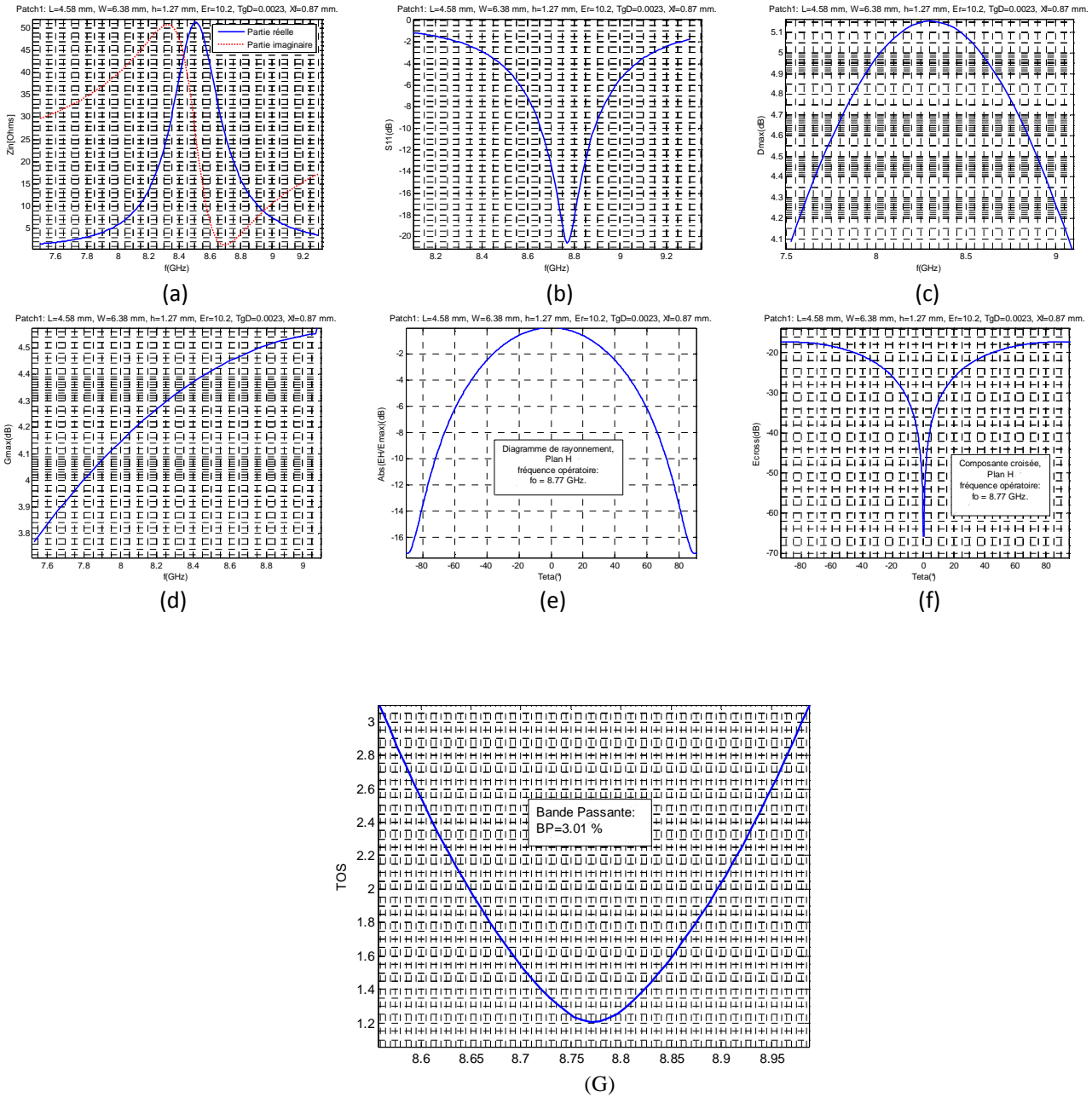


Figure III.1: Performances du patch rectangle $L_1 = 4.58$ mm, $W_1 = 6.38$ mm, $h_1 = 1.27$ mm, $\epsilon_{r1} = 10.2$. (a) : Impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} , (c) : Directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : Taux d'Ondes Stationnaires (TOS)

Les fréquences de résonances de l'antenne patch rectangulaire sont données par [125] :

$$f_{m,n} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}(0)}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2} \quad (III.1)$$

avec : $W_{eff} = W + 2\Delta W$ et $L_{eff} = L + 2\Delta L$. $m = 0, 1, 2, \dots$ et $n = 0, 1, 2, \dots$

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_{\text{eff}}(0)+0.300)(W/h+0.262)}{(\epsilon_{\text{eff}}(0)-0.258)(W/h+0.813)}$$

ΔW s'obtient de la même façon que ΔL en remplaçant W par L .

$$\epsilon_{\text{eff}}(0) = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \cdot g$$

$$g = \begin{cases} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} & \text{si } h < W \\ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 & \text{si } h > W. \end{cases}$$

Les fréquences de résonance des modes fondamentaux des deux patches, prédites par la formule (III.1) sont 7.97 GHz pour le patch1 et 8.47 GHz pour le patch2.

La lecture des courbes de la figure III.1 montre que le patch n° 1 ($L=4.58$ mm, $W=6.38$ mm, $h=1.27$ mm, excité à $X_f=0.87$ mm de son centre) résonne à 8.50 GHz et présente une bande passante ($\text{TOS} \leq 2$) de 3.01 %, allant de 8.65 GHz à 8.915 GHz avec un coefficient de réflexion atteignant -22 dB. Sa directivité à l'intérieur de la bande passante varie entre 4.5 dB et 4.92 dB. La composante croisée du champ E dans le plan H est faible. Elle est au dessous de -18 dB. La résistance d'entrée du patch1 à la résonance est de 50Ω .

L'approche des LEF donne les fréquences de résonance des deux patches 1 et 2 à 8.50 GHz et 8.75 GHz, respectivement. Ce qui est en cohérence avec l'équation (III.1), avec un écart entre l'équation et l'approche de 6.2 % pour le patch1 et 3.2 % pour le patch 2. Pour pouvoir faire la comparaison des performances des deux antennes à la même fréquence de résonance de 8.5 GHz, nous modifions légèrement la longueur du patch 2 qui devient $L_2=4.16$ mm.

Sur la figure III.2 sont présentées les courbes des performances du deuxième patch (Patch2), isolé excité par sonde coaxiale à 0.9 mm de son centre.

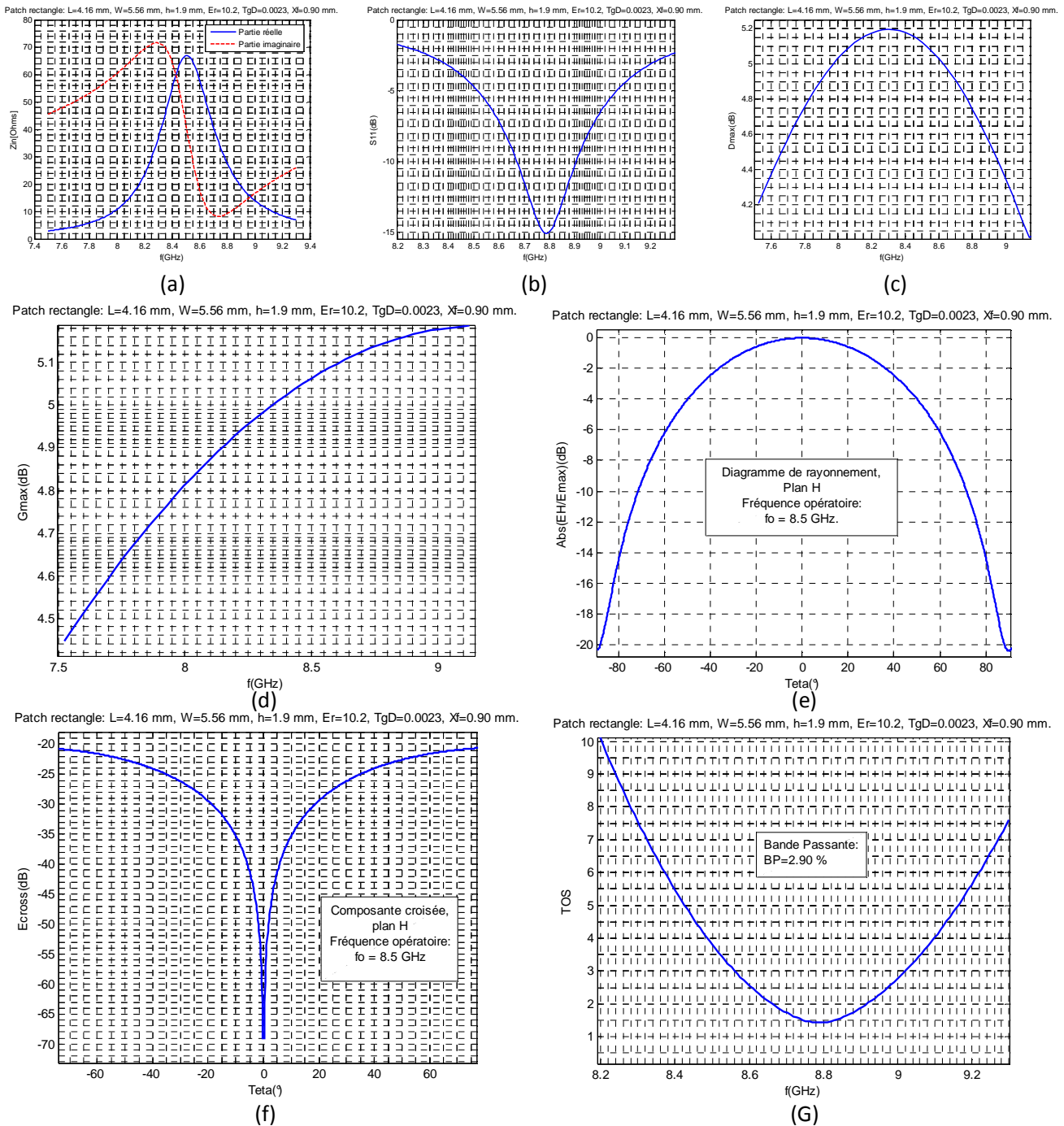


Figure III.2: Performances du patch rectangle $L_2 = 4.16$ mm, $W_2 = 5.56$ mm, $h_2 = 1.9$ mm, $\epsilon_r = 10.2$.

(a) : Impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} , (c) : Directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) :

Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H,

(g) : Taux d'Ondes Stationnaires (TOS).

Les courbes des figures III.2 traduisent les performances du patch n° 2 ($L=4.16$ mm, $W=5.56$ mm, $h=1.9$ mm, excité à $X_f=0.9$ mm de son centre). Il résonne à 8.50 GHz et présente une bande passante ($TOS \leq 2$) de 2.90 %, allant de 8.66 GHz à 8.915 GHz avec un coefficient de réflexion atteignant -15.0 dB. Sa directivité à l'intérieur de la bande passante varie entre 4.54 dB et 4.95 dB. La composante croisée du champ E dans le plan H est faible. Elle est au dessous de -20 dB. La résistance d'entrée du patch2 à la résonance est de 67Ω .

La comparaison des performances des deux antennes patches montre que l'augmentation de l'épaisseur du substrat de 0.63 mm (c'est-à-dire de 49.6 %) améliore légèrement la largeur de bande qui passe de 2.74 % à 2.90 % au détriment des autres performances. La directivité à l'intérieur de la bande d'intérêt n'a pratiquement pas varié ($4.5 \div 4.92$ dB contre $4.54 \div 4.95$ dB).

Les paramètres S et l'impédance caractéristique de la structure périodique choisie pour être hôte pour le Patch2 sont représentés sur la figure III.3. Cette structure est une ligne microruban de largeur uniforme $W_\mu = 2.65$ mm gravée sur un substrat constitué de diélectrique de constante égale à 10.2 et de cylindres d'air. La longueur du diélectrique d'une cellule est prise égale à 1.0 mm et le diamètre du cylindre égal à 12.7 mm. Le nombre de cellule est de 5.

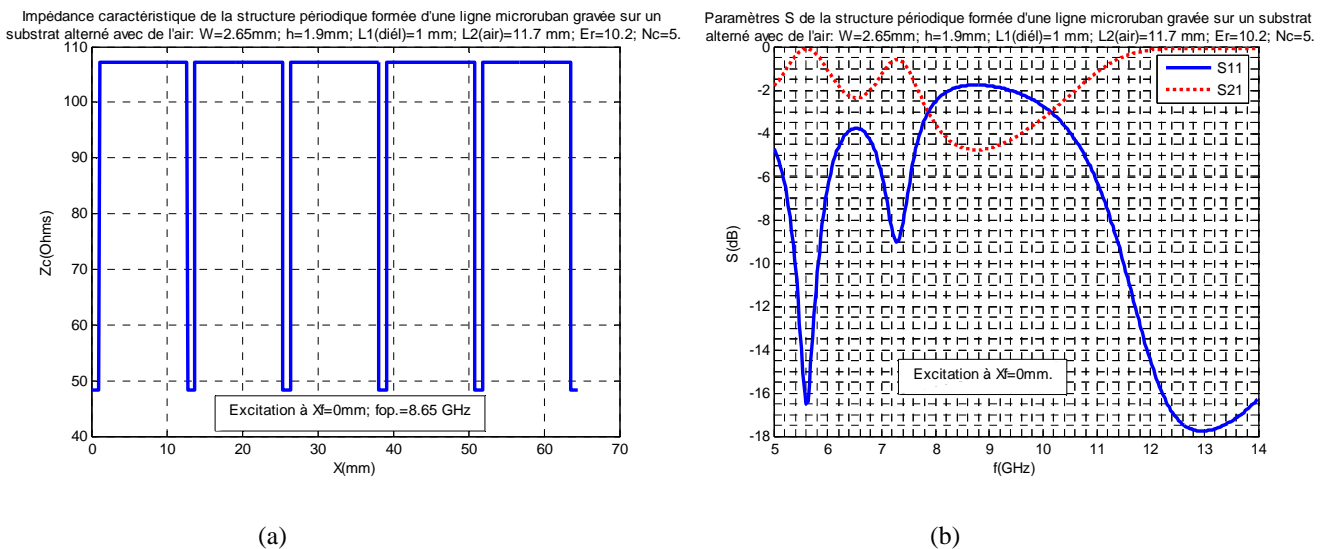
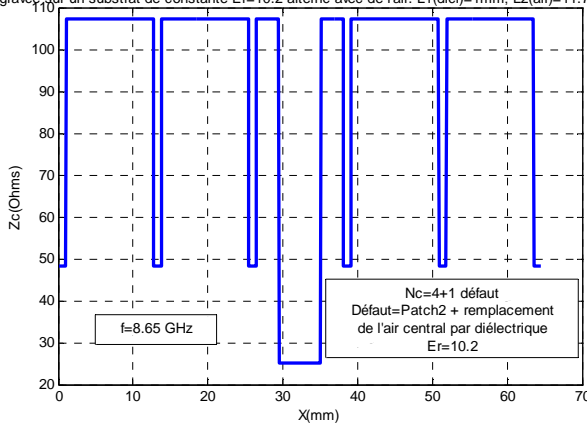


Figure III.3: Structure périodique formée d'une ligne microruban $W=2.65$ mm, gravée sur un substrat de constante $\epsilon_r=10.2$ d'épaisseur $h=1.9$ mm alterné avec de l'air $L_1(\text{diél})=1$ mm; $L_2(\text{air})=11.7$ mm, N_c (nombre de cellule)=5. (a) : Impédance caractéristique à 8.65 GHz, (b) : Paramètres S.

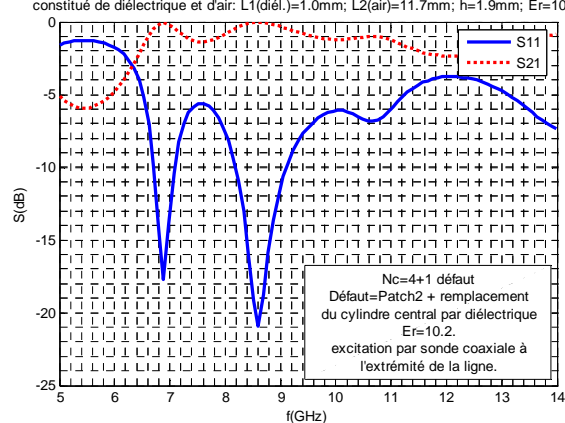
La perturbation de la structure périodique par le remplacement du cylindre d'air central par le substrat diélectrique et l'insertion du Patch2 comme illustré par le diagramme III.4(a) engendre un pic de transmission à l'intérieur de la bande interdite à 8.6 GHz, comme le montre la figure III.4(b). Le point d'excitation est positionné sur l'accès de la ligne microruban.

Impédance caractéristique de la structure périodique avec défaut, formée d'une ligne microruban $W=4\text{mm}$, gravée sur un substrat de constante $\epsilon_r=10.2$ alterné avec de l'air. $L_1(\text{diél.})=1\text{mm}$; $L_2(\text{air})=11.7\text{mm}$



(a)

Paramètres S de la ligne microruban avec défaut, gravée sur un substrat périodique $W=2.65\text{ mm}$, constitué de diélectrique et d'air: $L_1(\text{diél.})=1.0\text{mm}$; $L_2(\text{air})=11.7\text{mm}$; $h=1.9\text{mm}$; $\epsilon_r=10.2$



(b)

Figure III.4: Structure périodique avec défaut, formée d'une ligne microruban $W=2.65\text{mm}$, gravée sur un substrat de constante $\epsilon_r=10.2$ d'épaisseur $h=1.9\text{mm}$ alterné avec de l'air. $L_d(\text{diél.})=1.0\text{mm}$; $L_m(\text{air})=11.7\text{mm}$, $N_c(\text{nombre de cellule})=5$, défaut=Patch2+remplacement de l'air central par le diélectrique $\epsilon_r=10.2$; (a) : Impédance caractéristique à 9.5 GHz, (b) : Paramètres S.

Au paragraphe suivant, nous verrons l'influence de l'insertion de chacun des deux patches au milieu d'une structure périodique ayant la fréquence de réjection égale ou avoisinant celle de résonance du patch sur ses performances. Le patch constitue une perturbation ou défaut pour la structure périodique et crée un pic de transmission au sein de la bande de réjection. La structure périodique qui convient pour ce cas est celle de la figure II.49 qui possède une bande de réjection à -20 dB allant de 8 à 9.5 GHz.

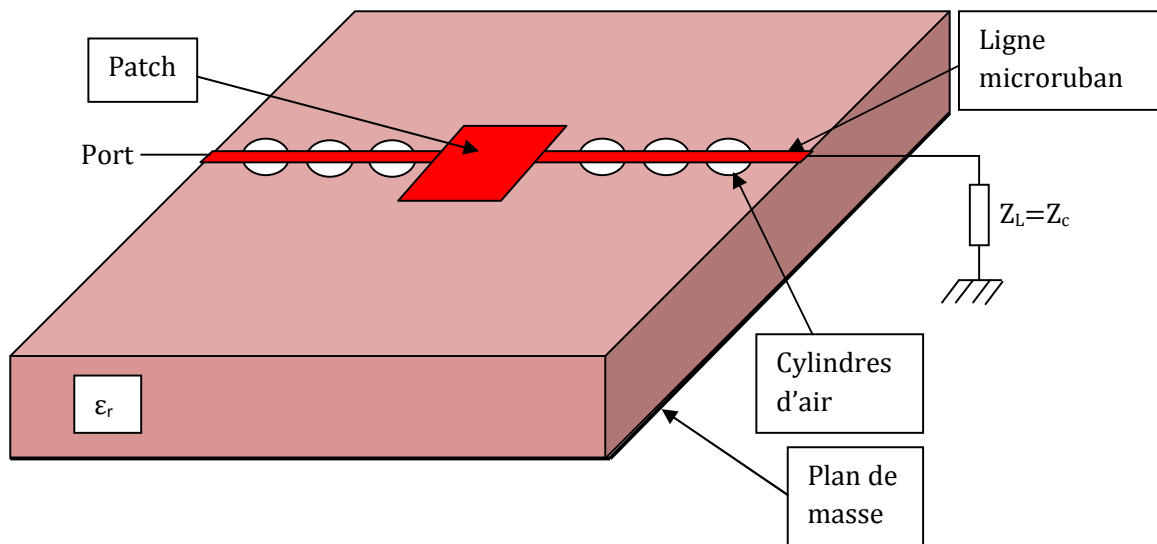


Figure III.5: Patch rectangle inséré au milieu d'une structure périodique monodimensionnelle, excité par sonde coaxiale.

La structure périodique utilisée pour accueillir le patch rectangle est une ligne microruban de largeur de 2.65 mm, gravée sur un substrat de constante diélectrique de 10.2 et d'épaisseur de 1.9 mm dans lequel est pratiquée une rangée de cylindres d'air ou de foam équidistants de rayon $r=5.85\text{ mm}$ et de période de répétition $a=12.7\text{ mm}$.

