

République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electronique

Mémoire de Magister

Option communication et micro-ondes (télécommunication)

THEME :

Modélisation d'antennes à base de structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE)

Présenté par :

M^{lle} OUHOCINE Djamila

Jury

Monsieur Ahmed ZERGUERRAS	Professeur	ENP	Président
Monsieur Rabia AKSAS	Professeur	ENP	Rapporteur
Monsieur Mohamed TRABELSI	Maître de conférence	ENP	Examineur
Monsieur Hichem BOUSBIA SALAH	Maître de conférence	ENP	Examineur
Monsieur Arab AZRAR	Docteur	UMMB	Examineur

Année Universitaire 2007-2008

ملخص

إن المواد ذات الأشربة الكهرومغناطيسية الممنوعة هي هياكل دورية عازلة، معدنية أو مركبة، لها خاصية منع انتشار الأمواج الكهرومغناطيسية داخلها من أجل بعض مجالات التواتر التي تسمى " الأشربة الكهرومغناطيسية الممنوعة ". اقترحنا في هذه المذكرة استعمال ألواح الدارة ذات الأشربة الكهرومغناطيسية الممنوعة لمنع انتشار الموجات السطحية التي تعتبر السبب الرئيسي في انخفاض الريح و المردود الطاقوي لدى الهوائيات الشريطية المطبوعة. للتحقق من إمكانيات هذا النوع من لوحة الدارة المطبوعة، قمنا بدراسة، قارنا فيها الهوائيات التي تم اقتراحها بالهوائيات الكهربائية المطبوعة العادية. لأجل ذلك استخدمنا منهج الموجات المستوية وبرنامج HFSS الذي يعتمد على منهج العناصر المحدودة و بينا أهمية العوازل الكهربائية ذات الأشربة الكهرومغناطيسية الممنوعة لدى الهوائيات الشريطية المطبوعة ذات لوحة الدارة السميكة على وجه الخصوص.

كلمات مفتاحية : العوازل الكهربائية ذات الأنطقة الكهرومغناطيسية الممنوعة، الهوائيات الشريطية المطبوعة، الموجات السطحية، منهج الموجات المستوية، HFSS، أسطح ذات ممانعة مرتفعة

Résumé

Les matériaux à Bandes Interdites Electromagnétiques (BIE) sont des structures périodiques diélectriques, métalliques ou composites dans lesquelles la propagation des ondes, pour certaines bandes de fréquences et certains angles d'incidence de l'onde excitatrice, est interdite. Dans le présent mémoire, des substrats à bandes interdites électromagnétiques ont été proposés pour minimiser les effets de l'onde de surface responsables de la diminution du gain et du rendement des Antennes Plaques Microruban (APM). Afin de vérifier les performances de ce type de substrat nous avons effectué une étude comparative avec des APM utilisant des substrats classiques. Pour ce faire, nous avons utilisé la méthode des ondes planes et le logiciel HFSS basé sur la méthode des éléments finis et montré le vif intérêt que présente les BIE particulièrement dans le cas des APM à substrat épais.

Mots-clé: Matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE), antenne APM, ondes de surface, méthode des ondes planes, HFSS, Surfaces à Haute Impédance (SHI).

Abstract

Electromagnetic Band Gaps materials are a class of periodic dielectric, metallic, or composite structures that exhibit a forbidden band of frequencies (or bandgap) when an electromagnetic signal is introduced. In this report, two types of Electromagnetic-bandgap (EBG) substrate for patch antennas are proposed to minimize the surface-wave effects, which decrease the gain and the radiation efficiency of Microstrip Patch Antenna (MPA). To verify the performance of this type of substrate, a comparative study is performed with an MPA using classical substrates. The Plane Wave Method and the software HFSS based on Finite Element Method are used and the advantage that present the EBG materials particularly in case of MPA antenna in thick substrate is presented.

Keywords: Electromagnetic Bandgap materials (EBG), MPA antenna, Surface waves, planes waves method, HFSS, High-Impedance Surface (HIS).

*A ma mère, mon père, mes frères, mes sœurs, mes belles sœurs,
mes nièces, à tous mes ami(e)s et à la mémoire de mes grands
parents et ma tante.*

Remerciements

Ce travail de mémoire a été effectué à l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) au sein du laboratoire des dispositifs de communication et de conversion photovoltaïque. A ce titre, je voudrais remercier le professeur Rabia AKSAS pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire et d'avoir dirigé mes travaux. Je tiens à le remercier aussi pour sa compétence, sa disponibilité, sa compréhension en toute circonstance et son enthousiasme pour le sujet nouveau que constituent les antennes à base de structures à bandes interdites électromagnétiques. J'espère avoir été à la hauteur de la tâche qu'il m'a confié.

Je remercie également Monsieur ZERGUERRAS, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, d'avoir accepté de présider le jury de mon mémoire et Monsieur Mohamed TRABELSI, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, Monsieur Hichem BOUSBIA SALAH, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, et Monsieur Arab AZRAR, chargé de cours à l'Université de Boumerdes, qui m'ont fait l'honneur d'être membres de ce jury.

Je remercie Monsieur M. THEVENOT, chercheur au CNRS (France) et Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges (France) et Monsieur Mouloud BOUZOUAD de l'Université de Laghouat pour leur aide précieuse durant cette étude.

Mes remerciements s'adressent aussi à tout le personnel du département d'électronique en particulier la secrétaire Zahia et tous les enseignants ayant assuré mes cours de première année PG pour leurs compétences, leur disponibilité et leur gentillesse. Un grand merci à tous mes collègues de l'INPTIC pour leur soutien amical.

Enfin j'adresse un remerciement tout particulier à ma famille, notamment à mon père, à ma mère pour ses soutiens, ses encouragements constants au cours de ces trois années, qui ont toujours cru en moi et pour m'avoir aidé à surmonter des moments difficiles. A mes frères, à mes sœurs, mes belles soeurs, à mes ami(e)s et à tous ceux qui auraient été très fiers du chemin parcouru.

Liste des symboles utilisés

δ	Épaisseur de peau [m].
α	Constante d'atténuation en espace libre.
σ	Conductivité du métal [A/V·m].
μ	Perméabilité magnétique du milieu considéré.
μ_r	Perméabilité relative.
μ_0	Perméabilité magnétique du vide [V·s/A·m].
c	Célérité de la lumière dans le vide [m/s].
ε	Permittivité électrique du milieu considéré.
ε_0	Permittivité électrique du vide [A·s/V·m].
ε_r	Permittivité électrique relative
$\eta(\vec{r})$	Inverse de la permittivité relative.
ε_{r1} et ε_{r2}	Permittivités relatives des plaques diélectriques constituant le miroir de Bragg.
ε_{ri}	Permittivité relative des inclusions diélectriques.
ε_{rs}	Permittivité relative du support diélectrique.
ε_{req}	Permittivité équivalente d'un substrat BIE diélectrique.
ε_{eff}	Permittivité électrique effective.
λ_0	Longueur d'onde dans le vide [m].
λ_g	Longueur d'onde dans un substrat diélectrique [m].
\vec{k}	Vecteur d'onde.
k	Nombre d'ondes [rad/m].
k_0	Nombre d'ondes dans le vide [rad/s].
$\omega_n(\vec{k})$	Valeurs propres de l'équation de dispersion du matériau BIE.
ω	Pulsation de l'onde [rad/s].
f_0	La fréquence centrale de la bande interdite [Hz].
Δf	La largeur de la bande interdite [Hz].
f_p	Fréquence plasmon d'une structure BIE métallique [Hz].
f_n	Fréquence normalisée utilisée dans le diagramme de bande des BIE.
f_{mn}	Fréquence de résonance d'une APM [Hz].
f_{o1}	Fréquence de résonance du mode fondamental d'une APM [Hz].
f_{cn}	Fréquence de coupure des modes substrat [Hz].
\vec{r}	Vecteur position du réseau direct.
\vec{R}	Vecteur de translation du réseau direct.
\vec{a}_1 et \vec{a}_2	vecteurs de bases du réseau direct.
\vec{b}_1 et \vec{b}_2	vecteurs de base du réseau réciproque.
\vec{G}, \vec{G}' et \vec{G}''	Vecteur de translation du réseau réciproque.
$\hat{e}_{\vec{1G}}$ et $\hat{e}_{\vec{2G}}$	Vecteurs unitaires suivant lesquels on décompose les composantes de Fourier $\vec{H}(\vec{G})$.