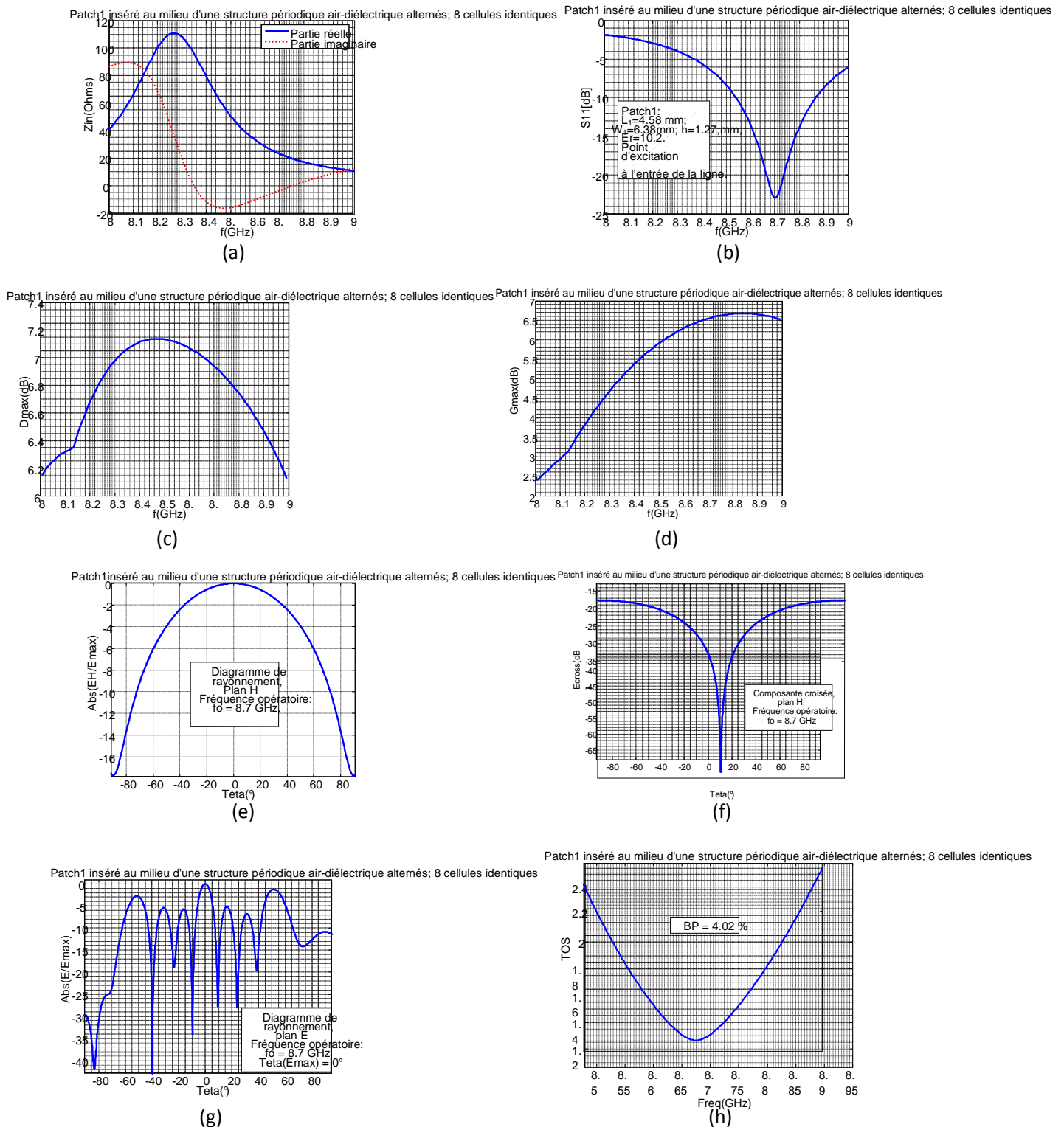


Figure III.6: Performances du patch1 inséré dans une structure BIE monodimensionnelle : $L_1 = 4.58$ mm, $W_1 = 6.38$ mm, $h_1 = 1.27$ mm, $\epsilon_{r1} = 10.2$, excité à l'entrée de la ligne ; (a) : impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} , (c) : Directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS. Dimensions de la structure BIE : 8 cellules identiques plus défaut (Patch), $L_{1d}(\text{diél.})=1.0$ mm, $L_{2a}(\text{air})=11.7$ mm.

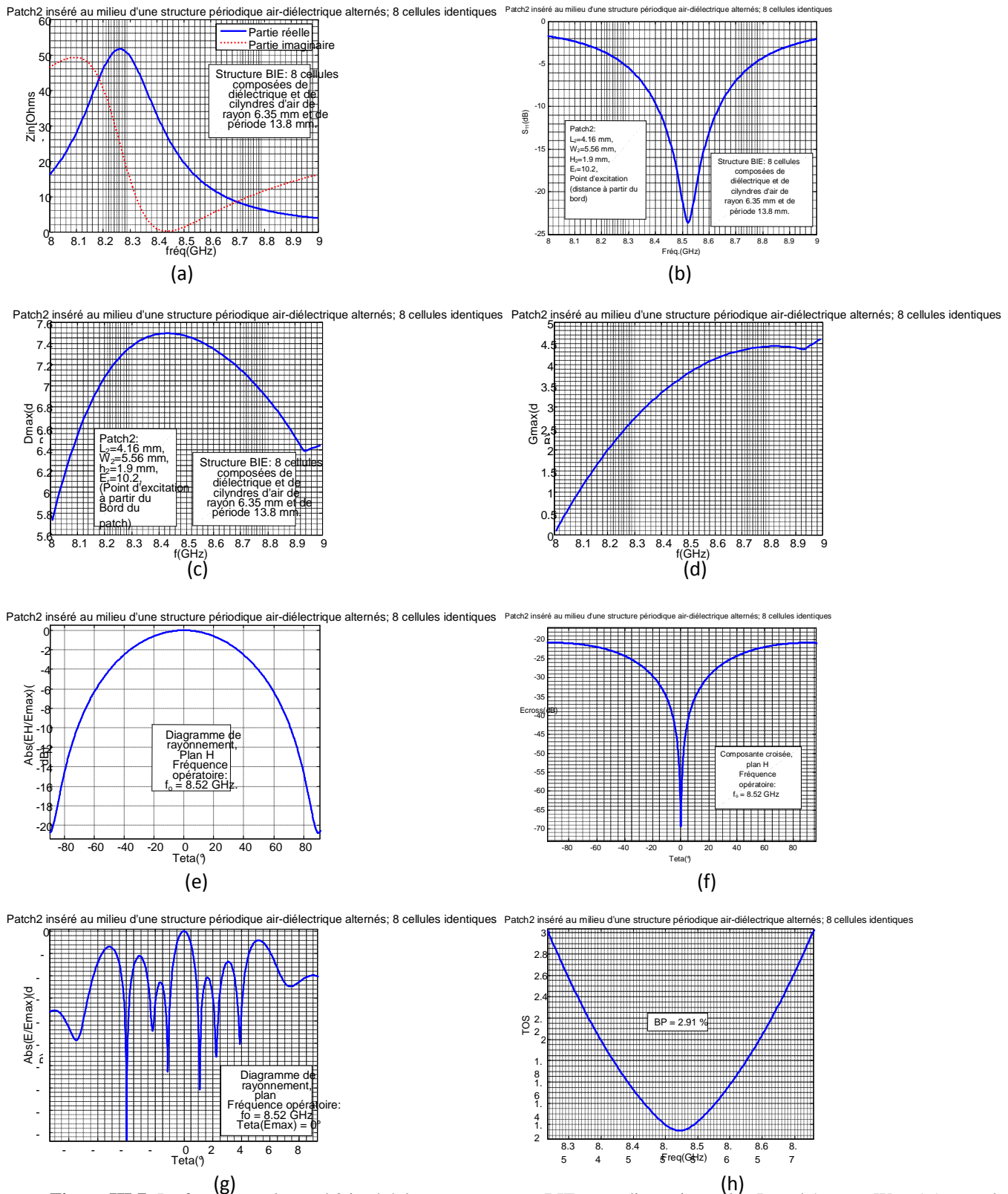


Figure III.7: Performances du patch2 inséré dans une structure BIE monodimensionnelle : $L_2 = 4.16$ mm, $W_2 = 5.56$ mm, $h_2 = 1.9$ mm, $\epsilon_{r2} = 10.2$, excité à partir du b du patch) ; (a) : impédance d'entrée, (b) : paramètre S_{11} , (c) : directivité maximale, (d) : Gain maximal, (e) : diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : taux d'ondes stationnaires TOS. Dimensions de la structure BIE : 8 cellules identiques plus défaut (Patch), L_{1d} (diél.)=1.0 mm, L_{2a} (air)=11.7 mm.

Les courbes de la figure III.7 montrent les performances de l'antenne perfectionnée composée du patch rectangulaire "Patch1" inséré dans la structure périodique définie par la figure III.3.

Sur le tableau comparatif III.1 sont dressées les paramètres des patchs 1 et 2 isolés et des patchs 1 et 2 perfectionnés par la structure BIE monodimensionnelle.

Sur la figure III.8 sont portées les directivités des quatre structures en fonction de la fréquence. Elles montrent la nette amélioration des directivités des structures Patch-BIE par rapport à celles des patchs isolés. La directivité du Patch2 isolée est légèrement supérieure à celle du Patch1 isolé en raison de son épaisseur h_2 supérieure à h_1 . L'insertion du patch rectangle dans une structure BIE monodimensionnelle n'améliore pas sensiblement la largeur de bande de l'antenne à base de substrat épais. Elle passe de 2.90 % à 2.91 %. Tandis que pour le substrat mince, la largeur de bande subit une amélioration sensible. Elle passe de 3.01 % à 4.02 %, soit une augmentation de 33.5 %. Les structures BIE ont conféré aux antennes des diagrammes de rayonnement dans le plan E pointé sur l'angle $\theta_M = 0^\circ$.

Il est clairement visible que l'apport de la structure BIE en matière de directivité est nettement plus important pour le patch2 (substrat épais) que pour le patch1 (substrat mince).

En effet, pour le patch1, la directivité à f_0 passe de 4.75 dB (patch1 isolé) à 6.93 dB (patch1_BIE), soit une augmentation de 2.18 dB. Pour le patch2, la directivité à f_0 passe de 4.8 dB (patch2 isolé) à 7.25 dB (patch2_BIE), soit une augmentation de 2.45 dB.

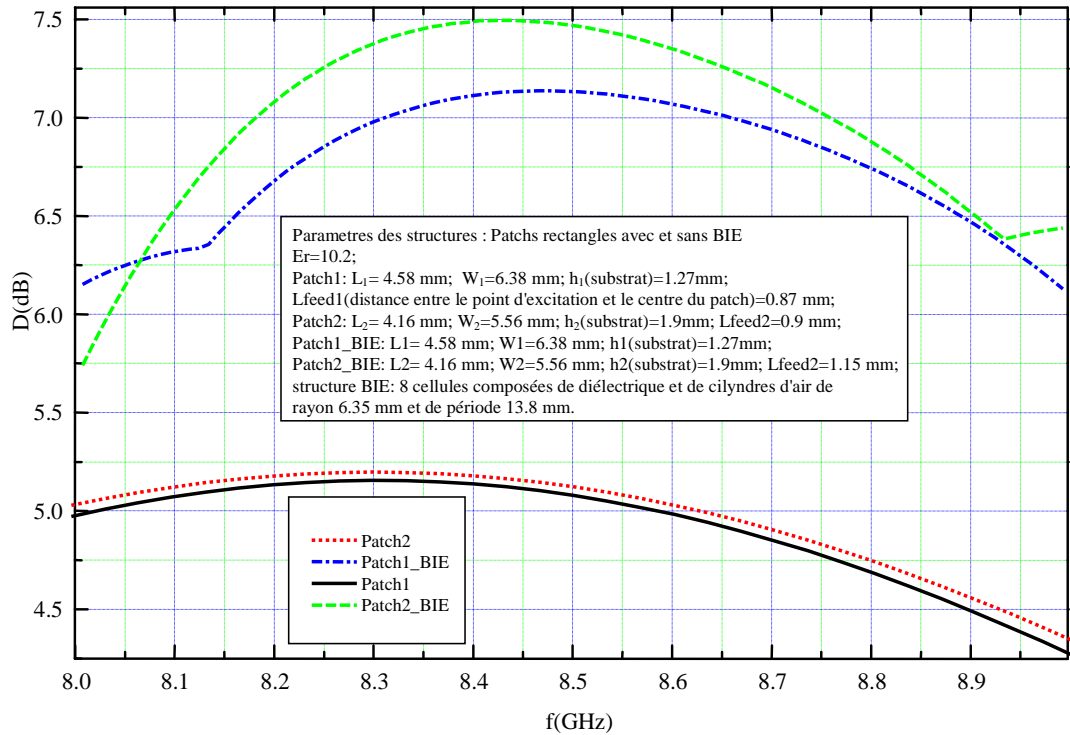


Figure III.8: Directivité des patches rectangles Patch1 et Patch2 avec et sans BIE

Tableau n° III.1 : comparatif des performances des antennes patches rectangles isolés et insérés dans des structures BIE monodimensionnelles à trous d'air.

Paramètres / Structure	Fréquence opératoire f_o [GHz]	Largeur de bande [%]	Niveau de la composante croisée [dB]	Directivité maximale à f_o [dB]	Direction de rayonnement max θ_M [°]
Patch1 isolé	8.77	3.01	< - 18	4.75	- 1.2
Patch2 isolé	8.78	2.90	< - 21	4.8	- 1.4
Patch1-BIE	8.7	4.02	< - 18	6.93	0
Patch2-BIE	8.52	2.91	< - 20	7.25	0

N.B : La fréquence opératoire f_o correspond à celle pour laquelle le TOS est à son minimum.

III.2. Etude de l'apport de la ligne sinusoïdale d'excitation pour un patch rectangle

Etudions et comparons les performances du patch2 ($L_2 = 4.16$ mm ; $W_2 = 5.56$ mm) lorsqu'il est alimenté par une ligne microruban constante de 50Ω ($L_f = 49.68$ mm ; $W_f = 2.5$ mm) et lorsqu'il est alimenté par une ligne microruban sinusoïdale régie par les équations (II.26) et (II.27).

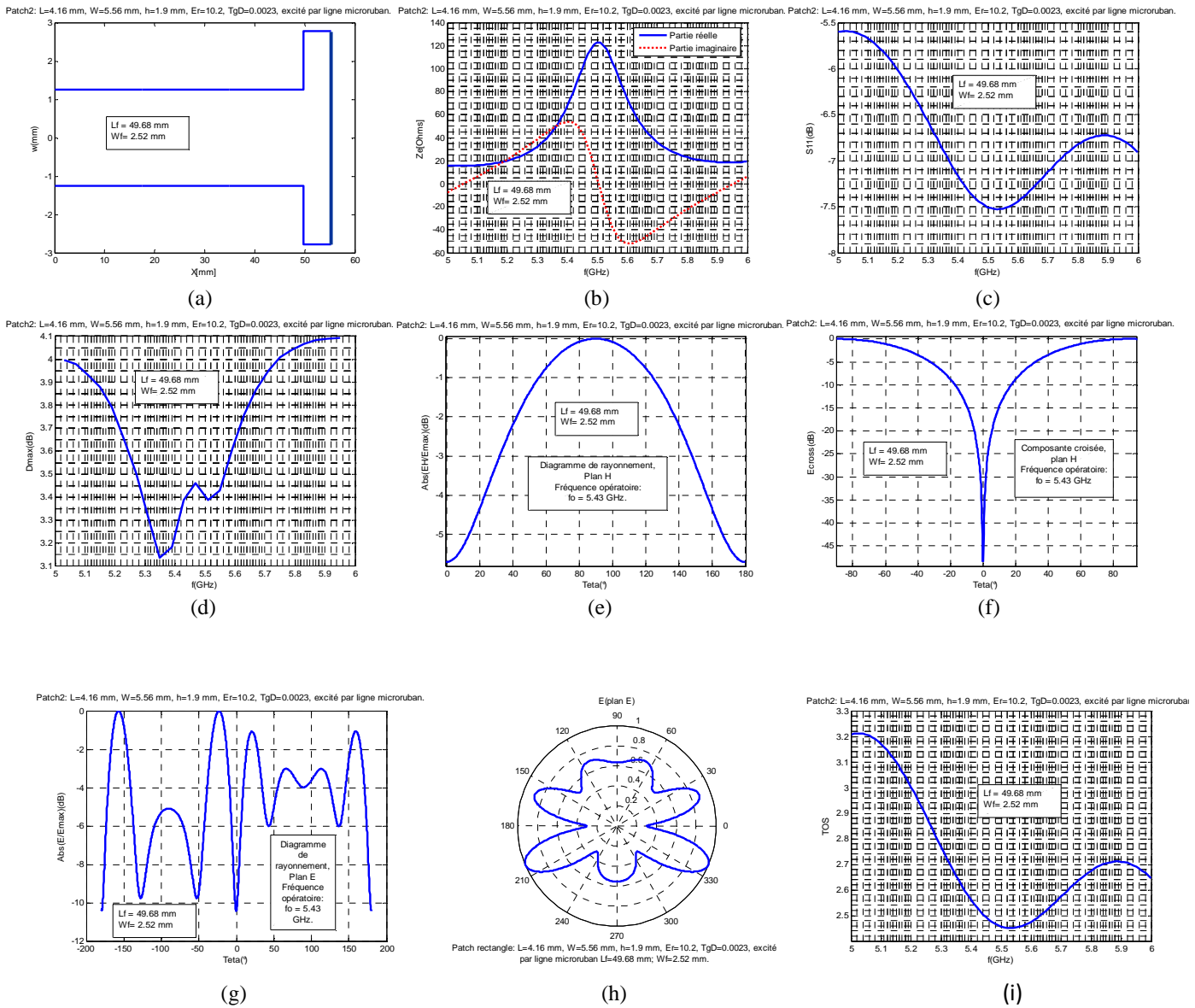
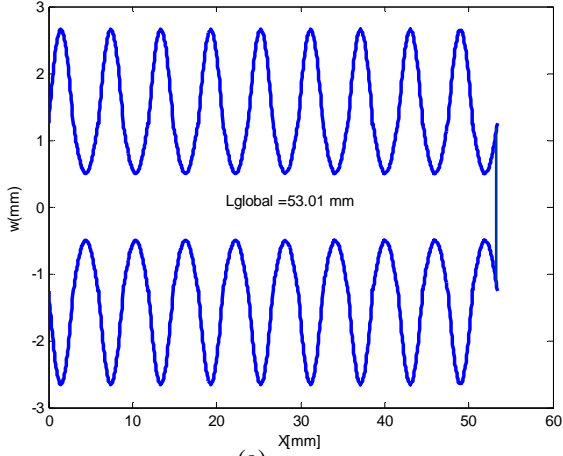


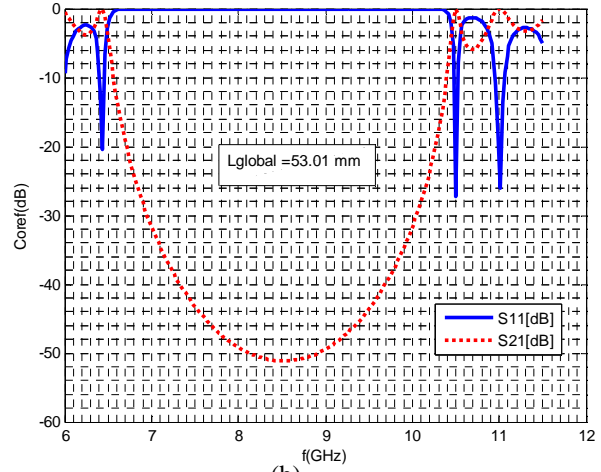
Figure III.9: Performances du patch2 excité par ligne microruban constante : $L_f = 5.52$ mm, $W_f = 2.5$ mm. (a) : contour du microruban, (b) : impédance d'entrée, (c) : Paramètre S_{11} , (d) : Directivité maximale, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Composante croisée du champ E dans le plan H, (g) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (h) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (i) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS.

Structure périodique sinusoidale $N_{cel}=9$; Variante (31; 80) Ohms; $\epsilon_r=10.2$; $h=1.9$ mm.