$\vec{D}(\vec{r}, t)$	Induction électrique [A.s/m ²].
$\vec{B}(\vec{r}, t)$	Induction magnétique [V.s/m ² ou Tesla].
\vec{J}	Densités de courant électrique [A /m ²].
ρ	Densité de charge électrique [A.s/m ³].
$\vec{E}(\vec{r})$	Champ électrique [V/m].
$\vec{H}(\vec{r})$	Champ magnétique [A/m].
$\vec{E}_k(\vec{r})$ et $\vec{H}_k(\vec{r})$	Fonction de Bloch périodique des champs électrique et magnétique.
$\vec{E}(\vec{G})$ et $\vec{H}(\vec{G})$	Coefficients de Fourier de $\vec{E}_k(\vec{r})$ et $\vec{H}_k(\vec{r})$.
$\eta(\vec{G}')$	Coefficients de Fourier de l'inverse de la permittivité relative $\eta(\vec{r})$.
N	Nombre d'ondes planes.
P	Nombre de périodes d'un miroir de Bragg.
M	Matrice de passage décrivant l'évolution du champ à travers une cellule élémentaire du miroir de Bragg.
[S]	Matrice de diffusion.
(TM _n)	Modes transverses magnétiques d'ordre n.
(TE _n)	Modes transverses électriques d'ordre n.
TM ₀	Mode transverse magnétique d'ordre 0 se propageant dans le substrat des APM.
TM _{mnp}	Modes transverses magnétiques d'une APM.
a	Période du matériau à BIE [m].
a ₀	Cotés des pavés métalliques carré d'une SHI [m].
b	Largeur d'une cellule de référence d'une SHI [m].
g	L'écart entre -pavés[m].
Γ, X et M	Point de haute symétrie de la première zone de brouillon d'un réseau carré.
h	Épaisseur du substrat d'antenne plaque microruban [m].
l	Longueur de la plaque métallique d'une APM rectangulaire [m].
W	Largeur de la plaque métallique d'une APM rectangulaire [m].
l _{eff} et W _{eff}	longueur et largeur équivalente à l'extension de champs aux bords de la plaque métalliques d'une APM [m].
Δl et ΔW	Extension en largeur et en longueur de la plaque métallique d'une APM [m].
(x _p , y _p)	Coordonnées du point d'excitation de l'antenne plaque microruban.
r _s	Rayon de la sphère qui contient l'antenne APM [m].
Q	Facteur de qualité réalisable pour une antenne donnée.
G _f	Conductance d'une seule fente [S].
G _m	Conductance mutuelle due aux couplages entre les deux fentes [S].
Z _{in}	Impédance d'entrée d'une APM [Ω].
Z _c	Impédance caractéristique d'une ligne microruban [Ω].
η ₀	Impédance d'onde du vide [Ω].
Z _s	Impédance de surface d'une SHI [Ω].
L	Inductance représentant le via métallique de la SHI [H/par unité de surface].
C	Capacité équivalente du gap d'une SHI [F/par unité de surface].

S_{11}	Coefficient de réflexion [dB].
θ	Angle d'élévation [°].
ϕ	Phase du coefficient de réflexion [°].

Liste des abréviations

APM	Antenne Plaque Microruban
BIE	Bande Interdite Electromagnétique
BIP	Bande Interdite Photonique
CCM	Courts-Circuits de type Magnétique
CMA	Conducteurs Magnétiques Artificiels
EBG	Electromagnetic Band Gap
FDTD	Finite Difference Time-Domain
FEM	Finite Element Method
HFSS	High Frequency Structure Simulator
MLT	Modèle de la Ligne de Transmission
MPA	Microstrip Patch Antenna
MOM	Méthode des Moments
PWM	Plane Wave Method
SER	Surface Equivalente Radar
SHI	Surface à Haute Impédance
SIH	High Impedance Surface
SSF	Surfaces Sélectives en Fréquence
TE	Transverse Electrique
TLM	Transmission Line Matrix (matrice des lignes de transmission)
TM	Transverse Magnétique
TEM	Transverse électromagnétique
TOS	Taux d'Onde Stationnaire
WIFI	Wireless Fidelity