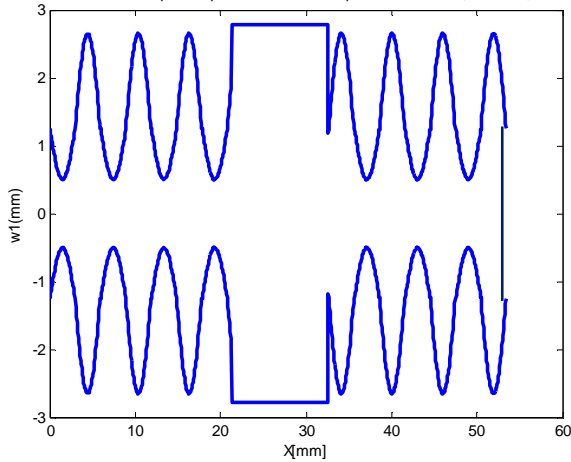
(a)

Structure périodique sinusoidale $N_{cel}=9$; Variante (31; 80) Ohms; $\epsilon_r=10.2$; $h=1.9$ mm;



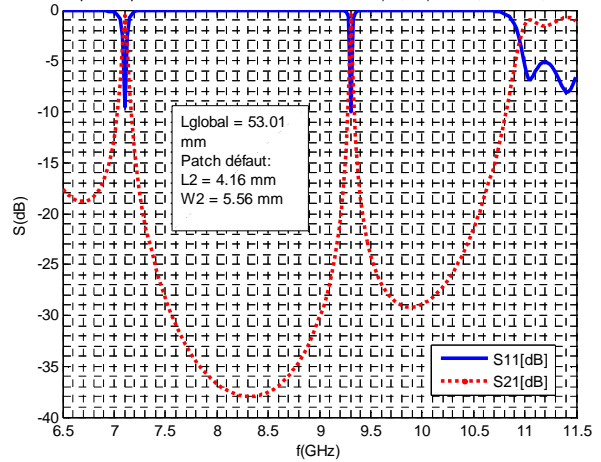
(b)

Contour de la structure périodique sinusoidale comportant le Patch2; $\epsilon_r=10.2$; $h=1.9$ mm.



(c)

Structure périodique sinusoidale avec défaut: variante (31; 80) Ohms; $\epsilon_r=10.2$; $h=1.9$ mm.



(d)

Figure III.10: (a) : Contour du microruban de la structure périodique sans défaut $L_{global}=53.01$ mm $N_{c}=9$, (b) : Paramètres S de la structure (a), (c) : Contour du microruban de la structure périodique avec le patch2 comme défaut $L_{global}=53.01$ mm , (d) : Paramètres S de la structure (c)

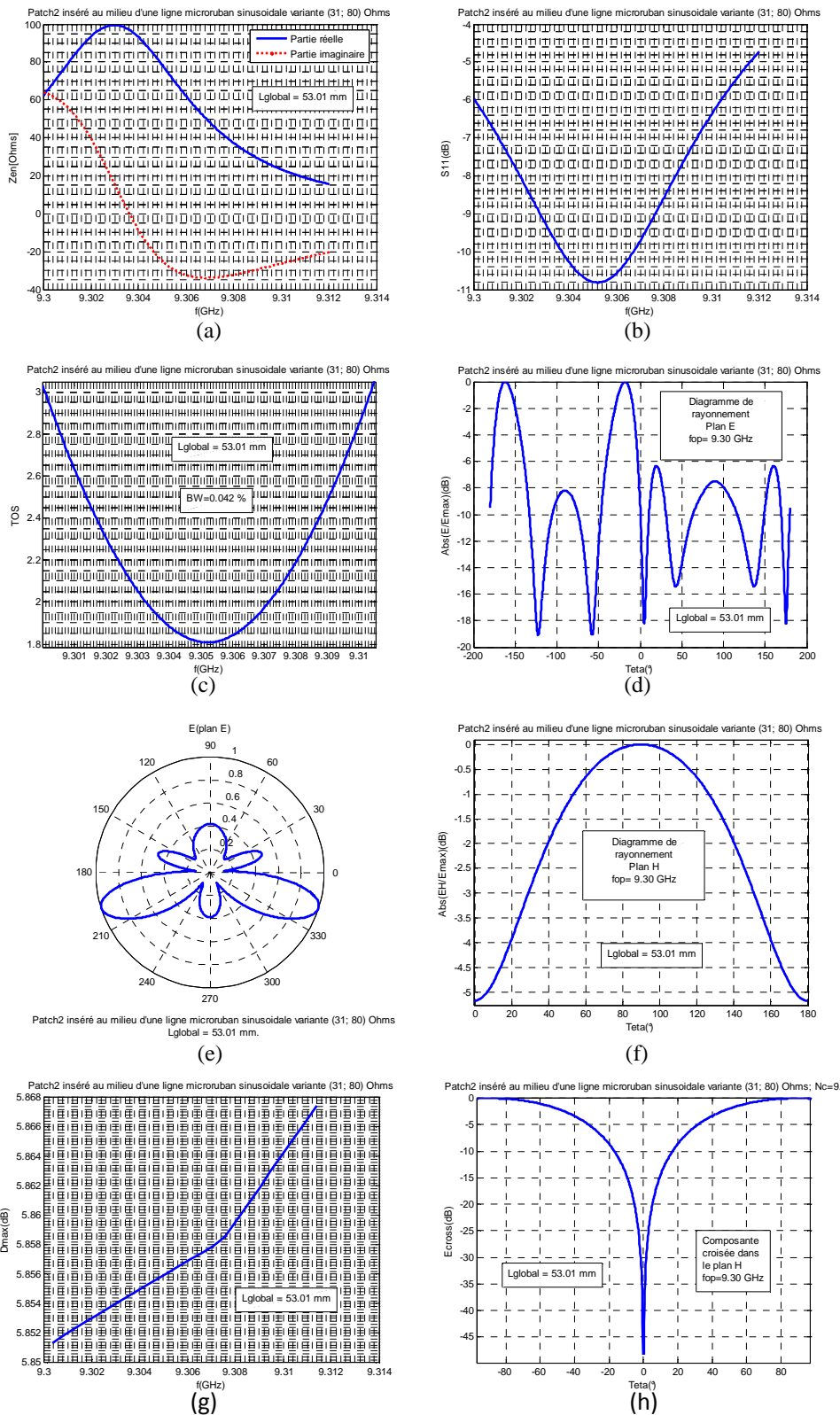


Figure III.11: Performances de la structure de la figure III.10-c : (a) : Impédance d'entrée, (b) : Paramètre S_{11} de la structure, (c) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS, (d) : Diagramme de rayonnement dans le plan E, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (f) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (g) : Directivité maximale, (h) composante croisée du champ E dans le plan H.

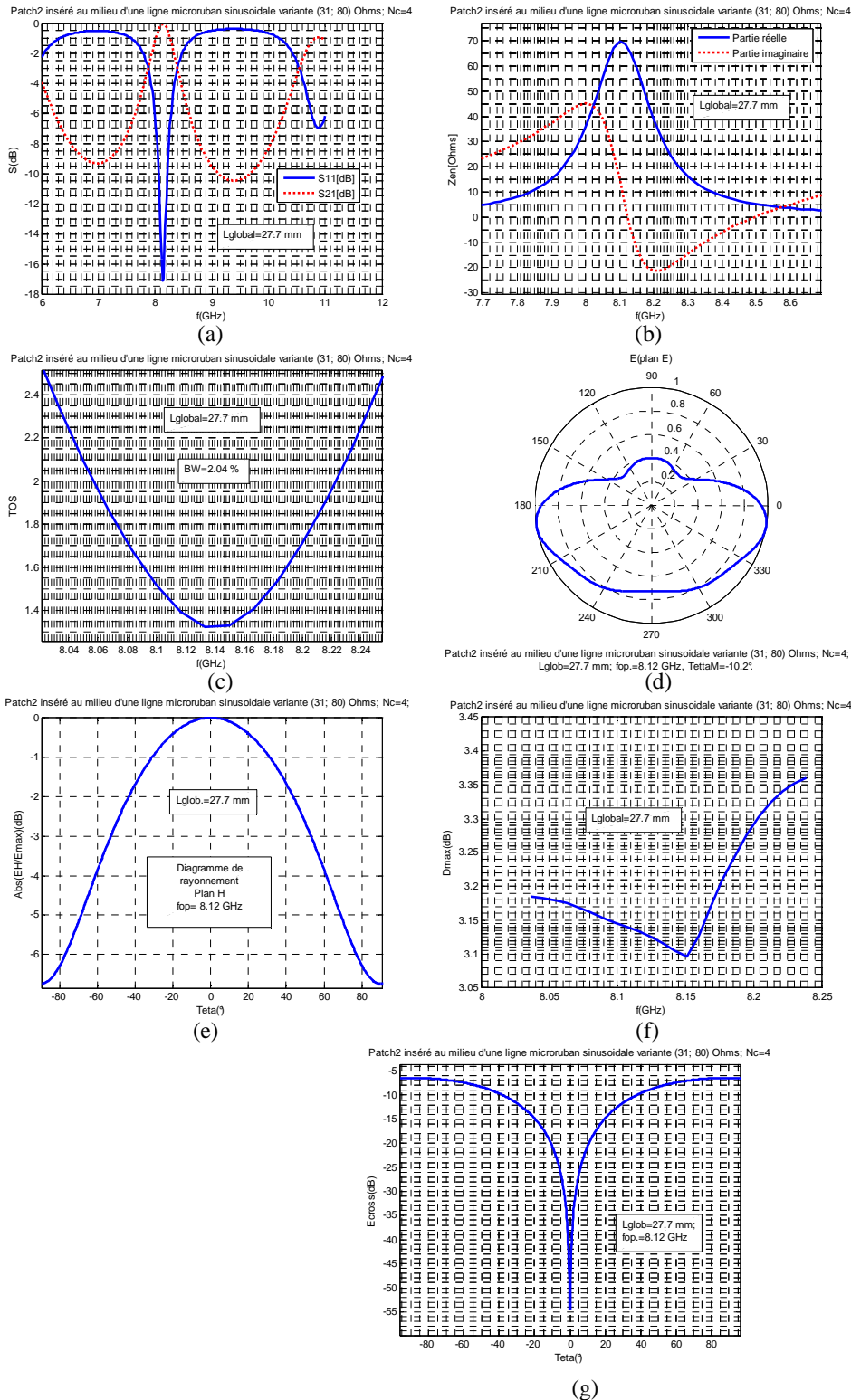


Figure III.12: Performances de la structure de la figure III.10-c avec $N_c=4$, $L_{gl}=27.7$ mm : (a) : Paramètre S de la structure, (b): Impédance d'entrée, (c) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS, (d) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Directivité maximale, (g) : composante croisée du champ E dans le plan H.

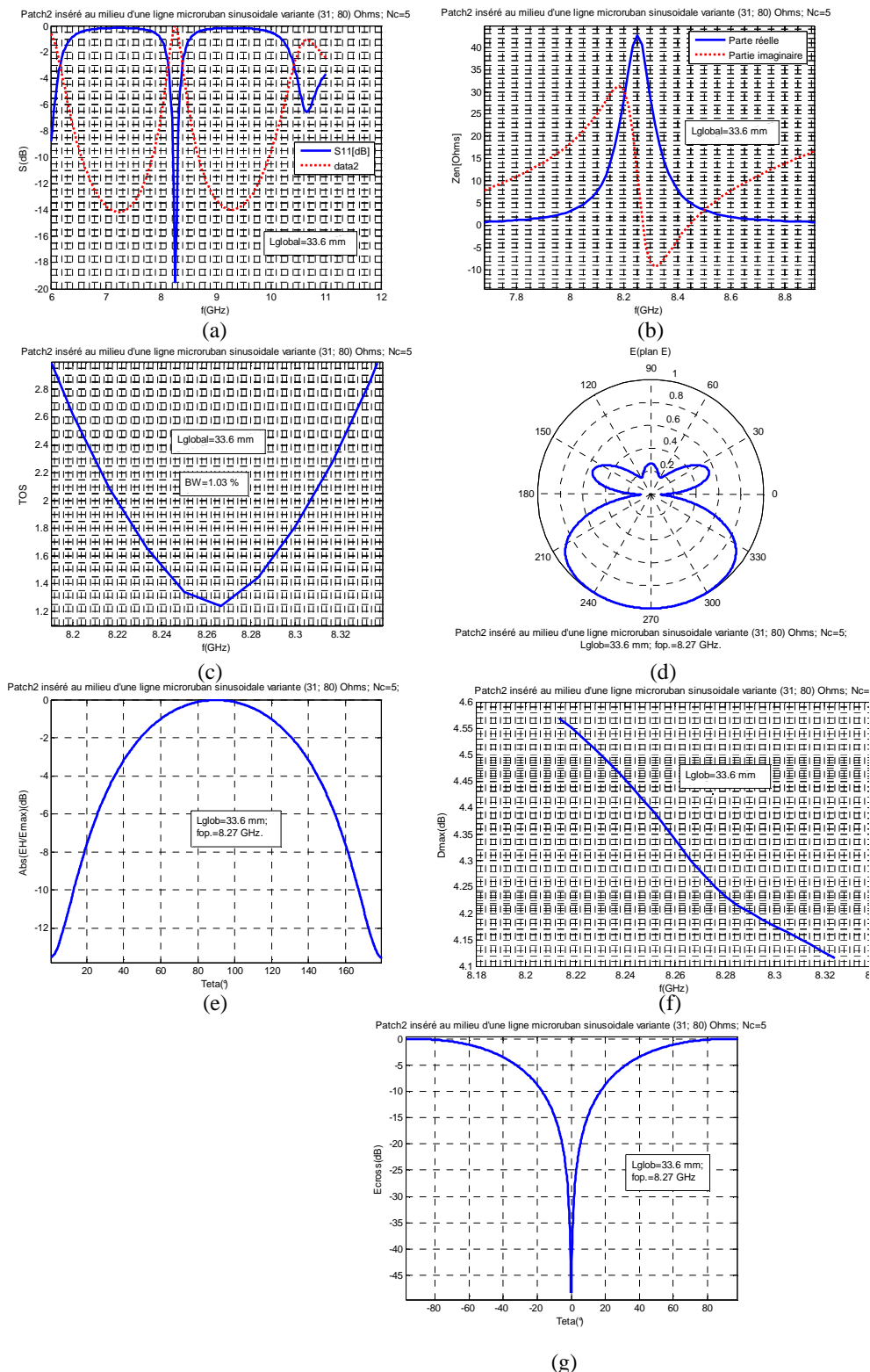


Figure III.13: Performances de la structure de la figure III.10-c avec $N_c=5$, $L_{gl}=33.6$ mm : (a) : Paramètre S de la structure, (b): Impédance d'entrée, (c) : Taux d'Ondes Stationnaires TOS, (d) : Diagramme de rayonnement dans le plan E en coordonnées polaires, (e) : Diagramme de rayonnement dans le plan H, (f) : Directivité maximale.

Tableau n° III.2 : comparatif des performances des antennes patches rectangles isolés et insérés dans des structures BIE monodimensionnelles sinusoïdales.

Paramètres Structure	Fréquence opératoire f_0 [GHz]	Largeur de bande [%]	Niveau du lobe secondaire [dB]	Niveau de la composante croisée [dB]	Directivité maximale à f_0 [dB]	Direction de rayonnement max θ_M [°]
Patch2 isolé alimenté par ligne microruban	5.43	0	-1	0	3.45	-25
Patch2 avec ligne sinus $N_c=9$	9.30	0.042	-6.5	0	5.85	-18
Patch2 avec ligne sinus $N_c=4$	8.12	2.04	-1.9	-6	3.13	-10.2
Patch2 avec ligne sinus $N_c=5$	8.27	1.03	-5.2	0	4.27	-75.8

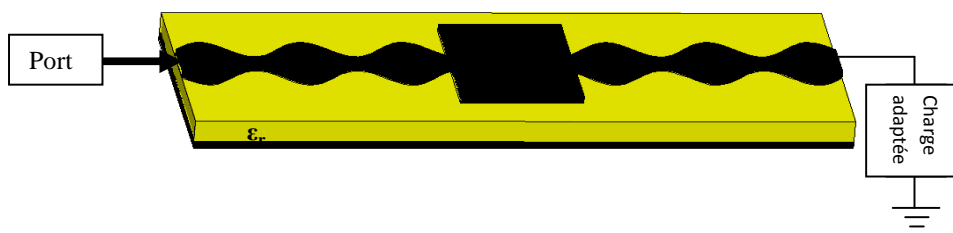


Figure III.14: Patch rectangle excité par ligne microruban sinusoïdale.

Sur le tableau III.2, sont dressées les principales performances des structures étudiées, relevées à partir des figures III.9 à III.13. Il est clair à partir de ce tableau que le patch isolé présente des performances médiocres et ne peut pas fonctionner comme antenne. Sa largeur de bande est nulle, vu que son TOS est au dessus de 2.4 et son coefficient de réflexion est au dessus de -7.6 dB, ce qui se traduit par une réflexion de la quasi-totalité de la puissance qui lui est fournie, par conséquent absence de rayonnement. L'insertion du patch dans une ligne microruban sinusoïdale améliore ses performances et le rend apte à rayonner sur une largeur de bande allant de quelques centièmes de pourcent jusqu'à quelques pourcents en fonction du nombre de cellules de la ligne hôte. Le problème majeur qui se pose est que les paramètres ne s'améliorent pas ensemble à la fois. La structure formée du patch2 dans la ligne sinusoïdale à 9 cellules possède une directivité maximale de 5.85 dB et une largeur de bande très faible de 0.042 % avec un niveau de lobes secondaires atteignant les -6.5 dB, par contre, la structure formée du patch2 inséré dans la ligne à 4 cellules possède une largeur de bande relativement élevée (2.04 %) et une directivité maximale relativement faible (3.13 dB) avec un niveau de lobes secondaires élevé (-1.9 dB) et une composante croisée relativement faible (-6 dB). La structure intermédiaire formée du Patch2 avec la ligne sinusoïdale à cinq cellules possède une directivité de 4.27 dB et une largeur de bande de 1.03 %. Cette analyse permet au concepteur d'antennes de trouver le compromis qui convient à l'application désirée.

CHAPITRE IV

Etude d'une antenne Ultra Large Bande (ULB)

IV. ETUDE D'UNE ANTENNE ULTRA LARGE BANDE (ULB)

Ce chapitre expose une étude, en utilisant l'approche des Lignes Élémentaires Couplées Finies (LECF), d'une antenne Ultra Large Bande (ULB). Deux techniques d'élargissement de la bande de fréquence ont été combinées: le couplage électromagnétique et l'insertion d'une couche d'air. Un prototype de cette antenne a été réalisé. Une comparaison entre les performances de l'antenne, prédites par le modèle des LECF et celles fournies par le logiciel de simulation des structure haute fréquence (HFSS) et encore celles mesurées, est présentée. Une largeur de bande de fréquence d'environ 50% et une directivité à la première résonance de l'ordre de 9 dB ont été obtenues. Une concordance satisfaisante entre les résultats de l'approche LECF et les mesures est observée. La nouveauté de ce travail réside dans le traitement par la méthode des LECF, pour la première fois, des singularités induites par le jeu de couplage et le saut de largeur. Le temps de calcul consommé par l'approche LECF est environ 10 fois inférieure à celui consommé par le logiciel HFSS pour analyser la même structure sur le même nombre de points de fréquences, celui-ci étant de 68 minutes.

Les systèmes Ultra Large Bande (ULB) sont définis comme étant des systèmes qui utilisent des signaux avec des bandes passantes supérieures à 500 MHz ou des bandes passantes de 20% et plus autour de leur fréquence centrale. Les systèmes ULB offrent des débits plus élevés pour les communications sans fil, les systèmes radar et les systèmes précis de géo-localisation. La composante maîtresse de ces systèmes est l'antenne ULB.

La miniaturisation des antennes microrubans, tout en étendant leurs bandes de fréquences et augmentant leurs gains, est une opération nécessaire pour certaines applications pratiques telles que le téléphone portable mobile sans fil, le satellite de radiodiffusion directe, le réseau local sans fil (WLAN), satellite de positionnement global (GPS) et autres générations futures de terminaux sans fil.

Ces trois opérations évoluent contradictoirement, c'est-à-dire, la miniaturisation entraîne une baisse du gain et l'augmentation du gain affecte la largeur de bande, ce qui conduit à rechercher un compromis entre les paramètres de l'antenne pour atteindre les performances souhaitées pour une application spécifique.

L'élargissement de la bande de fréquence d'une Antenne Plaque Microruban (APM) appelle l'utilisation de substrats à épaisseur élevée et à constante diélectrique faible [127-132]. Mais l'augmentation excessive de l'épaisseur afin d'améliorer la bande passante cause des rayonnements indésirables et augmente la puissance des ondes de surface contribuant ainsi à la diminution du rendement de l'antenne. Par conséquent, un compromis entre la constante diélectrique, l'épaisseur du substrat et la bande passante est pris en compte lors de la synthèse de l'APM.

Les dimensions physiques de l'antenne constituent un facteur important dans le processus de conception [133] grâce auquel est due la miniaturisation des téléphones mobiles modernes. Beaucoup d'attention a été accordée à une technique de miniaturisation de l'APM [131-135]. Les requis électriques de ces antennes pour mobiles sont : une bande passante suffisante, un haut

rendement, une adaptation d'impédance, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une dégradation minimale par la présence d'objets dans le voisinage immédiat, etc.

La technique de l'élargissement de la bande passante utilisée dans le présent document est celle qui combine les deux techniques simultanément, à savoir: premièrement, le couplage électromagnétique entre un patch excité par sonde coaxiale appelé patch pilote et un patch coplanaires avec le premier patch connu sous le nom de parasite ou patch directeur. Un premier élargissement est obtenu par la juxtaposition des deux résonances des deux patches. La deuxième technique est l'insertion d'une couche d'air entre le plan de masse et le substrat. La couche d'air joue le rôle d'abaisseur de constante diélectrique et d'éleveur d'épaisseur sans pour autant qu'il y ait, davantage, excitation d'ondes de surface.

Généralement, lors de la conception d'antennes, il est fait appel à la fois à la synthèse et à l'analyse. Partant d'un certain nombre de performances fixées par le cahier des charges, on synthétise une antenne. Celle-ci est analysée pour déterminer ses performances réelles lesquelles sont comparées à celles du cahier des charges. Si l'écart est important, les paramètres de l'antenne subissent des corrections et les opérations de synthèse et d'analyse sont répétées jusqu'à obtention des performances les plus proches de celles fixées par le cahier des charges. Cette récurrence nécessite le recours à des outils d'analyse et de synthèse qui soient rapides.

L'objet de ce chapitre est l'utilisation de l'approche des LECF [120], décrite au chapitre II, pour la conception d'une antenne ULB et de la confronter aux mesures et au logiciel HFSS en matière de précision et de consommation de temps de calcul.

Le schéma de la figure II.1 illustre l'opération de discrétisation de l'antenne patch de forme arbitraire. La discrétisation peut être uniforme (Δx constant), comme elle peut être adaptative (Δx variable: grand ou petit selon les variations du contour du patch). L'avantage de la discrétisation adaptative est que le nombre de tranches est relativement petit comparé à celui de la discrétisation uniforme du même ordre de précision et, par conséquent, un gain important en temps de calcul est obtenu. Ainsi, la connaissance de l'équation régissant le contour du patch permet la détermination de la largeur W_j de la tranche de rang j et le calcul de son impédance caractéristique Z_{c_j} et sa constante de propagation γ_j en utilisant l'approche de Jansen et Kirschning [136]. Pour déterminer la constante diélectrique effective de chaque section de ligne microruban comportant une couche d'air, nous avons utilisé le modèle Berbar et al [137].

L'effet de bord est pris en charge par la substitution du rayon physique du disque par son rayon effectif donné par l'expression modifiée de Chew *et al.* [138] :

$$R_{\text{eff}} = R \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_{\text{eq}} R} \left(\ln \left(\frac{R}{2h} \right) + 1,41 \varepsilon_{\text{eq}} + 1,77 + \frac{h}{R} (0,268 \varepsilon_{\text{eq}} + 1,65) \right)} \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{avec } h = h_a + h_d \quad \text{et} \quad \varepsilon_{\text{eq}} = \frac{h}{h_a + \frac{h_d}{\varepsilon_r}} \quad (\text{IV.1bis})$$

Le schéma de la figure II.2 illustre les tensions incidentes et réfléchies sur un tronçon de ligne microruban, jouant le rôle d'un quadripôle.

Le saut de largeur représente une singularité pour l'approche LECF. Les variations abruptes de la largeur du microruban violent la condition exigeant que le contour soit lisse pour pouvoir assimiler le tronçon élémentaire à une ligne microruban. Ceci nous a amené à traiter le saut de largeur séparément comme une jonction de deux lignes microruban d'impédances caractéristiques Z_{c_j} , $Z_{c_{(j+1)}}$. Ainsi, le saut de largeur se trouvant entre les tranches de rangs j et $j+1$ est considéré comme un quadripôle dont la matrice de transmission est donnée par [132]:

$$T_{sj} = \frac{1}{2Z_{c(j+1)}} \begin{bmatrix} Z_{cj} + Z_{c(j+1)} & Z_{c(j+1)} - Z_{cj} \\ Z_{c(j+1)} - Z_{cj} & Z_{cj} + Z_{c(j+1)} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

Cette matrice est insérée dans le produit entre les matrices de transmission des quadripôles élémentaires de rang j et de rang $j+1$, en cascade. Dans le cas où les deux tranches de rangs j et $j+1$ ont la même largeur W_j , leur impédances caractéristiques sont, alors, égales et la matrice T_{sj} se réduit à la matrice unité et n'affecte pas le produit des matrices de transmission des quadripôles élémentaires en cascade.

La coupure de couplage est un autre cas de discontinuité. La largeur du microruban dans ce cas est nulle et l'approche des LECF ne prend pas en charge cette situation. Pour surmonter cette difficulté, nous avons eu recours au circuit équivalent de la coupure donné par [132], illustré dans la figure IV.1. Les composants C_1 et C_{12} sont donnés en annexe A [132].

La matrice de transmission de ce circuit ayant la forme de π est donnée comme suit [132] :

$$T_j = \frac{1}{2y_c y_3} \begin{bmatrix} -y_c^2 + Qy_c - D & y_c^2 - Py_c - D \\ -y_c^2 - Py_c + D & y_c^2 + Qy_c + D \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

Avec $D=y_1y_2+ y_2y_3+ y_3y_1$; $P= y_1 - y_2$; $Q=y_1+y_2+2y_3$; $y_1=1/Z_1$; $y_2=1/Z_{12}$; $y_3=1/Z_1$.

$Z_1 = \frac{1}{jC_1\omega}$; $Z_{12} = \frac{1}{jC_{12}\omega}$; C_1 et C_{12} sont données en annexe A et $\omega=2\pi f$. (f est la fréquence en espace libre). $y_c=1/Z_c$ est l'admittance caractéristique de la ligne microruban comportant le jeu de couplage.

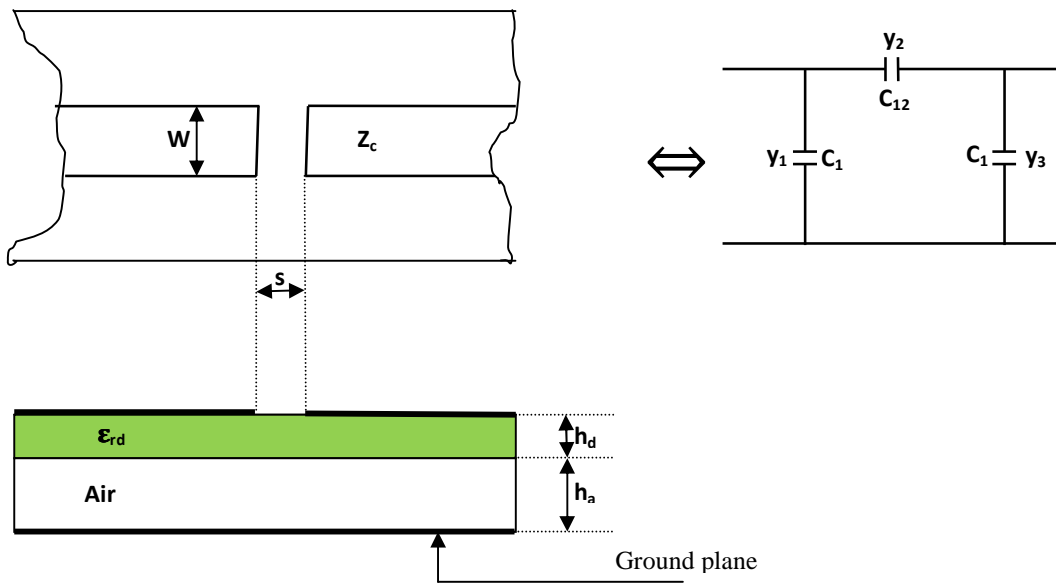


Figure IV.1: Circuit équivalent du jeu de couplage.

Appelons M_a la tranche sur laquelle arrive la sonde d'excitation. Cette tranche est positionnée au milieu du patch pilote. Alors, nous pouvons exprimer les tensions incidente et réfléchie au niveau de la tranche de rang 1 en fonction de celles de la tranche de rang M_a , comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_1^{(i)} \\ V_1^{(r)} \end{pmatrix} = (T) \begin{pmatrix} V_{M_a}^{(i)} \\ V_{M_a}^{(r)} \end{pmatrix} \quad (IV.4)$$

où T est le produit de cinq matrices définies comme suit :

$$T = T_1 T_2 T_3 T_4 T_5 \quad (IV.5)$$

$$T_1 = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}; T_2 = T_{sj}; T_3 = \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix}; T_4 = T_j; T_5 = \begin{bmatrix} e & 0 \\ 0 & f \end{bmatrix}.$$

T_{sj} et T_j sont données respectivement par les équations (IV.2) et (IV.3).

$$\left. \begin{aligned} a &= \Delta L. \exp\left(\sum_{n=1}^{N_1} \gamma_n\right); b = \Delta L. \exp\left(-\sum_{n=1}^{N_1} \gamma_n\right); \\ c &= \Delta L. \exp\left(\sum_{n=N_1+1}^{N_2} \gamma_n\right); d = \Delta L. \exp\left(-\sum_{n=N_1+1}^{N_2} \gamma_n\right); \\ e &= \Delta L. \exp\left(\sum_{n=N_3}^{M_a} \gamma_n\right); f = \Delta L. \exp\left(-\sum_{n=N_3}^{M_a} \gamma_n\right); \end{aligned} \right\} \quad (IV.6)$$

N_1 est le rang de la dernière tranche de largeur W_1 en progressant de la gauche vers la droite (voir figure IV.2), N_2 est le rang de la dernière tranche de largeur W_2 en progressant de la gauche vers la droite et N_3 est le rang de la première tranche du patch pilote. γ_n est la constante de propagation de la tranche de rang n . ΔL est la longueur de la tranche, ici considérée uniforme.

L'équation matricielle (IV.4) nous donne un système de deux équations scalaires à quatre inconnues $V_1^{(i)}$; $V_1^{(r)}$; $V_{M_a}^{(i)}$; $V_{M_a}^{(r)}$. Si nous imposons un courant d'excitation égal à 1 ampère, nous aurons une troisième équation :

$$\frac{V_{M_a}^{(i)} - V_{M_a}^{(r)}}{Z_{cM_a}} = 1 \quad (IV.7)$$

La structure étant ouverte à son extrémité gauche, nous pouvons écrire la condition aux limites :

$$V_1^{(i)} = V_1^{(r)} \quad (IV.8)$$

Ainsi, nous avons un système de quatre équations à quatre inconnues. Nous pouvons alors connaître le coefficient de réflexion sur la tranche de rang n vu en s'orientant vers la gauche de la structure:

$$\Gamma_{n1} = \frac{V_n^{(r)}}{V_n^{(i)}} \quad (IV.9)$$

L'impédance d'entrée de la structure vue au niveau de la tranche d'ordre n vers la gauche est donnée par :

$$Z_n^{(in1)} = Z_{cn} \frac{1 + \Gamma_{n1}}{1 - \Gamma_{n1}} \quad (IV.10)$$

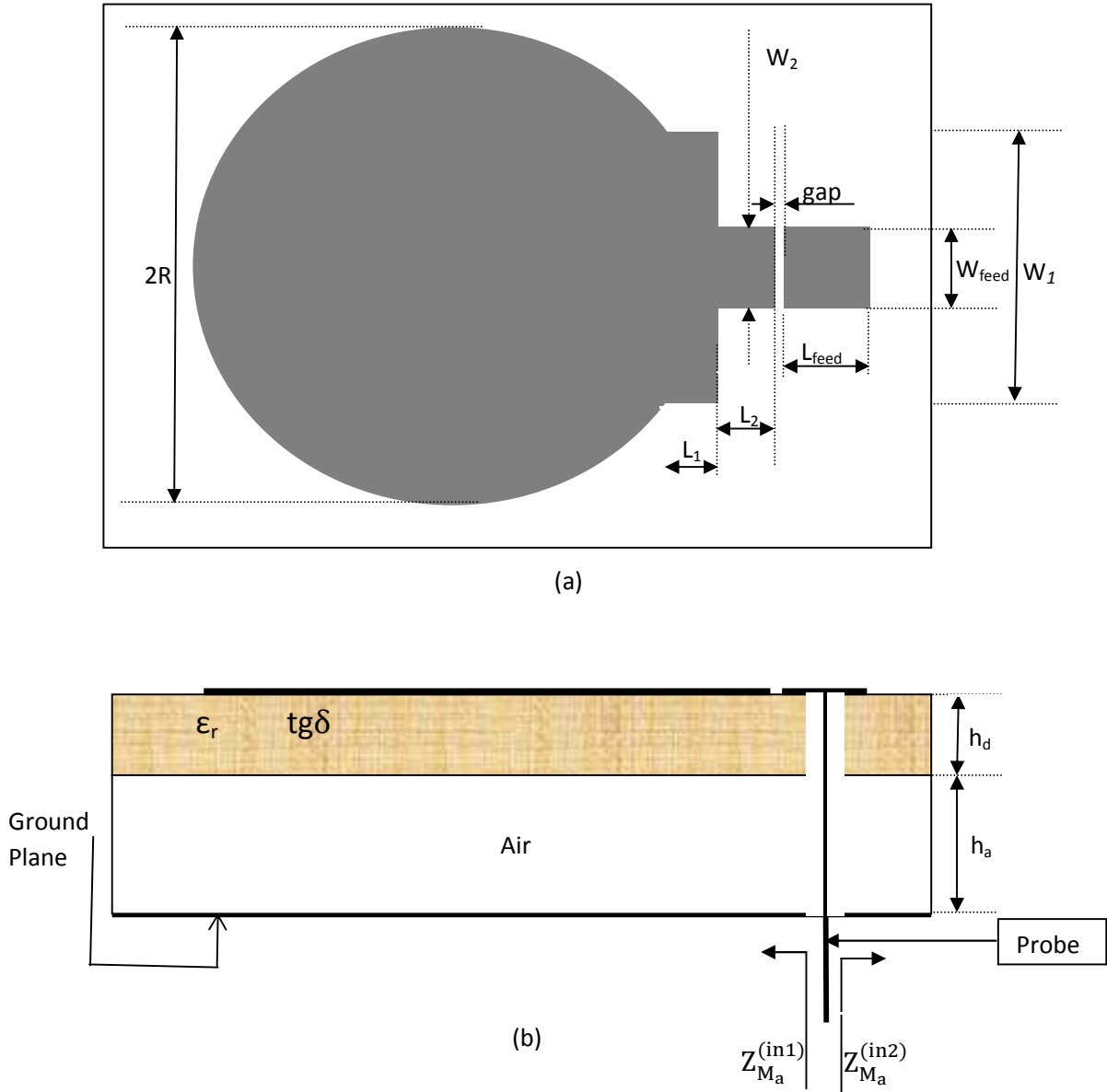


Figure IV.2: Structure étudiée: (a) vue de dessus; (b) vue en coupe.

Pour connaître l'impédance d'entrée de la partie droite de la structure par rapport à la tranche de rang M_a , on tourne la structure de 180° et on refait les mêmes calculs. On obtient, en particulier, $Z_{M_a}^{(in2)}$. L'impédance d'entrée de la structure au niveau du point d'excitation s'obtient par :

$$Z_{M_a}^{(in)} = \frac{Z_{M_a}^{(in1)} \cdot Z_{M_a}^{(in2)}}{Z_{M_a}^{(in1)} + Z_{M_a}^{(in2)}} + X_L \quad (IV.11)$$

où X_L est la contribution inductive de la sonde coaxiale d'excitation. Nous avons utilisé l'expression suivante [139]:

$$X_L = \frac{\omega \mu_0 h_d}{4} + j \frac{\omega \mu_0 h_d}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{2}{kr_0} \right) - 0.57721 \right] \quad (IV.12)$$

où ω est la pulsation $\omega = 2\pi f$, f est la fréquence dans l'espace libre, k est le nombre d'onde en espace libre et r_0 est le rayon du fil central de la sonde coaxiale.

Le coefficient de réflexion global au niveau de la tranche d'ordre M_a est donné par :

$$\Gamma_{M_a} = \frac{Z_{M_a}^{(in)} - Z_{cM_a}}{Z_{M_a}^{(in)} + Z_{cM_a}} \quad (IV.13)$$

Le taux d'ondes stationnaires de l'antenne est donné par :

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma_{M_a}|}{1 - |\Gamma_{M_a}|} \quad (IV.14)$$

Le gain de l'antenne est donné par [142] :

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \varnothing)}{P_{in}} \quad (IV.15)$$

$$U(\theta, \varnothing) = \frac{r^2}{2\eta} [|E_\theta(r, \theta, \varnothing)|^2 + |E_\varnothing(r, \theta, \varnothing)|^2] \quad (IV.16)$$

E_θ, E_\varnothing sont donnés par les relations (II.13) et (II.14). P_{in} est la puissance consommée par l'antenne, elle est donnée par [132] :

$$P_{in} = \frac{1}{2} \text{Re}(V_{in} I_{in}^*) = \frac{1}{2Z_{c in}} (V_{in}^i V_{in}^{i*} - V_{in}^r V_{in}^{r*}) \quad (IV.17)$$

$Z_{c in}, V_{in}^i, V_{in}^r$ sont, respectivement, l'impédance caractéristique, la tension incidente et la tension réfléchie au niveau de la tranche sur laquelle arrive l'alimentation de l'antenne.

η : Impédance intrinsèque du milieu. Pour l'espace libre, $\eta = 120\pi$.

La directivité de l'antenne est donnée par [142] :

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}}, \text{ Directivité, } P_{rad} = \text{puissance rayonnée par l'antenne} \quad (IV.18)$$

Où U est donnée par (IV.16) et P_{rad} est donnée par [142] :

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta \, d\theta \, d\varnothing, \text{ calcul de la puissance rayonnée} \quad (IV.19)$$

IV.1. Caractéristiques de l'antenne :

La structure étudiée est illustrée par le schéma de la figure IV.2 qui met en évidence les deux techniques adoptées pour l'élargissement de la bande passante que sont le couplage électromagnétique coplanaire et l'insertion d'une couche d'air.

Matériau utilisé initialement :

Initialement, nous avons pris le substrat type Arlon CuClad 250 GT™ ayant pour paramètres les valeurs numériques suivantes :

- L'épaisseur du substrat diélectrique, $h_d = 1.49$ mm,

- La constante diélectrique du substrat, $\epsilon_r=2.55$,
- Le facteur de pertes diélectriques, $\text{tg}\delta=0.001$,
- L'épaisseur du ruban, $t=0.035$ mm,
- L'épaisseur de la couche d'air, $h_a=5$ mm,
- Le rayon de la sonde coaxiale est $r_0 = 0.445$ mm.

L'antenne est composée de deux patches coplanaires. Un patch pilote excité par câble coaxial et un patch directeur excité par couplage électromagnétique par le patch pilote. La forme du patch pilote est rectangulaire de dimensions : $L_{\text{feed}}=3$ mm et $W_{\text{feed}}=3$ mm. Le patch directeur est constitué de trois parties: une de forme circulaire de rayon $R=8.8$ mm et deux de formes rectangulaires de dimensions $L_1 \times W_1=2 \times 3$ mm² et $L_2 \times W_2=2 \times 10$ mm². La coupure couplante séparant les deux patches, est de 0.3 mm. La partie circulaire du patch directeur interfère avec la partie rectangulaire de sorte à éviter le saut de largeur. Ainsi la structure contient un seul saut de largeur, celui créé par le passage de W_1 à W_2 et une seule discontinuité correspondante à la coupure couplante, comme la montre la figure VI.3 dessinée moyennant le simulateur HFSS. La structure étant symétrique par rapport à l'axe oy, uniquement sa moitié est visualisée afin d'optimiser le temps de calcul. Le parallélépipède transparent représente le boîtier de rayonnement spécifique au logiciel HFSS.