Liste des figures

• Fig. 1.1. Schéma de principe du miroir de Bragg [1]	3
• Fig. 1.2. Schéma de principe de la fabrication de la Yablonovite et résultat de la mesure en espace libre du prototype [2]	4
• Fig.1.3. Réponse électromagnétique fréquentielle en transmission de la structure de Bragg [4]	5
• Fig. 1.4. Réponse en fréquence type d'une structure périodique diélectrique	6
• Fig. 1.5. Structures diélectriques périodiques bidimensionnelles	6
(a) déconnectée	
(b) connectée	
• Fig. 1.6. Principales mailles utilisées pour les réseaux périodiques 2D	7
• Fig. 1.7. Paramètres descriptifs d'une bande interdite en fréquence	7
• Fig. 1.8. Coefficient de transmission en espace libre en polarisation TM d'un réseau carré de 14x7 tiges de cuivre (Simulation et Mesures)[2]	8
• Fig. 1.9. Surface à haute impédance réalisée à partir d'un réseau carré de pavés reliés à la masse par des vias métalliques [5]	9
• Fig. 1.10. Exemple de structure "tas de bois" réalisée dans le domaine de l'optique par Sandia National Laboratories [2]	9
• Fig. 1.11. Coefficient de transmission d'une structure BIE à défaut	10
• Fig. 1.12. Schéma de guide à BIE imprimé [1].....	15
• Fig. 1.13. Trous périodiques de part et d'autre d'une ligne microruban [1].	15
• Fig. 1.14. Coupleur 4 ports délimité dans un réseau périodique bidimensionnel[2] ...	16
• Fig. 1.15. (a) Antenne microruban entourée des motifs périodiques	
(b) Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour le patch avec et sans les motifs périodiques [2]	16
• Fig. 1.16. a) Coupe transversale d'un réflecteur parabolique diélectrique [14]	
b) Courbe de gain mesuré d'un réflecteur BIE et d'un réflecteur métallique de même dimension.....	17
• Fig. 1.17. Schéma de principe de l'antenne BIE à défaut 1D[2]	17
• Fig. 2.1. Antenne microruban de forme arbitraire	19
• Fig. 2.2. Différentes formes d'antennes microruban [28]	20
• Fig. 2.3. Techniques d'alimentation d'une antenne microruban [28]	20
• Fig. 2.4. Critère de convergence en fonction du nombre de passes d'optimisation du maillage lors de simulation d'une antenne microruban.....	23
• Fig. 2.5. Évolution du maillage en fonction du nombre de passes d'optimisation du maillage lors de simulation d'une antenne microruban	23
• Fig. 2.6. Ondes de surface dans une antenne microruban	24
• Fig.2.7. Modèle de la cavité à fuite [50]	26

• Fig.2.8. Lignes de champ électrique dans une structure microruban [28]	26
• Fig.2.9. Schéma équivalent d'une APM(modèle ligne de transmission)	28
• Fig.2.10. Adaptation de l'impédance d'entrée d'une APM	29
• Fig.2.11. Structure de l'antenne microruban rectangulaire	30
• Fig. 2.11. Evolution en fonction de la fréquence du coefficient de réflexion des structures étudiées	31
• Fig. 2.9. Variation du TOS en fonction de la fréquence	31
• Fig.2.13. Gain d' APM rectangulaires placées sur substrat d'épaisseurs 4mm et 8mm	32
• Fig. 2.14. Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H obtenus par simulations sur HFSS	32
• Fig. 3.1. Structure périodique 2D et vecteurs de base des réseaux direct et réciproque	36
• Fig. 3.2. Maille élémentaire du réseau direct	36
• Fig. 3.3. Maille élémentaire de Wigner-Seitz du réseau direct	37
• Fig. 3.4. Construction de la première zone de Brillouin définie dans le réseau réciproque	37
• Fig. 3.5. Trièdre direct pour la représentation des vecteurs $\vec{H}(\vec{G})$	40
• Fig. 3.6. Polarisation possibles dans une structure BIE 2D : <i>TM</i> et <i>TE</i>	42
• Fig.3.7.Trièdre pour la représentation des vecteurs $\vec{H}(\vec{G})$ d'une structure de BIE 2D	42
• Fig. 3.8. Représentation du réseau direct, du réseau réciproque et de la première zone de Brillouin d'un réseau carré.....	45
• Fig.3.9. BIE 2D composée de tiges diélectriques de section carrée insérées en réseau carré dans une matrice d' air	46
• Fig. 3.10. Diagramme de bande d'un matériau BIE carré de tiges diélectriques de section carrée dans l'air ($\epsilon_{pi} = 9,8$ et $\epsilon_{rs} = 1$)	46
• Fig. 3.11. Diagramme de bande d'un matériau BIE carré de tiges ($\epsilon_{pi} = 1$ et $\epsilon_{rs} = 9,8$)	47
• Fig. 3.12. Évolution de la constante diélectrique des inclusions en fonction de la bande passante ($\epsilon_{rs} = 10$).....	47
• Fig.3.13. Substrat BIE utilisé comme substrat d'antennes APM	48
• Fig. 3.14. Carte des bandes interdites d'un réseau carré de trous d'air sur Arlon	48
a. polarisation <i>TE</i>	
b. polarisation <i>TM</i>	
• Fig. 3.15. Influence du rapport R_c/a sur la fréquence centrale et la largeur de la première bande interdite <i>TM</i> du BIE.....	49
• Fig. 3.16. Réseau carré de trous d'air dans le substrat d'antenne plaque pour un rapport R_c/a égal à 0.5	49
• Fig.3.17. Bandes interdites du réseau pour les deux polarisations	50
• Fig. 3.18. Antenne à substrat BIE 2D diélectrique simulé à l'aide du logiciel HFSS	51