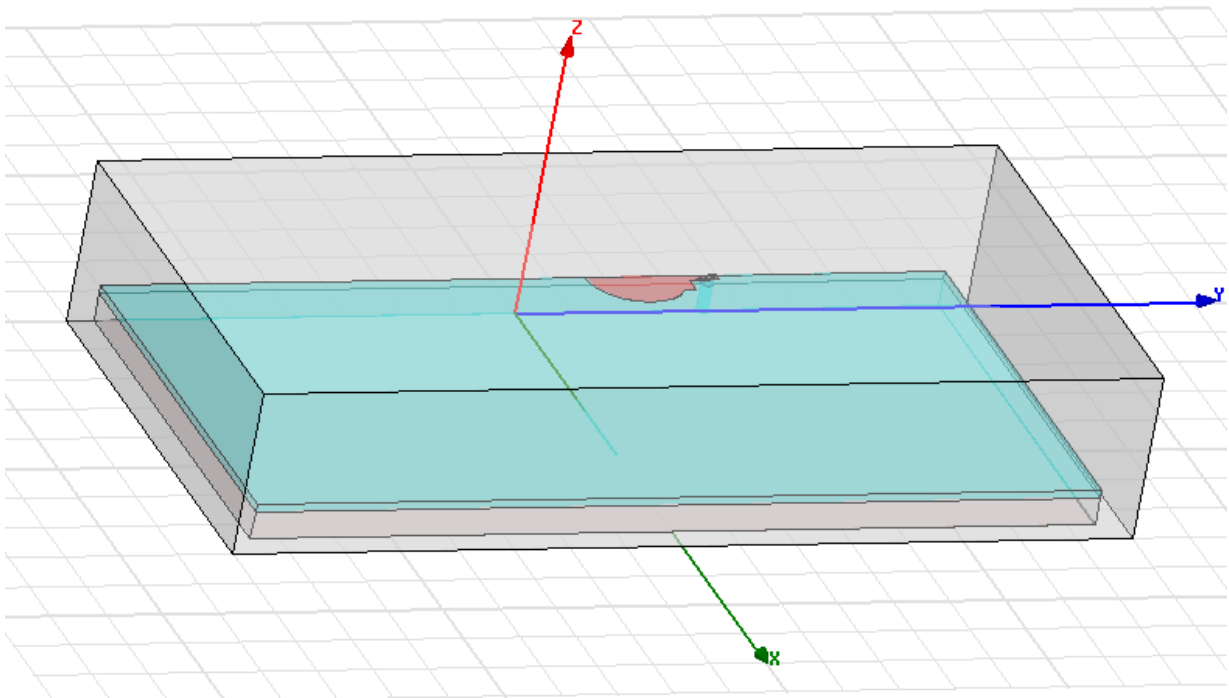


Figure IV.3: Structure étudiée initialement, optimisée par le logiciel HFSS.

Les dimensions de la structure sont fixées de sorte à avoir la bande passante centrée approximativement autour de 5 GHz, pour déduire le rayon du patch réflecteur à l'aide de la relation $f_{r11} = \frac{1.84118.c}{2\pi R_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_r}}$ et la relation (IV.1). La bande passante s'obtient de la juxtaposition des deux bandes du patch pilote et du patch réflecteur. L'optimisation de la largeur de bande est obtenue après un certain nombre de passage au logiciel HFSS en combinant différentes valeurs. Les valeurs finales qui donnent la largeur de bande optimale sont celles portées à l'alinéa précédent.

Description du logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator):

HFSS est un simulateur de champ électromagnétique (EM) à hautes performances, basé sur l'onde complète destiné pour la modélisation passive de dispositifs arbitraires volumétrique 3D, qui tire profit de l'interface familière utilisateur- graphique de Microsoft Windows. Il intègre la simulation, la visualisation, la modélisation de solides, et l'automatisation dans un environnement facile à apprendre où les solutions aux problèmes EM 3D sont obtenues rapidement et avec précision. Ansoft HFSS emploie la méthode des éléments finis (FEM), le maillage adaptatif, et les graphs éclatants pour donner un aperçu des performances inégalées et de la perspicacité aux problèmes EM 3D. Ansoft HFSS peut être utilisée pour calculer des valeurs telles que les paramètres S, la fréquence de résonance et les champs.

Parmi les usages de HFSS, on trouve les antennes et les communications mobiles, les filtres, les guides d'ondes, les connecteurs, Patches, Dipôles, Cornets, Antennes Conformables pour téléphone Cellulaire, Taux d'absorption spécifique (Specific Absorption Rate SAR), Réseaux infinis, Surface équivalente radar (Radar Cross Section (RCS)), Surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surfaces (FSS)) ...

HFSS est un système interactif de simulation dont l'élément basique du maillage est un tétraèdre. Cela nous permet de résoudre n'importe quelle géométrie 3D arbitraire, particulièrement celles des courbes et formes complexes, en une fraction du temps qu'il faudrait prendre en utilisant d'autres techniques.

Ansoft pionnier dans l'utilisation de la méthode des éléments finis (FEM) pour la simulation EM par le développement et la mise en œuvre des technologies telles que l'approche des éléments finis vectoriels tangentiels, le maillage adaptatif et l'approche de Lanczos-Pade Sweep (ALPS) (balayage de Lanczos-Pade). Aujourd'hui, HFSS continue à dominer l'industrie avec des innovations.

Ansoft HFSS a évolué sur une période de plusieurs années avec la participation de nombreux utilisateurs et industries. Dans l'industrie, Ansoft HFSS est l'outil de choix pour la Recherche en haute productivité, le développement et le prototypage virtuel.

Performances de la structure initialement étudiée :

L'impédance d'entrée de la structure étudiée initialement, calculée par les deux approches LECF et HFSS, est représentée sur la figure IV.4. L'écart important observé entre les deux approches est attribué à la modélisation de la sonde coaxiale et au modèle pris pour le calcul du rayon effectif de la partie circulaire de la structure. On lit sur les courbes de la figure VI.4 :

$R_{inmax}[LECF]=183.8 \Omega$, $R_{inmax}[HFSS]=98.43 \Omega$, soit un écart de 46.4 %.

$f_r[LECF]=5.61 \text{ GHz}$, $f_r[HFSS]=5.27 \text{ GHz}$, soit un écart de 6.0 %.

Le Taux d'Ondes Stationnaires est représenté sur la figure VI.5 pour les deux approches HFSS et LECF. La largeur de bande prédite par l'approche LECF est 1.69 fois plus grande que celle prédite par le simulateur HFSS. Les causes du désaccord sont les même que pour l'impédance d'entrée.

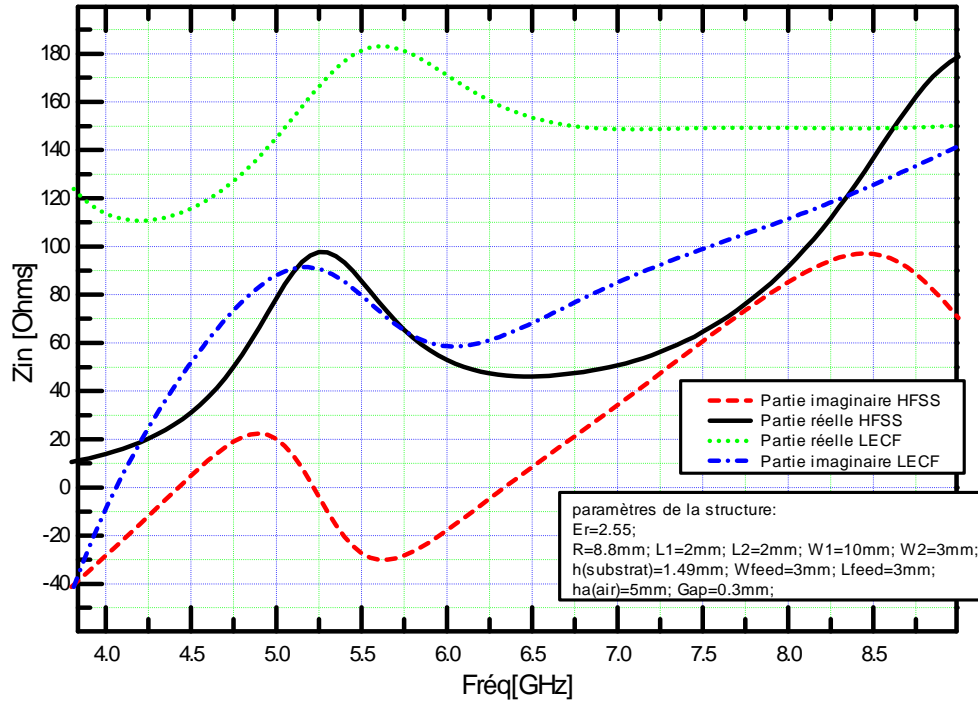


Figure IV.4: Impédance d'entrée de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.

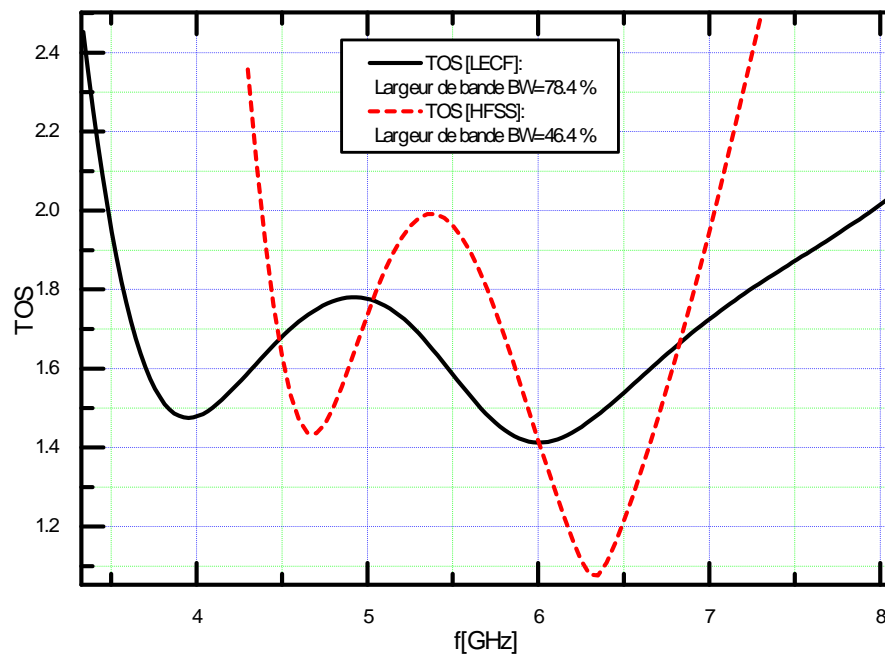


Figure IV.5: Taux d'Ondes Stationnaire (TOS) de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.

Les courbes du coefficient de réflexion de la structure calculé par les deux approches HFSS et LECF sont portées sur la figure VI.6.

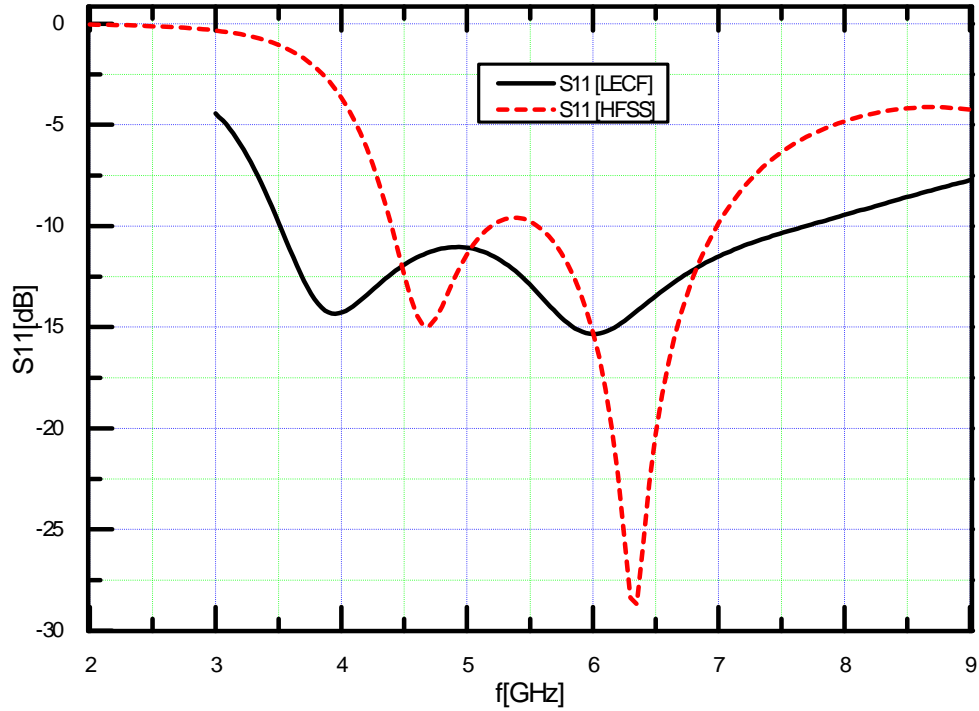


Figure IV.6: Coefficient de réflexion de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.

Les diagrammes de rayonnement dans les plan E et H ainsi que la directivité, calculés pour la structure de la figure IV.3 ayant les dimensions portées sur les pages 168 et 169, par les deux approches HFSS et LECF, sont portés sur les figures IV.7 et IV.8 ci-après, respectivement.

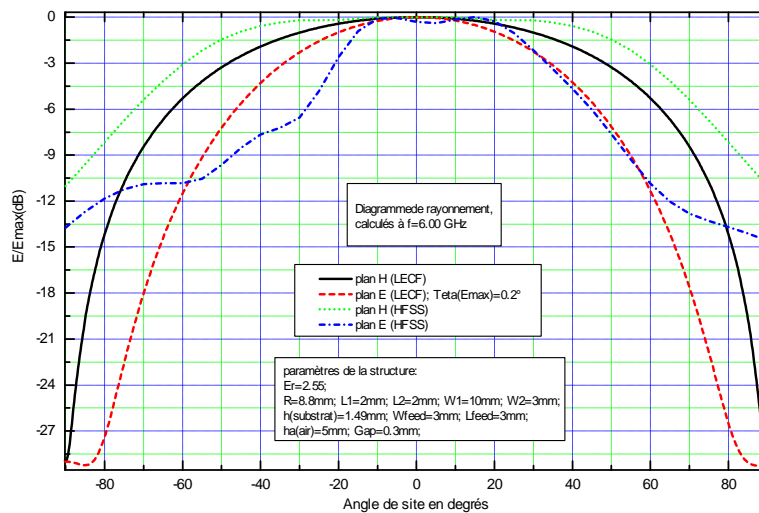


Figure IV.7: Diagrammes de rayonnement de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.

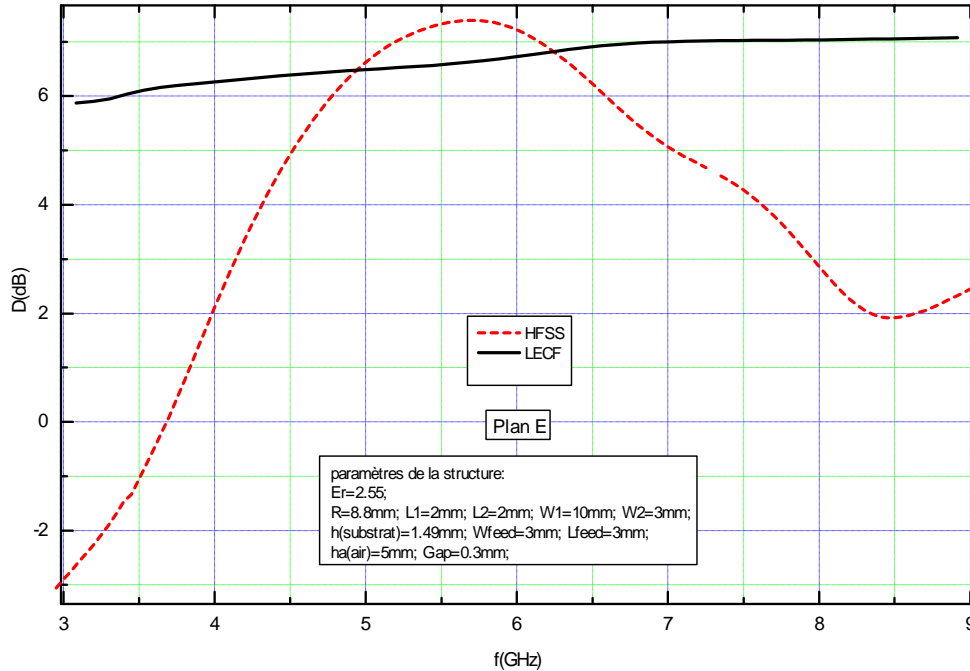


Figure IV.8: Directivité de la structure de la figure IV.3, étudiée initialement.

En raison de non disponibilité du substrat type Arlon CuClad 250 GT™ au niveau du Laboratoire LAPLACE, il a été remplacé par le substrat type époxy, ayant les valeurs suivantes :

- L'épaisseur du substrat diélectrique, $h_d=1.49$ mm,
- La constante diélectrique du substrat, $\epsilon_r=4.32$,
- Le facteur de pertes diélectriques, $\text{tg}\delta=0.0019$,
- L'épaisseur du ruban, $t=0.035$ mm,
- L'épaisseur de la couche d'air, $h_a=8.5$ mm,
- Le rayon de la sonde coaxiale est $r_0 = 0.445$ mm,
- $L_{\text{feed}}=3$ mm et $W_{\text{feed}}=6$ mm,
- $R=18.0$ mm,
- $L_1 \times W_1=1 \times 11$ mm²,
- $L_2 \times W_2=1 \times 6$ mm²,
- Gap=1.5 mm.

Ces dimensions ont été fixées après une longue étude paramétrique menée parallèlement au moyen de l'approche LECF et du logiciel HFSS après la détermination d'une première approximation du rayon R du disque par la même procédure décrite au paragraphe précédent.

IV.2. Résultats et discussions :

IV.2.1. Largeur de bande

Les courbes de la figure IV.4 montrent l'évolution du Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) de l'antenne en fonction de la fréquence. Un bon agrément entre notre approche, la simulation HFSS et les mesures obtenues à partir de l'analyseur vectoriel de réseaux de type ANRITSU 37369C (40 MHz ÷ 40 GHz). La photographie de l'antenne étudiée et de l'analyseur vectorielle utilisé est

montrée sur la figure IV.5. Une largeur de bande ($TOS \leq 2$) de l'ordre de 50 % est obtenue autour de la fréquence centrale de 3.2 GHz. Un décalage de fréquence de l'ordre de 0.1 GHz (3.1 % de la fréquence centrale) entre notre approche et la simulation HFSS est observé. Ceci n'a pas d'impact majeur sur le processus global d'analyse et de synthèse ainsi que sur la conception des APM.

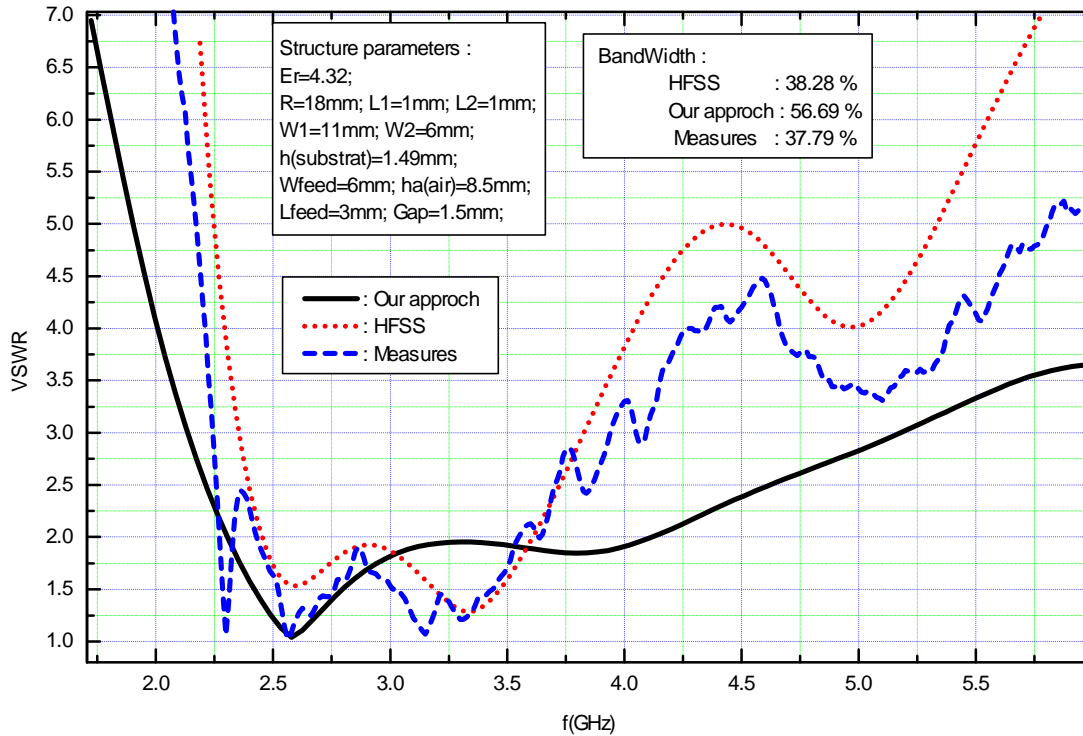


Figure IV.9 : Taux d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.