• Fig. 3.19. Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	51
• Fig. 3.20. Influence des substrats BIE sur le Gain d'une antenne microruban	52
• Fig. 3.21. Influence du substrat BIE sur la directivité d'une antenne microruban dans le plan E et H	53
• Fig. 3. 22. Influence du substrat BIE sur la directivité d'une antenne microruban dans le plan E et H	53
• Fig. 4.1. Surface à haute impédance de Sievenpiper	56
• Fig. 4.2. Modèle électrique équivalent de la SHI [9]	57
• Fig. 4.3. Variation de la phase à la réflexion de la SHI de Sievenpiper en fonction de la fréquence	59
a) modèles analytiques	
b) mesures expérimentales correspondantes [5].	
• Fig. 4.4. Cellule élémentaire de la SHI représentée en figure 4.1.	60
• Fig. 4.5. Évolution de la phase de S_{11} avec la fréquence pour différents écarts entre pavés 'g' ($\epsilon_r = 10$, $\tan(\delta) = 0,0035$, $h = 8$ mm, $a = 4$ mm)	60
• Fig. 4.6. Évolution de la phase de S_{11} avec la fréquence pour différents espacements entre les pavés (résultats HFSS et modèle dynamique)	61
• Fig. 4.7. Variation de la fréquence de résonance de la SHI en fonction du rapport a/a_0	62
• Fig. 4.8. Variation de la fréquence de résonance de la SHI en fonction du rapport a/a_0 , g constant.	63
• Fig. 4.9. Variation de la fréquence de résonance de la SHI en fonction du rapport a/a_0 , a/g constant.	63
• Fig.4.10. évolution de la phase de S_{11} avec la fréquence en incidence normale. $\epsilon_r = 10$, $\tan(\delta) = 0,0035$, $h = 8$ mm, $a = 4$ mm, $g = 0.455$ mm.	64
• Fig.4.11. Module de l'impédance de surface à la réflexion en incidence normale de la SHI proposée (résultat HFSS).	65
• Fig. 4.12. Diagramme de bande de la SHI de Sievenpiper obtenu à l'aide du logiciel HFSS.	66
• Fig. 4.13. APM à substrat BIE métallodiélectrique simulée à l'aide du logiciel HFSS	66
• Fig. 4.14. Évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	67
• Fig. 4.15. Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du défaut créé dans la SHI entourant l'antenne	68
• Fig. 4.16. Diagramme de rayonnement en directivité dans le plan E et H à 2.4 GHz pour différentes dimensions du défaut créé dans la SHI entourant l'antenne (Résultats de simulations HFSS).....	68

Liste des tableaux

Tableau 2.1. Fréquences de coupures du mode TE_1 , pour $\epsilon_r = 10$	30
Tableau 2.2. Dimensions des antennes microruban obtenues par la MLT et HFSS.....	30
Tableau 3.1. Convergence de la méthode des ondes planes (modes TE)	44
Tableau 3.2. Convergence de la méthode des ondes planes (modes TM)	44
Tableau 3.3. Bandes interdites TM les plus intéressantes pour l'application WIFI	50

Table des matières

Introduction générale	1
1. État de l'Art des Matériaux à Bandes Interdites Électromagnétiques	3
1.1. Historique	3
1.2. Structure BIE à une, deux ou trois dimensions	5
1.2.1. Structures périodiques monodimensionnelles	5
1.2.2. Les structures périodiques bidimensionnelles	6
1.2.2.1. Structures périodiques diélectriques	6
1.2.2.2. Structures périodiques métalliques	7
1.2.2.2. Structures périodiques métallodiélectriques : surfaces à haute impédance	8
1.2.3. Structures périodiques tridimensionnelles	9
1.3. Matériau BIE à défaut	9
1.4. Outils d'analyse électromagnétique des matériaux BIE	10
1.4.1. Modélisation des structures périodiques diélectriques	10
1.4.1.1. Structure infinie	11
1.4.1.1.1. La méthode des ondes planes (PWM): Plane Wave Method	11
1.4.1.1.1. Défaut de périodicité: méthode de la supercellule	11
1.4.1.2. Structure de dimension finie	12
1.4.1.2.1. Structures BIE unidimensionnelles : Méthodes des matrices de transfert	12
1.4.1.2.1. La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD: Finite difference in time domain)	12
1.4.1.2.1. La méthode des éléments finis (Finite element method)	13
1.4.2. Autres méthodes	14
1.4.3.1. La méthode des réseaux de diffraction	14
1.4.3.2. La méthode des liaisons fortes	14
1.4.2. Modélisation des structures périodiques métalliques et métallodiélectriques	14
1.5. Applications et utilisation des structures BIE	15
1.5.1. Application des structures BIE dans le domaine des antennes	16

1.6. Conclusion	18
2. Antennes microruban sur substrat ordinaire en bande WIFI	19
2.1. L'antenne plaque microruban (APM).....	19
2.1.1. Les modes d'alimentation	20
2.1.2. Méthodes d'analyse	21
2.1.2.1. Le simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency Simulator Structures) et ses limites	21
2.2. Influence des ondes de surface	24
2.2.1. Les modes de substrat TE_n et TM_m - Ondes de surfaces	24
2.3. Les antennes microruban rectangulaires	25
2.3.1. Fréquence de résonance de l'antenne	26
2.3.2. Conception d'une APM rectangulaire résonante	27
2.3.2.1. Choix du substrat	27
2.3.2.2. Dimensionnement de l'élément rayonnant	28
2.3.2.3. Admittance d'entrée et alimentation de l'APM	28
2.4. Conception d'une APM fonctionnant en bande WIFI	29
2.5. Caractéristiques des antennes conçues	31
2.4. Conclusion	32
3. Conception et analyse d'antennes à substrat BIE diélectrique 2D	34
3.1. Milieu diélectrique périodique : méthode des ondes planes	34
3.1.1. Réseau direct et réciproque à deux dimensions	36
3.1.2. Diagramme de bande d'un matériau BIE diélectrique	38
3.1.2.1. Cas des matériaux BIE 2D	41
3.1.2.1.1. Polarisation TM	42
3.1.2.1.2. Polarisation TE	43
3.1.3. La carte des bandes interdites	43
3.1.4. Convergence de la méthode des ondes planes	43
3.2. Substrat BIE pour APM fonctionnant à 2,4 GHz	44
3.2.1. Choix du réseau périodique 2D	44
3.2.2. Dimensionnement du substrat BIE	48
3.3. APM sur substrat BIE 2D diélectrique	51
3.3.1. Résultats de simulation	51
3.3.1.1. Fréquence de résonance et bande passante	51

3.3.1.2. Gain	52
3.3.1.3. Diagramme de rayonnement	53
3.4. Conclusion	54
4. Conception et modélisation d'antenne à substrat BIE métallodélectrique	55
4.1. Les Surfaces à Haute Impédance (SHI)	55
4.1.1. Impédance de surface des SHI et phase à la réflexion en incidence normale	56
4.1.1.1. Modèle quasi-statique de Sievenpiper	56
4.1.1.2. Modèle dynamique pour les SHI artificielles réactives	58
4.1.1.3. Estimation des paramètres du circuit électrique équivalent des SHI	58
4.2. Conception et Caractérisation d'une surface à haute impédance résonnant à 2.4 GHz	59
4.2.1. Influence des dimensions sur la fréquence de résonance	60
4.2.1.1. Influence de la capacité équivalente	60
4.2.1.2. Influence du pas du réseau	62
4.2.2. Conception et analyse de la surface à haute impédance	64
4.2.2.1. Impédance de surface et phase à la réflexion en incidence normale	64
4.2.2.2. Diagramme de bande	65
4.3. Effet de la SHI sur les performances de l'antenne	66
4.3.1. Résultats de simulation	67
4.3.1.1. Fréquence de résonance et bande passante	67
4.3.1.2. Diagrammes de rayonnement	68
4.4. Conclusion	69
Conclusion générale	70
Annexes	71
Annexe 1. Transformée de fourrier de l'inverse de la permittivité relative d'un réseau périodique 2D	71
Annexe 2. Représentation du matériau BIE 2D carrée dans le repère cartésien	73
Bibliographie	74