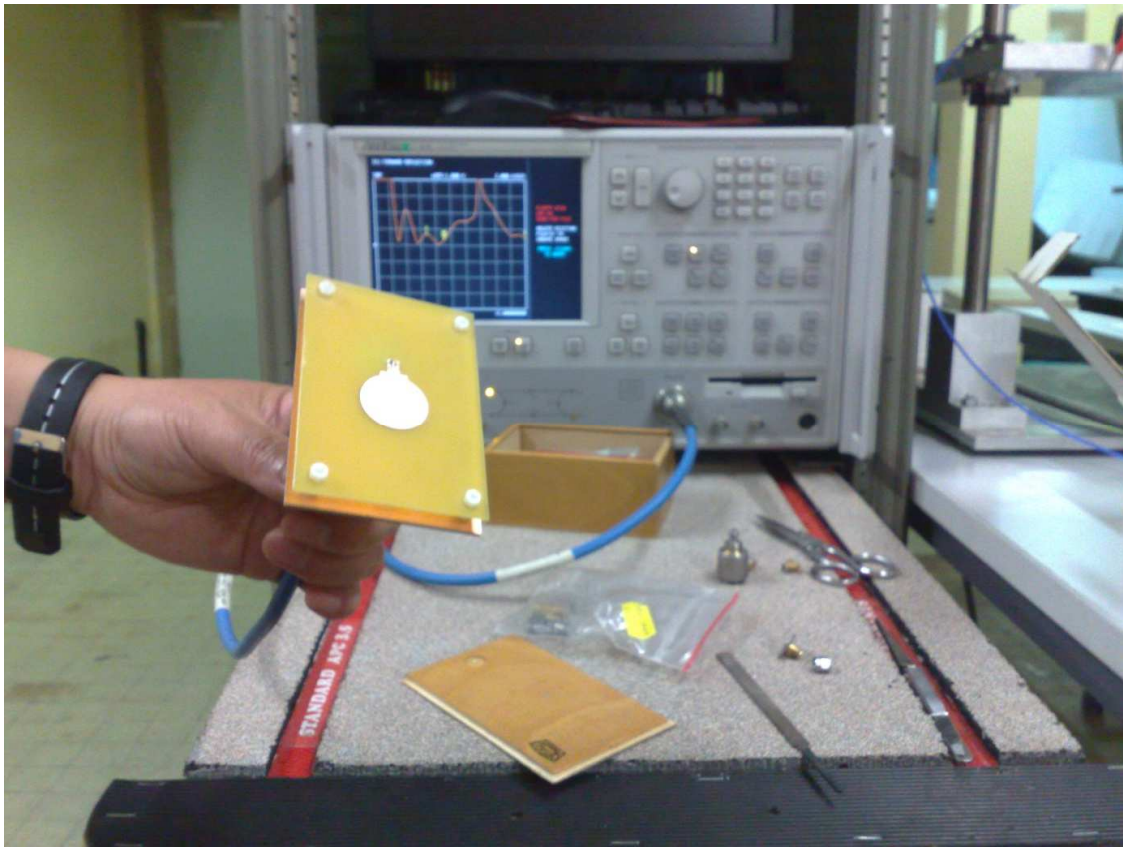


Figure IV.10 : Photographie de l'antenne étudiée et de l'analyseur vectoriel de réseaux utilisé.

IV.2.2. directivité

Les courbes de la figure IV.6 montrent l'évolution de la directivité de l'antenne en fonction de la fréquence dans la bande d'intérêt ($2,3 \div 4,1$ GHz), où le TOS est inférieur à 2. La directivité prédite par notre approche varie dans la bande d'intérêt entre 5,9 et 9,0 dB, tandis que celle prédite par HFSS varie entre 2,2 et 8,8 dB. Notre approche prend en compte la pire situation pour la raison que, après l'achèvement de la conception, les performances ne soient pas inférieures à celles désirées.

IV.2.3 Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont représentés respectivement sur les figures IV.7 et IV.8. L'asymétrie du diagramme de rayonnement dans le plan E est due à l'excitation des ondes de surface. Cette symétrie peut être améliorée en introduisant des techniques pour éliminer ces ondes de surface, telles que l'ajout de structure à Bande Interdite Electromagnétique structure (BIE) objet de l'étude du chapitre II. En revanche, le diagramme de rayonnement dans le plan H est parfaitement symétrique autour de l'axe $\theta = 0^\circ$, θ est l'angle d'élévation dans le système de coordonnées polaires. Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont calculés (Equations II.13 et II.14), simulés et mesurés à la fréquence de 2,56 GHz, car à cette fréquence le TOS est à son minimum.

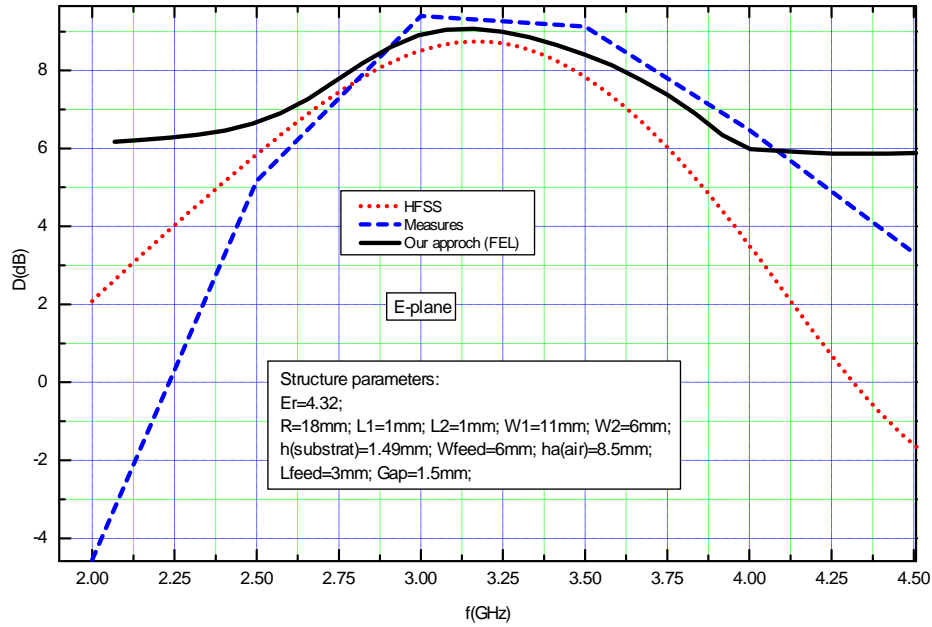


Figure IV.11: Evolution de la directivité de l'antenne en fonction de la fréquence

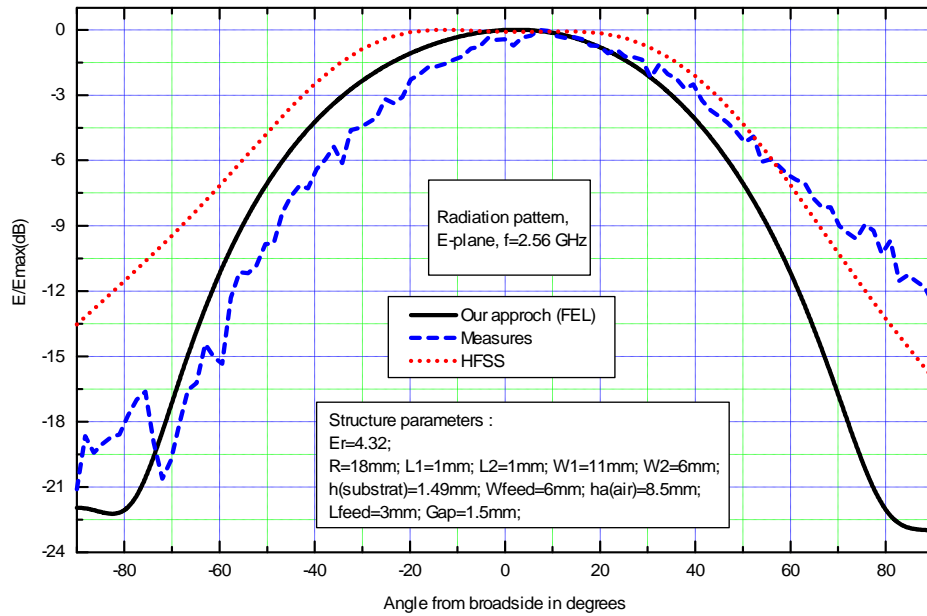


Figure IV.12: Diagramme de rayonnement dans le plan E à la fréquence opératoire de 2.56 GHz.

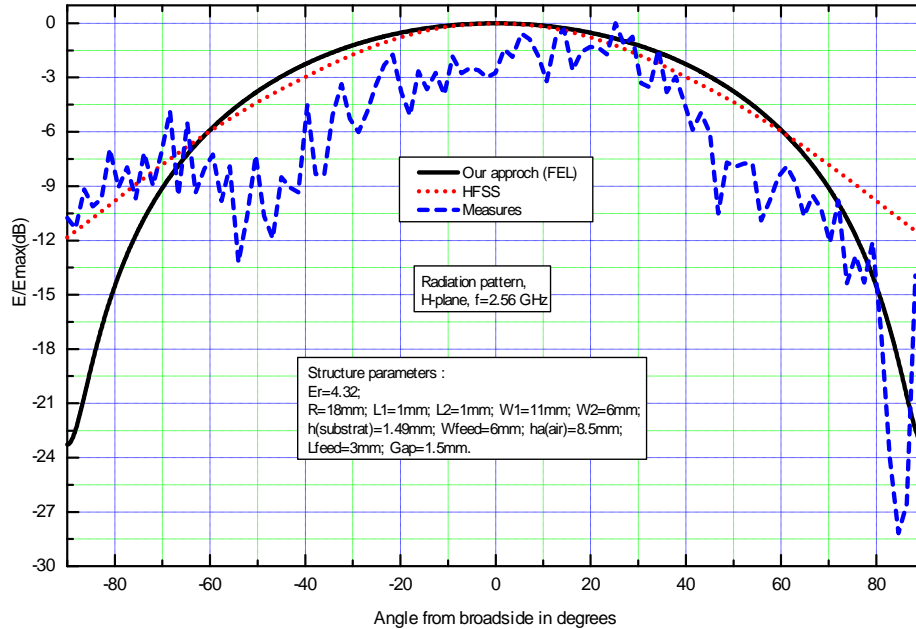


Figure IV.13: Diagramme de rayonnement dans le plan H à la fréquence opératoire de 2.56 GHz.

Tableau n° IV.1 : comparatif des performances des antennes initiale et finale.

Paramètres Structure	Fréquence opératoire f_o [GHz]	Largeur de bande [%]	Gabarit de la structure [mm^3]	Directivité maximale à f_o [dB]	Direction de rayonnement max θ_M [°]
Initiale (non réalisée) à base de constante : 2.55	6.00	78.40	17.6x23.35x6.56	6.69	0.2
Finale (réalisée) à base de constante : 4.32	2.56	56.69	36.0x41.65x9.525	6.87	2.5

Il ressort du tableau IV.1 qu'à directivité, pratiquement, égale la structure à base de substrat de constante diélectrique plus petite, est meilleure selon les critères de compacité, de largeur de bande et de symétrie du diagramme de rayonnement dans le plan H par rapport à l'axe normal à la structure.

IV.2.4 Conclusion

Nous avons réussi à concevoir, réaliser et étudier une antenne microruban de petites dimensions ($36.0 \times 41.65 \times 9.525 \text{ mm}^3$), avec une très large bande de fréquences (environ 50 % : de 2,3 à 4,08 GHz) et une directivité relativement élevée (de l'ordre de 9 dB à la fréquence centrale [3,2 GHz]). Cette étude a été menée au moyen d'une approche simple et rapide qui est l'approche des LECF. Nous avons constaté que cette approche est de 10 fois plus rapide que le logiciel HFSS. Ainsi, la

LECF peut être proposée pour être implémentée comme simulateur de circuits électroniques en vue d'améliorer l'étude et la simulation d'APM.

CHAPITRE V

Analyse prospective et conclusion générale

V.1 Analyse prospective

Le système GPS (Global Positioning System) de haute précision est une des applications micro-ondes. Le GPS de haute précision de topographie peut effectuer des mesures avec des niveaux de précision sub-centimétrique. Bien que le logiciel puisse réduire considérablement les erreurs liées au multi trajets, des précautions supplémentaires qui peuvent protéger l'antenne des signaux multi trajets indésirables sont nécessaires pour obtenir ces précisions. Les anneaux ouverts offrent un excellent rendement électrique pour les antennes GPS, mais ils sont généralement très volumineux, lourds et coûteux. En usant du fait que des antennes EBG (Electromagnetic Band Gap) métallo-diélectriques peuvent se comporter comme des conducteurs magnétiques artificiels, on peut concevoir des solutions EBG dans la technologie des circuits imprimés.

Alors que le monde passe au sans fil, la transmission de données et de la voix est contrainte de devenir encore plus fréquente et plus généralisée. L'attention est actuellement centrée sur le Bluetooth, la première implémentation de tels systèmes dans la vie quotidienne. En outre, pour d'autres applications comme les téléphones mobiles une plus grande attention est accordée à la protection et la prévention des risques pour la santé que peut provoquer l'antenne. La technologie EBG peut s'avérer utile dans la conception d'antennes de combinés mobiles et de réduire le rayonnement (Specific Absorption Rate, SAR) dans la main et la tête de l'opérateur. Il est à noter que tous les nouveaux téléphones mobiles devront afficher la valeur SAR de l'appareil.

Le blindage est non seulement important pour réduire les problèmes de santé, mais, il est également important pour les communications multipoints. Par exemple, les appareils placés à côté d'un ordinateur portable interagissent avec l'écran et le boîtier et provoquent une diminution du débit entre deux ordinateurs. Les matériaux à bande interdite électromagnétique peuvent encore jouer un rôle important dans ce domaine.

La miniaturisation des composants micro-ondes et des antennes est devenue de plus en plus importante ces dernières années. Les systèmes modernes de communication sans fil requièrent de petits éléments micro-ondes qui sont pertinents à l'intégration de haut niveau dans des systèmes compacts et légers. La miniaturisation peut être réalisée en réduisant la fréquence de résonance d'un élément dipôle tout en maintenant sa longueur (dimensions de la maille), c'est-à-dire en adaptant une longueur électrique effective plus longue dans un espace physique fixe. Il est bien connu qu'à certaines fréquences en dehors de la bande interdite, les structures périodiques supportent des ondes, appelées communément ondes lentes, avec une vitesse de phase et une longueur d'onde guidée significativement réduites par rapport à celles d'une onde se propageant dans un milieu homogène comparable. Cette propriété peut être exploitée pour miniaturiser des éléments micro-ondes. Une approche pour cela consiste à examiner les éléments chargés par des structures périodiques. Le chargement périodique d'ordres multiples des éléments de base

possède un bon degré de souplesse dans la conception. Des structures de type fractal sont produites à l'aide de chargement du second ordre. Cela peut aussi être utilisé pour des conceptions de Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA) multi bande.

V.2 Conclusion générale

Ce travail de thèse porte, dans une première phase, sur l'étude de structures périodiques à bandes interdites électromagnétiques (BIE) et leur utilisation dans le domaine des Antennes Plaques Microrubans. Pour ce faire l'approche des Lignes Élémentaires Couplées Finies (LECF) a été adoptée. Trois types de structures périodiques ont été traités : les structures à substrat périodique, les structures à métal supérieur périodique et les structures hybrides combinant les deux premiers types.

Dans une seconde phase, une antenne Ultra Large Bande (ULB) est conçue, synthétisée et analysée à l'aide du même outil LECF. Deux techniques ont été utilisées à cette fin : le couplage électromagnétique coplanaire et l'insertion d'une couche d'air entre le substrat et le plan de masse.

S'agissant du premier type de structures à base de substrat périodique, l'étude montre qu'à période et rapport entre les longueurs fixes des deux blocs de substrats formant la période ou la cellule, la largeur à -20 dB et la profondeur de la bande interdite électromagnétique augmentent avec l'augmentation du contraste des deux constantes diélectriques ou des deux perméabilités. L'augmentation de la profondeur est rapide pour les valeurs du contraste diélectrique de 1 jusqu'à 10, puis elle varie moins vite jusqu'à se stabiliser à une valeur asymptotique.

Pour le deuxième type, à savoir les structures à base de métal supérieur périodique, l'étude a abouti aux résultats montrant que la profondeur et la largeur à -20 dB de la bande interdite sont proportionnelles au contraste de la largeur du métal supérieur (microruban périodique).

Concernant le dernier type de structures périodiques qui est la structure hybride, deux cas de figure sont présents : dans le premier cas correspondant à $\epsilon_{r1} > \epsilon_{r2}$, la profondeur de la bande interdite croît avec l'accroissement du contraste de la largeur du microruban et dans le deuxième cas correspondant à $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$, la profondeur de la bande interdite présente une courbe en fonction du contraste en largeur, décroissante pour les petites valeurs (<15) du contraste puis devient croissante.

Une conclusion semblable est tirée pour la variation de la profondeur de la bande interdite en fonction du contraste de la constante diélectrique. En effet, pour le cas $\epsilon_{r1} > \epsilon_{r2}$, la profondeur augmente avec l'augmentation du contraste diélectrique et pour le cas $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$, la profondeur décroît avec l'augmentation du contraste diélectrique jusqu'à une certaine valeur de ce dernier puis commence à augmenter. Il est à noter qu'ici l'augmentation de la profondeur est contraire à l'augmentation au sens mathématique.

La profondeur de la bande interdite augmente avec l'augmentation de la moyenne géométrique des deux contrastes lorsque le contraste en largeur du microruban, est supérieur au contraste diélectrique et elle décroît puis croît dans le cas inverse.

La contribution des structures BIE monodimensionnelles dans l'amélioration des performances des antennes patchs se manifeste plus particulièrement pour les patchs gravés sur des substrats épais par l'élargissement relatif de la bande passante et l'augmentation du gain. Ceci s'explique par la suppression, par la structure BIE, des ondes de surface qui étaient à l'origine du faible rendement de l'antenne patch isolé.

L'approche des LECF d'emploi aisé voit sans cesse son champ d'application s'étendre à des domaines de plus en plus variés qu'inattendus. Le gain en rapidité de calcul dépasse de loin en compensation la légère dégradation en précision. L'étude physique de la permittivité relative statique aussi bien que dynamique, permettra d'améliorer l'évaluation de la permittivité effective dynamique $\epsilon_{re}(\mathbf{f})$ et, par conséquent, la précision des résultats de la LECF. En effet, si $u = \frac{W(x)}{h} = u(x)$, on a $f(u)=f(u(x))$, ce qui n'a pas été encore pris en considération. $W(x)$ étant la largeur du microruban de la structure à la position x et h l'épaisseur du substrat diélectrique.

L'originalité de ce travail réside dans l'apport de solution au problème de variations abruptes du contour de la structure traitée. En effet, pour compenser les sauts de largeur, aussi petits qu'ils soient, nous avons introduit une matrice élémentaire représentant le circuit équivalent dudit saut de largeur. Ainsi, les impédances d'entrée de la structure, obtenue par la formule récurrente de l'impédance ramenée et celle obtenue via le calcul des tensions et des courants des tranches élémentaires, sont identiques.

Références:

- [1] L. BRILLOUIN "Wave propagation in periodic structures", Mc GRAW-HILL Book Company Inc.; Edition: First (1946)
- [2] R. E. COLLIN, "Foundations for microwave engineering", Wiley-IEEE Press; 2^d edition (December 22, 2000)
- [3] R. ULRICH, K. F. RENK AND L. GENZEL, "Tunable submillimeter interferometers of the Fabry-Perot type" *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, pp. 363/371, 1963
- [4] R. ULRICH, K. F. RENK AND L. GENZEL "Far infrared properties of metallic mesh and its complementary structure" *Infrared Physics.*, Vol. 7, pp. 37-55, Pergamon press ltd, 1967
- [5] Sophocles J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas", Copyright © 1999-2010 by Sophocles J. Orfanidis
- [6] M. THEVENOT, "Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antenne" *Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Mars 2001*
- [7] T. BRILLAT "Définition, réalisation et caractérisation de matériaux à bandes photoniques interdites reconfigurables en micro-ondes" *Thèse de doctorat de l'université de Nanterre, Dec. 2000*
- [8] V. BERGER "Les matériaux à bande interdite photonique" *Etat de l'art, Août 1995, réunion GDR « Cristaux photoniques »*
- [9] S. ROWSON, A. CHELNOKOV, J. M. LOURTIOZ "Caractérisation térahertz d'un cristal photonique 3D obtenu par usinage mécanique" 5^{èmes} journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM), Mai 1998.
- [10] A. CHELNOKOV, S. ROWSON, J. M. LOURTIOZ, L. DUVILLARET, J. L. COUTEZ, "Light controllable defect modes in three dimensional photonic crystal" *Electronics Letters*, vol. 34, n°20, October 1998. *Bibliographie 190*
- [11] Paul FERRAND, "Solutions de filtrage millimétrique et submillimétrique à structures périodiques en technologies innovantes" *Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Février 2005*
- [12] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.
- [13] P. R. VILLENEUVE, M. PICHE "Photonic band gap in two dimensional square lattices: square and circular rods" *Phy. Rev. B/Vol. 46*, pp. 4673, 1992
- [14] M. PLIHAL, A. A. MARADUDIN, P. R. VILLENEUVE, M. PICHE "Photonic band structure of two dimensional systems: the triangular lattice" *Phy. Rev. B/Vol. 44*, pp. 8565, 1991
- [15] D. CASSAGUE, C. JOUANIN, D. BERTHO "Hexagonal photonic band gap structures" *Phy. Lett. B/Vol. 53*, pp. 7134, 1996
- [16] SANDIA NATIONAL LABORATORIES : <http://www.sandia.gov/media/photonic.htm>, 1998.

- [17] Y. CHEN ET AL. "Simulation, fabrication, and characterisation of 3D alumina photonic bandgap structures" *Microwave and optical technology letters*, vol. 30, N° 5, pp. 305-307, September 2001
- [18] W. C. CHAPPELL, C. REILLY, J. HALLORAN, L. P. B. KATEHI "Ceramic synthtic substrates using solid freeform fabrication" *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 51, N° 3, March 2003
- [19] C. Wu, H. Wu, and C. Tzuang, "Electric-magnetic-electric slow-wave microstrip line and bandpass filter of compressed size," *IEEE Trans.Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 8, pp. 1996–2004, Aug. 2002.
- [20] M. M. SIGALAS, C. T. CHAN, K. M. HO AND C. M. SOUKOULIS "Metallic photonic band-gap materials" *Phys. Rev. B*, 52(16), pp. 11744-11751, 1995.
- [21] C.Y. HANG, Y QIAN, T ITOH, "High efficiency S-band clas AB push-pull power amplifier with wide band harmonic suppression" *IEEE International Microwave Symposium, MTT, Phoenix, USA, June 2001*.
- [22] C. CHEYPE, C. SERIER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO, "An electromagnetic bandgap resonator antenna" *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol.50, n°9, September 2002
- [23] M. THEVENOT, C. CHEYPE, A. REINEIX, B. JECKO "Directive photonic-bandgap antennas" *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, Vol.47, n°11, November 1999
- [24] B. THON, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, R. LEFÈVRE, "Global EM and thermal analysis of a 40 Gb/s all integrated optoelectronic transmitter module" *IEEE International Microwave Symposium, Fortworth, Texas, USA, June 2004*
- [25] J. DANGLLOT, O. VANBESIEN, D. LIPPENS, "A 4 port resonant switch patterned in photonic crystal" *IEEE Microwave and guided wave letter*, vol. 9, N° 7, july 1999
- [26] W. J. CHAPPELL, M. P. LITTLE, L. P. B. KATEHI "High Q two dimensional defect resonators-Measured and simulated" *IEEE International Microwave Symposium, 2000*
- [27] J. M. LOURTIOZ ET AL. "Toward controllable photonic crystals for centimeter and millimeter wave devices" *Journal of lightwave technology*, vol. 17, N° 11, November 1999
- [28] J. DANGLLOT, O. VANBESIEN, D. LIPPENS, "Active waveguides patterned in mixed 2D-3D metallic photonic crystal" *Electronics letters*, Vol. 35, N° 6, March 1999
- [29] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical Review Letters*, 84(18) :4184–4187, 2000.
- [30] T. Weiland, R. Schuhmann, R. B. Gregor, C. G. Parazzoli, A. M. Vetter, D. R. Smith, D. C. Vier, and S. Schultz. Ab initio numerical simulation of left-handed metamaterials : Comparison of calculations and experiments. *Journal of Applied Physics*, 90(10) :5419–4424, 2001.
- [31] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz. Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial. *Applied Physics Letters*, 78(4) :489–491, 2001.

- [32] D. R. Smith and S. Schultz. Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. *Physical Review B*, 65 :195104, 2002.
- [33] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz. Experimental verification of negative index refraction. *Science*, 292 :77–79, 2001.
- [34] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García, F. Martín, Miniaturization of planar microwave circuits by using resonant-type left handed transmission lines, *IET Microwave Antennas and Propagation* 1 (2007) 73–79.
- [35] G. Sisó, M. Gil, J. Bonache, F. Martín, Application of metamaterial transmission lines to design of quadrature phase shifters, *Electronics Letters* 43 (2007).
- [36] G. Sisó, J. Bonache, M. Gil, J. García-García, F. Martín, Compact rat-race hybrid coupler implemented through artificial left handed and right handed lines, in: *Proceedings of the IEEE MTT-S Int'l Microwave Symposium Digest*, Honolulu, Hawaii, USA, June 2007, pp. 25–28.
- [37] G. Sisó, M. Gil, J. Bonache, F. Martín, Applications of resonant type metamaterial transmission lines to the design of enhanced bandwidth components with compact dimensions, *Microwave and Optical Technology Letters* 50 (2008) 127–134.
- [38] G. Sisó, J. Bonache, F. Martín, Dual-band Y-junction power dividers implemented through artificial lines based on complementary resonators, in: *Proceedings of the IEEE MTT-S Int'l Microwave Symposium Digest*, Atlanta, USA, June 2008, pp. 663–666.
- [39] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, M. Sorolla, Super compact split ring resonators CPW band pass filters, in: *Proceedings of the IEEE-MTT International Microwave Symposium Digest*, Fort Worth, TX, USA, June 2004, pp. 1483–1486.
- [40] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J.D. Baena, T. Lopetegi, J. García-García, M.A.G. Laso, I. Gil, A. Marcotegui, R. Marqués, M. Sorolla, Application of complementary split rings resonators to the design of compact narrowband pass structures in microstrip technology, *Microwave and Optical Technology Letters* 46 (2005) 508–512.
- [41] P. Mondal, M.K. Mandal, A. Chaktabarty, S. Sanyal, Compact bandpass filters with wide controllable fractional bandwidth, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 16 (2006) 540–542.
- [42] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. García-García, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, M. Sorolla, Compact coplanar waveguide band pass filter at S-band, *Microwave and Optical Technology Letters* 46 (2005) 33–35.
- [43] J. Bonache, I. Gil, J. García-García, F. Martín, Complementary split rings resonator for microstrip diplexer design, *Electronics Letters* 41 (2005) 810–811.
- [44] F. Martín, M. Gil, J. Bonache, J. García-García, Composite right/left handed (CRLH) transmission lines based on complementary split rings resonators (CSRRs) and applications, in: *Proceedings of the International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (Metamaterials 2007)*, Rome, Italy, October 2007, pp. 872–875.
- [45] M. Gil, J. Bonache, J. García, J. Martel, F. Martín, Composite right/left-handed metamaterial transmission lines based on complementary split-rings resonators and their applications to very wideband and compact filter design, *IEEE Transactions on*

- Microwave Theory and Techniques 55 (2007) 1296–1304.
- [46] J. Bonache, I. Gil, J. García-García, F. Martín, Novel microstrip band pass filters based on complementary split rings resonators, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54 (2006) 265–271.
- [47] M. Gil, J. Bonache, F. Martín, Ultra compact band pass filters implemented through complementary spiral resonators (CSRs), in: *Proceedings of the IEEE-MTT International Microwave Symposium Digest*, Atlanta, USA, June 2008, pp. 1119–1122.
- [48] J. Bonache, F. Martín, J. García-García, I. Gil, R. Marqués, M. Sorolla, "Ultra wide band pass filters (UWBPF) based on complementary split rings resonators", *Microwave and Optical Technology Letters* 46 (2005) 283–286.
- [49] H.V. Nguyen, C. Caloz, Broadband highly selective bandpass filter based on a tapered coupled-resonator (TCR) CRLH structure, in: *Proceedings of the European Microwave Association*, vol. 2, March 2006, pp. 44–51.
- [50] C. Tseng, T. Itoh, Dual-band bandpass and bandstop filters using composite right/left-handed metamaterial transmission lines, in: *Proceedings of the IEEE-MTT International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, USA, June 2006, pp. 931–934.
- [51] I.B. Vendik, D.V. Kholodnyak, I.V. Kolmakova, E.V. Serbryakova, P.V. Kapitanova, F. Martín, J. Bonache, J. Garcia, I. Gil, M. Gil, "Applications of right/left handed and resonant left handed transmission lines for microwave circuit design", in: *Proceedings of the 36th European Microwave Conference*, Manchester, UK, September 2006, pp. 955–958.
- [52] Shah Nawaz BUROKUR, "MISE EN OEUVRE DE MÉTAMATÉRIAUX EN VUE D'APPLICATION AUX CIRCUITS MICROONDES ET AUX ANTENNES", Thèse de Doctorat soutenue le 25 novembre 2005 à l'École Supérieure d'Électronique de l'Ouest (Angers)
- [53] "Advanced Design System v 2004 A", Agilent Technologies, 2004.
- [54] Zachary M. Thomas, Tomasz M. Grzegorzczak, Bae-Ian Wu, and Jin Au Kong, "ENHANCED MICROSTRIP STOPBAND FILTER USING A METAMATERIAL SUBSTRATE", *Microwave and Optical Technology Letters* / vol. 48, no. 8, pp. 1522 – 1525, august 2006
- [55] S. O'Brien and J.B. Pendry, Magnetic activity at infrared frequencies in structured metallic photonic crystals, *J Phys Condens Matter* 14 (2002), 6383–6394.
- [56] X. Chen, T.M. Grzegorzczak, B.-I. Wu, J.J. Pacheco, and J.A. Kong, Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials, *Phys Rev E* 70 (2004), 016608.
- [57] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction", *Science* vol. 292 (2001), 77–79.
- [58] E. Yablonovitch, Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Physical Review Letters*, 58(20): 2059 – 2062, 1987.
- [59] Yoonjae Lee, Xuesong Lu, Yang Hao, Shoufeng Yang, Rich Uvic, Julian R. G. Evans, and Clive G. Parini "APID PROTOTYPING OF CERAMIC MILLIMETERWAVE METAMATERIALS: SIMULATIONS AND EXPERIMENTS", *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*/ Vol. 49, No. 9, pp. 2090 – 2093, September 2007.

-
- [60] Y. Zhao and Y. Hao, Finite-difference time-domain study of guided modes in nano-plasmonic waveguides, submitted to IEEE Trans Antennas Propagat.
- [61] C.T. Chan and Q.L. Yu, Order-N spectral method for electromagnetic waves, Phys Rev Lett 51 (1995), 16635.
- [62] K.M. Ho, C.T. Chan, and C.M. Soukoulis, Existence of photonic gap in periodic dielectric structures, Phys Rev Lett 65 (1990), 3152.
- [63] X. Wang, X.G. Zhang, Q. Yu, and B.N. Harmon, Multiple scattering theory for electromagnetic waves, Phys Rev Lett B 47 (1993), 4161.
- [64] M.N. Afsar and K.J. Button, Millimeter-wave dielectric measurement of materials, Proc IEEE 73 (1985), 131–153.
- [65] A. Chutinan and S. Noda; "Highly confined waveguides and waveguide bends in three-dimensional photonic crystal"; Applied Physics Letters, Vol. 75, No. 24, 3739-3741, 1999.
- [66] S. Kawashima, M. Okano, M. Imada, S. Noda, 'Design of compound-defect waveguides in three-dimensional photonic crystals,' Optics Express, Vol. 14, Issue 13, 6303-6307, 2006.
- [67] A. Mekis, J.C. Chen, I. Kurland, S. Fan, P.R. Villeneuve, and J.D. Joannopoulos, "High Transmission through Sharp Bends in Photonic Crystal Waveguides", Phys. Rev. Lett. 77, Issue. 18, 3787-3790, 1996.
- [68] M. Bayindir, B. Temelkuran, and E. Ozbay, "Propagation of photons by hopping: A waveguiding mechanism through localized coupled cavities in three-dimensional photonic crystals", Phys. Rev. B 61, Issue 18, R11855-R11858, 2000.
- [69] E. Ozbay, M. Bayindir, I. Bulu, and E. Cubukcu; "Investigation of localized coupled cavity modes in two-dimensional photonic bandgap structures", Quantum Electronics, IEEE Journal of Vol 38, Issue 7, 837-843, 2002.
- [70] Chengzhi Zhou and H. Y. David Yang, " Design Considerations of Miniaturized Least Dispersive Periodic Slow-Wave Structures ", IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 56, No. 2, pp. 467 – 474, February 2008.
- [71] Lai, T. Itoh, and C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *IEEE Micro*, vol. 5, no. 3, pp. 34–50, Sep. 2004.
- [72] Sanada, A. C. Caloz, and T. Itoh, "Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 68–70, Feb. 2004.
- [73] J. Gao and L. Zhu, "Characterization of infinite- and finite-extent coplanar waveguide metamaterials with varied left- and right-handed passbands," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 805–807, Nov. 2005.
- [74] C. M. Krowne, "Electromagnetic-field theory and numerically generated results for propagation in left-handed guided-wave single-microstrip structures," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2269–2283, Dec. 2003.
- [75] S. Xiao, L. Shen, and S. He, "A novel directional coupler utilizing a left-handed material," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 1, pp. 171–173, Jan. 2004.

- [76] A. C. Caloz and T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1159–1166, May 2004.
- [77] Siddiqui, M. Mojahedi, and G. V. Eleftheriades, "Periodically loaded transmission line with effective negative refractive index and negative group velocity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2619–2625, Oct. 2003.
- [78] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New York: Wiley, 1998, pp. 422–430.
- [79] R. Islam and G. V. Eleftheriades, "Phase-agile branch-line couplers using metamaterial lines," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 7, pp. 340–342, Jul. 2004.
- [80] C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, "A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 980–992, Mar. 2004.
- [81] Y.-S. Lin, C.-C. Liu, K.-M. Li, and C. H. Chen, "Design of an LTCC triband transceiver module for GPRS mobile applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 12, pp. 2718–2724, Dec. 2004.
- [82] Rui-xin Wu, Xin-yi Ji, Ri-feng Chen and Yin Poo, "A Novel Microstrip Coupler with EBG Structures", NSFC the National Basic Research Program (973) of China (under Project 2004CB719805), 2008 IEEE.
- [83] George V. Eleftheriades, "EM transmission-line metamaterials", materials today MARCH 2009 | VOLUME 12 | NUMBER 3.
- [84] Pendry, J. B., "Negative Refraction Makes a Perfect Lens", *Phys. Rev. Lett.* 85, 3966–3969 (2000)
- [85] Eleftheriades, G. V., and Balmain, K. G., *Negative-Refraction Metamaterials*, Wiley and IEEE Press (2005).
- [86] Grbic, A., and Eleftheriades, G. V., "Overcoming the Diffraction Limit with a Planar Left-Handed Transmission-Line Lens", *Phys. Rev. Lett.* (2004) 92, 117403.
- [87] Grbic, A., and Eleftheriades, G. V., "Negative Refraction, Growing Evanescent Waves, and Sub-Diffraction Imaging in Loaded Transmission-Line Metamaterials", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques* (2003) 51, 2297.
- [88] Marques, R., Freire, M. J. and Baena, J. D. Theory of three-dimensional sub-diffraction imaging. *Appl. Phys. Lett.* 89, 211113 (2006).
- [89] Fang, N., Lee H., Sun Ch. And Zhang X., "Sub-Diffraction-Limited Optical Imaging with a Silver Superlens", *Science* (2005) 308, 534.
- [90] Melville, D. O. S., Richard J. Blaikie and Conrad R. Wolf, "Submicron imaging with a planar silver lens", *Appl. Phys. Lett.* (2004) 84, 4403.
- [91] Iyer, A. K., and Eleftheriades, G. V., "Mechanisms of subdiffraction free-space imaging using a transmission-line metamaterial superlens: An experimental verification", *Appl. Phys. Lett.* (2008) 92, 131105.
- [92] Freire, M. J., et al., "Experimental demonstration of a $\mu = -1$ metamaterial lens for magnetic resonance imaging", *Appl. Phys. Lett.* (2008) 93, 231108.

- [93] Smith, D. R., et al., "Limitations on subdiffraction imaging with a negative refractive index slab", *Appl. Phys. Lett.* (2003) 82, 1506.
- [94] Salandrino, A., and Engheta, N., "Far-field subdiffraction optical microscopy using metamaterial crystals: Theory and simulations", *Phys. Rev. B* (2006) 74, 075103.
- [95] Z. Jacob, L. A. Alekseyev, and E. Narimanov, "Optical Hyperlens: Far-field imaging beyond the diffraction limit," *Opt. Express* 14, 8247-56 (2006).
- [96] Balmain, K. G., et al., "Resonance Cone Formation, Reflection, Refraction, and Focusing in a Planar Anisotropic Metamaterial", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.* (2002) 1, 146.
- [97] Smolyaninov, I. I., et al., "Magnifying Superlens in the Visible Frequency Range", *Science* (2007) 315, 1699.
- [98] Liu, Z., et al., "Far-Field Optical Hyperlens Magnifying Sub-Diffraction-Limited Objects", *Science* (2007) 315, 1686.
- [99] R. A. Depine and A. Lakhtakia, "A New Condition to Identify Isotropic Dielectric-Magnetic Materials Displaying Negative Phase Velocity," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 41, 315 (2004).
- [100] D.L. Jaggard, A.R. Mickelson, et C.H. Papas, "On electromagnetic waves in chiral media", *Appl. Phys.*, 18 :211–216, 1978.
- [101] S.A. Tretyakov, A.A. Sochava, et C.R. Simovski, "Influence of chiral shapes of individual inclusions on the absorption in chiral composite coatings", *Electromagnetics*, 16 :133–127, 1996.
- [102] M. P. Silverman and R. B. Sohn, "Effects of Circular Birefringence on Light Propagation and Reflection," *Am. J. Phys.*, 54, 69 (1986).
- [103] M. P. Silverman, "Reflection and Refraction at the Surface of a Chiral Medium: Comparison of Gyrotropic Constitutive Relations Invariant or Noninvariant Under a Duality Transformation," *J. Opt. Soc. Am.*, A-3, 830 (1986).
- [104] A. Lakhtakia, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, "A Parametric Study of Microwave Reflection Characteristics of a Planar Achiral-Chiral Interface," *IEEE Trans. Electrom. Compat.*, EMC-28, 90 (1986).
- [105] A. Lakhtakia, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, "Field Equations, Huygens's Principle, Integral Equations, and Theorems for Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves in Isotropic Chiral Media," *J. Opt. Soc. Am.*, A-5, 175 (1988).
- [106] S. Bassiri, C. H. Papas, and N. Engheta, "Electromagnetic Wave Propagation Through and Dielectric-Chiral Interface and Through an Chiral Slab," *J. Opt. Soc. Am.*, A-5, 1450 (1988).
- [107] D. L. Jaggard, A. R. Mickelson, and C. H. Papas, "On Electromagnetic Waves in Chiral Media," *Appl. Phys.*, 18, 211 (1979).
- [108] D. L. Jaggard and X. Sun, "Theory of Chiral Multilayers," *J. Opt. Soc. Am.*, A-9, 804 (1992).

- [109] K. M. Flood and D. L. Jaggard, "Band-Gap Structure for Periodic Chiral Media," *J. Opt. Soc. Am.*, A-13, 1395 (1996).
- [110] S. F. Mason, "Form Pasteur to Parity Nonconservation: Theories of the Origin of Molecular Chirality", in [N. Berova, K. Nakanishi, and R. W. Woody, eds., *Circular Dichroism*, 2nd ed., Wiley-VCH, New York, 2000].
- [111] N. Berova, K. Nakanishi, and R. W. Woody, eds., *Circular Dichroism*, 2nd ed., Wiley-VCH, New York, 2000.
- [112] DUBOST G. "Linear Transmission Line Model Analysis of Arbitrary Shape patch Antenna" *Electronics Letters* Vol. 22, No. 15, 17 July 1986, pp. 798-799.
- [113] A. ZERGUERRAS, "Contribution à l'étude d'antennes plaques de forme quelconque multicouches à large bande. Application à l'antenne plaque circulaire" Thèse de doctorat es sciences, 13 Mai 1990, Ecole Nationale Polytechnique.
- [114] DUBOST G., BEAUQUET G. Linear Transmission Line Model Analysis of Circular Patch Antennas *Electronics Letters*, Vol. 22, No. 22, 23 October 1986, pp. 1174-1176.
- [115] R. Aksas, "Analyse d'antennes microrubans de forme quelconque par une approche basée sur la technique des lignes de transmission". Application aux géométries circulaires. Thèse de doctorat d'Etat 1995, Ecole Nationale Polytechnique.
- [116] Gupta K. C., Ramesh Garg and Rakesh Chadha, "Computer Aided Design of Microwave Circuits", Artech House, INC, 1981.
- [117] Yi Huang, Kevin Boyle, "ANTENNAS FROM THEORY TO PRACTICE", 2008 John Wiley & Sons Ltd.
- [118] Christophe Alexandre HOARAU, "Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement", THESE Pour obtenir le grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JOSEPH FOURIER, Soutenue le 13 Octobre 2008.
- [119] Dusant Nestic and Aleksandar Nestic, "BANDSTOP MICROSTRIP PBG FILTER WITH SINUSOIDAL VARIATION OF THE CHARACTERISTIC IMPEDANCE AND WITHOUT ETCHING IN THE GROUND PLANE" , *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*/Vol. 29, No 6, June 20 2001.
- [120] S. Senouci, "Contribution à l'étude d'optimisation d'antennes plaques microrubans", mémoire de Magister, Option Télécommunications, Département d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1999.
- [121] Alireza Foroozesh and Loffollah Shafal, "Wave Propagation in 1D EBGs: Periodic Multilayer Films Consisting of Two Different Materials", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 50, No. 2, April 2008.
- [122] M. Bouzouad, A. Saib, R. Platteborze, I. Huynen, and R. Aksas, "DEFECT MODES IN MICROSTRIP LINES ON ELECTROMAGNETIC BANDGAP SUBSTRATES OF FINITE EXTENT", *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS* / Vol. 48, No. 1, January 2006, pp 144 - 150.