Introduction générale

La découverte des matériaux à bandes interdites électromagnétiques (BIE), il y a une vingtaine d'années, a relancé un développement massif dans le domaine des micro-ondes. Dans ce domaine, ce sont les antennes plaques microruban qui ont suscité un intérêt grandissant. Ces antennes utilisées dans des applications, où la réduction des dimensions est un facteur essentiel, souffrent d'un certain nombre d'inconvénients, tous liés à l'excitation des ondes de surface dans le substrat.

Des substrats BIE ont été proposés afin de supprimer ces ondes. Pour cette application, c'est la propriété d'isolation dans la bande interdite qui est mise à profit. La structure périodique 2D est utilisée comme un mur réflecteur et permet de confiner le champ électromagnétique autour de l'APM et d'empêcher les ondes de surface de se propager dans le substrat pour rayonner à ses extrémités. Les dimensions des motifs périodiques, ainsi que le pas du réseau sont calculés de manière à obtenir une bande interdite autour de la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

On retrouve ce type de fonctionnement avec de nombreuses combinaisons de structures BIE et d'éléments rayonnants. Dans notre cas, l'élément rayonnant est une antenne microruban rectangulaire destinée à fonctionner dans la bande WIFI. Ce mémoire présente deux configurations de substrat BIE. La première étant construite sur un réseau carré de trous percés dans le substrat d'antenne, la seconde, une structure récente issue des travaux de recherche de D. Sievenpiper. Nous montrerons les limitations de ces structures en terme de bande passante, et d'encombrement.

Ce mémoire débute par une synthèse bibliographique sur les matériaux à bandes interdites électromagnétiques. Dans un premier temps, nous rappellerons les propriétés générales des matériaux BIE par un bref historique et quelques définitions. Nous aborderons ces matériaux qu'ils soient diélectriques, métalliques ou métallodiélectriques dans des configurations diverses : sans défaut ou avec défauts, dans une ou plusieurs dimensions. Nous ferons ensuite un rapide tour d'horizon des grandes méthodes de caractérisation des matériaux BIE. Enfin, cette étude ne serait pas complète si nous n'y avions pas inclus une présentation des différentes applications de ces structures.

Le deuxième chapitre met en évidence l'excitation des ondes de surface dans les antennes microruban. Après un état de l'art dans lequel nous présenterons la définition et les paramètres électriques des antennes plaquées, nous verrons que le choix de la hauteur peut être réalisé avec un grand soin. Une étude paramétrique nous permettra d'analyser les effets de ces ondes sur les caractéristiques de l'antenne en terme de taille et de performances. Dans le troisième chapitre nous nous intéressons à l'analyse et à l'étude de ces antennes sur des substrats BIE 2D diélectriques. Une première partie sur la théorie utilisée pour l'étude de ce substrat est rappelée. Une conception et une analyse d'une

structure présentant une bande interdite à 2.4 GHz est ensuite proposée. Enfin, l'analyse des antennes plaques sur substrat BIE est présentée.

Le quatrième chapitre, et le dernier, palie aux principaux défauts de l'antenne à BIE diélectrique : l'encombrement et l'étroitesse de la bande de rayonnement. Grâce à l'utilisation de la surface à haute impédance Sievenpiper comme substrat d'antennes, la bande passante peut être augmentée. La méthode de conception de la structure est détaillée. Des résultats de simulations numériques et analytiques caractérisant le fonctionnement de ce type de structures sont présentés.

Chapitre 1

État de l'Art sur les Matériaux à Bandes Interdites Électromagnétiques

Les matériaux à Bandes Interdites Electromagnétiques (BIE) sont des structures périodiques métalliques, diélectriques ou métalldiélectriques dans lesquelles la propagation des ondes, pour certaines bandes de fréquences et certains angles d'incidence de l'onde excitatrice, est interdite. Ces structures périodiques ont apporté à l'électromagnétisme de nouveaux concepts et de nouvelles solutions à différents problèmes. Si les calculs analytiques les caractérisant sont rares, les applications pratiques sur des structures d'antennes sont nombreuses. Il semble donc important de connaître l'état d'avancement des travaux dans ce domaine et les possibilités qu'il offre.