- [123] Aimad Saib and Isabelle Huynen, "Transmission lines on periodic bandgap metamaterials: from microwaves to optics applications", *Journal of optics. A, Pure and applied optics*, vol. 7, n° 2 (253 p.) (35 ref.), pp S124-S132, 2005.
- [124] M. Bouzouad, "Analyse et Conception d'Antennes Microruban sur des Substrats à Bandes Interdites Electromagnetiques". Thèse de doctorat d'Etat 2007, Ecole Nationale Polytechnique.
- [125] D. Thiel and S. Smith, 'Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications', Ed. Aarthech House., 1ère Ed. 2002.
- [126] CONSTANTINE A. BALANIS, 'ANTENNA THEORY: Analysis and Design', 2nd Ed. 1997, by John Wiley & Sons, Inc.
- [127] Waterhouse, R. B., "Broadband stacked shorted patch" *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 2, 98-100, Jan. 1999.
- [128] Pozar, D. M., "Microstrip antennas", *IEEE Proc.*, Vol. 80, 79-91, Jan. 1992.
- [129] James, J. R., P. S. Hall, and C. Wood, *Microstrip Antenna Theory and Design*, Peter Peregrinus, London, 1981.
- [130] James, J. R. and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus, London, 1989.
- [131] Fujimoto, K. and J. R. James (eds.), *Mobile Antenna Systems Handbook*, Artech House, Norwood, MA, 1989.
- [132] Rowley, J. T. and R. B. Waterhouse, "Performance of shorted microstrip patch antennas for mobile communications handsets at 1800 MHz," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 47, No. 5, 815-822, May 1999.
- [133] Slobodzian, P. and R. Borowiec, "Microstrip antenna for cellular and wireless communication systems," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, Vol. 34, No. 5, 380-384, Sept. 5, 2002.
- [131] Delaveau, C., P. Leveque, and B. Jecko, "New kind of microstrip antenna: the monopolar wire-patch antenna," *Electron. Lett.*, Vol. 30, 1-2, Jan. 1994.
- [132] Waterhouse, R. B., "Small microstrip patch antennas", *Electron. Lett.*, Vol. 31, 604-605, Apr. 1995.
- [133] Waterhouse, R. B., S. B. Targoniski, and D. M. Kokotoff, "Design and performance of small printed antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 46, No. 11, 1629-1633, Nov. 1998.
- [134] Waterhouse, R. B. and D. M. Kokotoff, "Novel technique to improve manufacturing ease of shorted patches," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, 37-40, Jan. 1998.
- [135] Kan, H. K. and Waterhouse, R. B., "Size reduction technique for shorted patches," *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 12, 948-949, Jan. 1999.
- [136] JANSEN R. H., KIRSCHNING M. "Arguments and an Accurate Model for the Power-Current Formulation of Microstrip Characteristic Impedance", *AEU*, Band 37, 1983, Heft ¾, pp.108-112.
- [137] BERBAR T. B., ZERGUERRAS A. "Sur un modèle précis de la permittivité effective statique de la ligne microruban suspendue uniforme applicable à la technique des

-
- L.E.C.F" ; Annales des Télécommunications, Mars/Avril 2006, Tome 61, N°03/04, pp. 468-477.
- [138] CHEW W. C. , KONG J. A. "Effect of Fringing Fields on the Capacitance of Circular Microstrip Disk", IEEE Transactions on MTT vol. MTT-28, n°2, February 1980, pp. 98-104.
- [139] Ramesh Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", Artech House, INC, 2001.
- [140] Hammerstad E, Jensen O, "Accurate models for computer-aided design", IEEE MTT Int. Microwave Symp. Digest, pp 407 – 409, June 1980.
- [141] Wheeler H. A, "Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol. MTT-25, N° 8, p 631, Aug. 1977.
- [142] Kirchning M., Jensen R. H, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies", Electron. Lett. Vol. 18, N° 6, pp 272-273, March 1982.
- [143] Van de Capelle A, "Microstrip antennas and arrays", Int. Research Report of the K. U., pp 11-12, oct. 1988.
- [144] DUBOST G., ZERGUERRAS A., "Transmission Line Model Analysis of Arbitrary Shape symmetrical patch Antenna coupled with a director", Electronics Letters Vol. 26, No. 13, 21st June 1990, pp. 952-954.

ANNEXE A [116]

Calcul des capacitances C_1 et C_{12} du circuit équivalent (Figure IV.1)

C_1 et C_{12} sont exprimées en fonction de C_{even} et C_{odd} comme suit :

$$C_1 = \frac{1}{2} C_{\text{even}} \quad (1-A)$$

$$C_{12} = \frac{1}{2} (C_{\text{odd}} - \frac{1}{2} C_{\text{even}}) \quad (2-A)$$

où C_{even} et C_{odd} sont les paramètres du circuit équivalent du jeu lorsqu'il est excité symétriquement et anti-symétriquement, respectivement. Les expressions les plus approchées de C_{even} (C_e) et C_{odd} (C_o) pour $\epsilon_r = 9.6$ and $0.5 \leq W/h \leq 2$ sont données ci-dessous:

$$C_o/W[\text{pF/m}] = (s/W)^{m_o} \exp(K_o) \quad (3-A)$$

$$C_e/W[\text{pF/m}] = (s/W)^{m_e} \exp(K_e) \quad (4-A)$$

où

$$\left. \begin{aligned} & \left\{ \begin{aligned} m_o &= \frac{W}{h} (0.267 \log(w/h) - 0.3853) \\ K_o &= 4.26 - 0.631 \log(W/h) \end{aligned} \right. \text{ pour } (0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 1.0) \\ & m_e = 0.8675; \quad K_e = 2.043 (W/h)^{0.12} \text{ pour } (0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 0.3) \\ & \left\{ \begin{aligned} m_e &= \frac{1.565}{(W/h)^{0.16}} - 1 \\ K_e &= 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \end{aligned} \right. \text{ pour } (0.3 \leq \frac{s}{W} \leq 1.0) \end{aligned} \right\} \quad (5-A)$$

h et $\epsilon_r = \epsilon_{\text{eq}}$ sont donnés par l'équation (IV.1bis). Les valeurs de C_e et C_o pour d'autres valeurs de ϵ_r dans l'intervalle $2.5 \leq \epsilon_r \leq 15$ peuvent être calculées en utilisant les relations:

$$C_e(\epsilon_r) = C_e(9.6) (\epsilon_r/9.6)^{0.9} \quad (6-A)$$

$$C_o(\epsilon_r) = C_o(9.6) (\epsilon_r/9.6)^{0.8} \quad (7-A)$$

Ces expressions donnent des résultats avec une erreur inférieure à 7 %, pour la série de paramètres mentionnés supra.

ANNEXE B

Expression des paramètres de transmission (impédance caractéristique, permittivité relative effective et coefficient de propagation) d'une ligne microruban

Expression des paramètres de transmission (impédance caractéristique, permittivité relative effective et coefficient de propagation) d'une ligne microruban définie par ses dimensions et ses paramètres électriques et diélectriques :

- ϵ_r , h sont, respectivement, la permittivité relative et l'épaisseur du substrat diélectrique dont les pertes sont caractérisées par $\text{tg}\delta$;
- w et t sont, respectivement, la largeur et l'épaisseur du conducteur supérieur caractérisé par conductivité finie σ_s et la rugosité de sa surface Δ_s ;
- le plan de masse est caractérisé par sa conductivité σ_g et la rugosité de sa surface Δ_g .

1. Approximation statique :

Cette approximation suppose un mode TEM pur et fournit des valeurs de permittivité effective et d'impédance caractéristique indépendantes de la fréquence. La modélisation de Hammerstad et Jensen [140] fournit deux expressions décrivant l'impédance caractéristique et la permittivité diélectrique effective de la ligne de transmission dans un milieu homogène sous la forme :

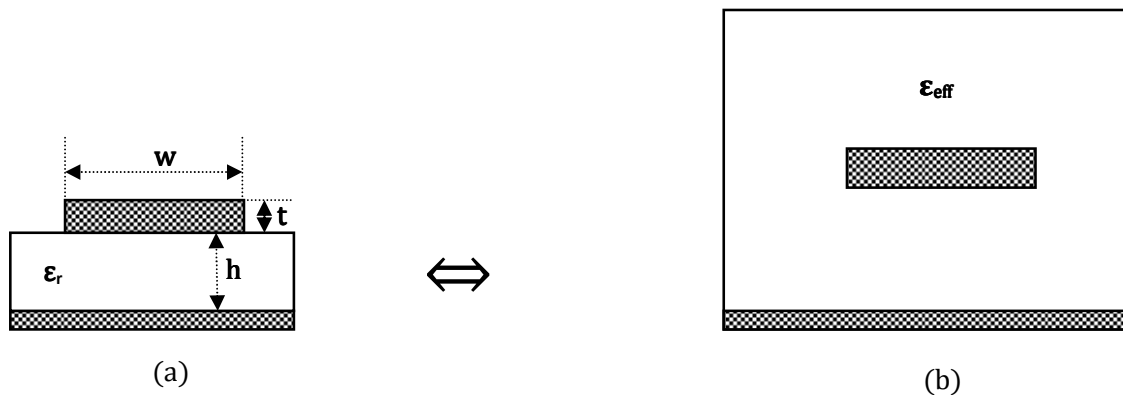


Figure B-1: Modèle de calcul des paramètres de transmission d'une ligne microruban, (a) Ligne microruban, (b) milieu homogène équivalent.

$$Z_{01}(u) = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln \left[\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (\text{B} - 1)$$

La précision obtenue à l'aide de l'équation (B-1) est à mieux que 0.01 % pour $u \leq 1$ et 0.03 % pour $u \leq 1000$.

$$\epsilon_e(u, \epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-a(u)b(\epsilon_r)} \quad (\text{B} - 2)$$

avec $a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left\{ \frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right\} + \frac{1}{18.7} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right\}$

$$b(\epsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

La précision fournie par l'équation (B-2) est à mieux que 0.2 % pour $1 \leq \epsilon_r \leq 128$ et $0.01 \leq u \leq 100$.

Pour tenir compte de l'épaisseur non nulle du conducteur supérieur, Hammerstad et Jensen [140] ont utilisé une méthode décrite par Wheeler [141] à laquelle ils ont apporté des modifications pour améliorer la précision, particulièrement pour les lignes microruban de largeur étroite et des substrats de faible permittivité diélectrique relative.

$$\Delta u_1 = \frac{t'}{\pi} \ln \left(1 + \frac{4 \exp(1)}{t' \coth^2 \sqrt{6.517u}} \right) \text{ avec } t' = t/h \quad (\text{B} - 3)$$

$$\Delta u_r = \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{1}{\cosh \sqrt{\epsilon_r - 1}} \right) \Delta u_1 \quad (\text{B} - 4)$$

En définissant les largeurs équivalentes normalisées (par rapport à l'épaisseur h) par :

$$u_1 = u + \Delta u_1$$

$$u_r = u + \Delta u_r$$

les équations de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective, tenant compte de l'épaisseur non nulle t du conducteur supérieur deviennent :

$$Z_c(0) = \frac{Z_{01}(u_r)}{\sqrt{\epsilon_e(u_r, \epsilon_r)}} \quad (\text{B} - 5)$$

$$\epsilon_{\text{eff}}(0) = \epsilon_e(u_r, \epsilon_r) \left(\frac{Z_{01}(u_1)}{Z_{01}(u_r)} \right)^2 \quad (\text{B} - 6)$$

2. Approximation dynamique :

a) Permittivité diélectrique :

Parmi les nombreuses formules approchées de la permittivité effective, tenant compte de la dispersion, répertoriées par Atwater, celle de Kirchning et Jensen [142] offrant la meilleure précision s'écrit :

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}(0)}{1 + p(f)} \quad (\text{B} - 7)$$

avec $p(f) = p_1 p_2 [(0.1844 + p_3 p_4) f_n]^{1.5763}$

$$p_1 = 0.27488 + \left(0.6315 + \frac{0.525}{(1+0.0157f_n^{20})} \right) u_r - 0.065683 \exp(-8.751u_r)$$

$$p_2 = 0.33622 [1 - \exp(-0.003442\epsilon_r)]$$

$$p_3 = 0.0363 \exp(-4.6u_r) [1 - \exp[-(f_n/38.7)^{4.97}]]$$

$$p_4 = 1 + 2.751(1 - \exp[-(\epsilon_r/15.916)^8])$$

$f_n = f \cdot h$, f en GHz et h en mm.

Pour $0.1 \leq u \leq 100$; $1 \leq \epsilon_r \leq 20$ et $0 \leq h/\lambda_0 \leq 0.13$, la précision des résultats obtenus à partir de l'expression (B-7), comparés à ceux de l'analyse des modes hybrides est à mieux que 0.6 % jusqu'à 60 GHz.

b) Impédance caractéristique :

Comme pour la permittivité effective, de nombreux modèles tenant compte de l'effet de dispersion, donnent une formulation de l'impédance caractéristique d'une ligne microruban. Parmi tous ces modèles celui de Jensen et Kirchning, basé sur une série d'expressions fermées aisément programmables, offre la meilleure précision.

$$Z_c(f) = Z_c(0) \left(\frac{R_{13}}{R_{14}} \right)^{R_{17}} \quad (\text{B} - 8)$$

avec $R_1 = 0.03891 \varepsilon_r^{1.4}$ $R_2 = 0.267 u_r^7$ $R_3 = 4.766 \exp(-3.228 u_r^{0.641})$
 $R_4 = 0.016 + (0.0514 \varepsilon_r)^{4.524}$ $R_5 = (f_n / 28.843)^{12}$ $R_6 = 22.20 u_r^{1.92}$
 $R_7 = 1.206 - 0.3144 \exp(-R_1) [1 - \exp(-R_2)]$
 $R_8 = 1 + 1.275 (1 - \exp[-0.004625 R_3 \varepsilon_r^{1.674} (f_n / 18.365)^{2.745}])$
 $R_9 = 5.086 R_4 \frac{R_5}{0.3838 + 0.386 R_4} \frac{\exp(-R_6)}{1 + 1.2992 R_5} \frac{(\varepsilon_r - 1)^6}{1 + 10(\varepsilon_r - 1)^6}$
 $R_{10} = 0.00044 \varepsilon_r^{2.136} + 0.0184$ $R_{11} = \frac{(f_n / 19.47)^6}{1 + 0.0962 (f_n / 19.47)^6}$
 $R_{12} = \frac{1}{1 + 0.00245 u_r^2}$ $R_{13} = 0.9408 \varepsilon_{\text{eff}}(f_n)^{R_8}$
 $R_{14} = (0.9408 - R_9) \varepsilon_{\text{eff}}(0)^{R_8} - 0.9603$ $R_{15} = 0.707 R_{10} (f_n / 12.3)^{1.097}$
 $R_{16} = 1 + 0.0503 \varepsilon_r^2 R_{11} [1 - \exp[-(u_r / 15)^6]]$
 $R_{17} = R_7 \left[1 - 1.1241 \frac{R_{14}}{R_{16}} \exp(-0.026 f_n^{1.15656} - R_{15}) \right]$

$Z_c(0)$, $\varepsilon_{\text{eff}}(0)$ et $\varepsilon_{\text{eff}}(f_n)$ étant respectivement définies par les relations (B-5) à (B-7).

c) Coefficient de propagation :

Le coefficient de propagation d'une ligne microruban avec pertes s'écrit

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (\text{B} - 9)$$

Le terme d'atténuation α , tenant compte des diverses pertes (ohmiques, diélectriques et par rayonnement), et le terme de phase β s'écrivent respectivement

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r \quad (\text{B} - 10)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}(f)}, \quad k_0 : \text{nombre d'onde dans l'espace libre} \quad (\text{B} - 11)$$

c-1) Pertes dans les conducteurs :

Les pertes ohmiques dans les conducteurs sont essentiellement dues à la conductivité finie de ces conducteurs. Cependant, l'épaisseur non nulle du conducteur supérieur et la rugosité de la surface des dépôts métalliques peuvent accroître sensiblement ces pertes. Divers modèles donnent une formulation décrivant les pertes ohmiques à l'aide d'expressions fermées. Le modèle le plus précis, dû à Pues (1983) et cité par Van de Capelle [143], donne une valeur des pertes dans les conducteurs sous d'expressions aisément programmables :

$$\alpha_c = \alpha_s + \alpha_g \quad (\text{B} - 12)$$

avec $\alpha_s = \alpha_n R_s F_{\Delta s} F_s = \alpha_n F_s R'_s$ $\alpha_g = \alpha_n R_g F_{\Delta g} F_g = \alpha_n F_g R'_g$

$$R_i = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma_i} = \frac{1}{\sigma_i \delta}, \quad i = s, g \quad F_s = 1 + \frac{2}{u_r} \left(1 - \frac{1}{\pi} + \frac{\Delta u_r}{(t/h)} \right)$$

$$F_{\Delta i} = 1 + \frac{2}{\pi} \text{Arctg} \left\{ 1.4 \left(\frac{\Delta_i}{\delta} \right)^2 \right\}, \quad i = s, g \quad R'_i = R_i F_{\Delta i}, \quad i = s, g$$

$$\alpha_n (\text{Nep./unité de long.}) = \begin{cases} \frac{1}{4\pi h Z_c(0)} \frac{32 - u_r^2}{32 + u_r^2}, & \text{si } u_r < 1 \\ \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}(0)}}{2\eta_0 w_{\text{eff}}(0)} \left\{ u_r + \frac{0.667 u_r}{u_r + 1.444} \right\}, & \text{si } u_r \geq 1 \end{cases}$$

$$w_{\text{eff}}(0) = \frac{\eta_0 h}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}(0)} Z_c(0)}$$

c-2) Pertes diélectriques :

Elles sont dues à l'énergie dissipée dans le diélectrique, qui est proportionnelle au facteur de pertes $\text{tg}\delta$. L'expression la plus précise du facteur α_d , tenant compte de la dispersion, s'écrit [143]:

$$\alpha_d (\text{Nep./unité de long.}) = \frac{\pi \cdot 10^{-3}}{\lambda_0} \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}(f)}} \frac{\varepsilon_{\text{eff}}(f) - 1}{\varepsilon_r - 1} \text{tg}\delta$$

$$\alpha_d (\text{dB/unité de long.}) = \frac{27.3}{\lambda_0} \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}(f)}} \frac{\varepsilon_{\text{eff}}(f) - 1}{\varepsilon_r - 1} \text{tg}\delta \quad (\text{B} - 13)$$

$$\alpha_d (\text{Nep./m}) = 0.115 \alpha_d (\text{dB/m})$$

c-3) Pertes par rayonnement :

En transmission, une ligne microruban ne doit pas avoir de pertes excessives par rayonnement et par ondes de surface. Par contre, pour une APM on favorise le rayonnement. L'expression du facteur de pertes par rayonnement α_r , donnée par Dubost [144] s'écrit :

$$\alpha_r (\text{Nep./unité de long.}) = \frac{k_0^3 w_e^2(f)}{10} \quad (\text{B} - 14)$$

$$\text{où } w_e(f) = w + \frac{w_e(0) - w}{1 + \frac{f}{f_g}} \quad \text{et } k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

ou par une autre méthode :

$$Z_c(f) = Z_{\text{om}}(f) = \frac{\eta_0}{u_e(f) \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}(f)}} \quad \text{où } u_e(f) = u + \frac{u_e(0) - u}{1 + \frac{f}{f_g}} = \frac{w_e(f)}{h}, \quad f_g = \frac{c}{2w\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad u = \frac{w}{h}$$

$Z_c(f)$ est donnée par (B - 1), (B - 5) et (B - 8). $\varepsilon_{\text{eff}}(f)$ est donnée par (B - 2), (B - 6) et (B - 7).

$$u_e(0) = F_n^{-1}(0) \quad \text{avec } F_n^{-1}(0) = \begin{cases} \left[\frac{1}{2\pi} \log \left(\frac{8}{u} + 0.25u \right) \right]^{-1} & \text{si } u \leq 1 \\ u + 1.393 + 0.667 \log(u + 1.444) & \text{si } u \geq 1 \end{cases}$$

$$\alpha_r (\text{Nep./unité de long.}) = \frac{4\pi^3}{5} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{\lambda_0} \quad \text{avec } w = w_e(f)$$

$$\text{La conductance d'entrée d'une APM s'écrit : } (G_r)_r (\Omega^{-1}) = \frac{\alpha_r \lambda_0}{\eta_0 2} = \frac{2\pi^3}{5\eta_0} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2$$