1.1. 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 portant son nom (Fig. 1.1), une structure constituée d'un empilement périodique de couches diélectriques d'indices de réfraction différents permettant de réfléchir 99,5 % 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.

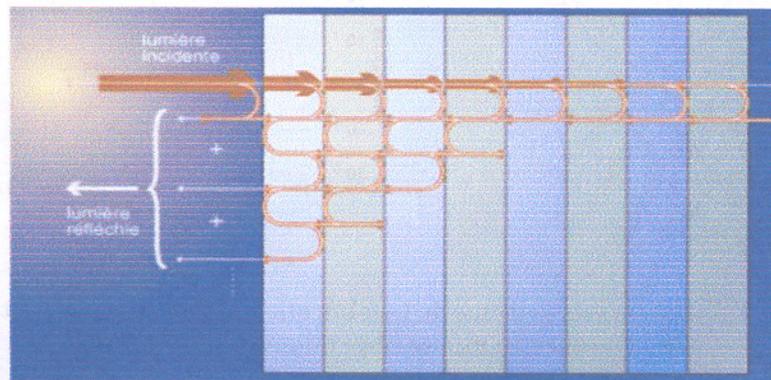


Fig. 1.1. Schéma de principe du miroir de Bragg [1].

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. 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. Ces plages de fréquences pour lesquelles la réflexion est totale ont été appelées bande interdite photonique (BIP) par les chercheurs qui les ont tout d'abord étudiées dans le domaine de l'optique. Pour le domaine des micro-ondes, nous utiliserons plutôt le terme de matériaux à Bandes Interdites Electromagnétiques ou BIE qui correspond aux bandes de fréquences étudiées.

Face aux problèmes de modélisation et de réalisation, les structures périodiques sont quelque peu tombées dans l'oubli pendant de nombreuses années et leurs applications concernent essentiellement des structures monodimensionnelles à basse fréquence comme les grilles métalliques et les Surfaces Sélectives en Fréquence (SSF). 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. L'analyse électromagnétique va permettre d'appréhender le comportement de structures beaucoup plus complexes en deux ou trois dimensions et donc de laisser libre cours à l'imagination des chercheurs pour trouver des topologies à bases de structures périodiques ainsi que des applications innovantes.

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 micro-ondes 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 1.2 s'inspire de la maille cristalline du diamant, les trois réseaux périodiques qui la composent sont décalés entre eux d'un angle de 120° .

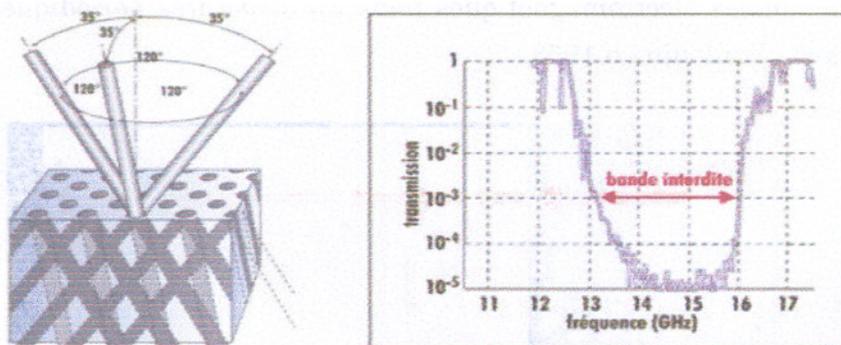


Fig. 1.2. Schéma de principe de la fabrication de la Yablonovite et résultat de la mesure en espace libre du prototype [2].

Depuis cette innovation, les recherches portant sur les structures périodiques se sont énormément développées tant sur le plan fondamental qu'appliqué dans les domaines des antennes et des circuits micro-ondes. Nous verrons plus loin dans ce chapitre, quelques exemples d'applications de la théorie des structures périodiques dans ces différents domaines.

1.2. Structure BIE à une, deux ou trois dimensions

Les matériaux BIE sont des structures périodiques à une, deux ou trois directions de périodicité, constituées de volumes élémentaires qui peuvent être diélectriques, métalliques ou métallodiélectriques. Les structures ainsi obtenues sont respectivement appelées BIE diélectriques, BIE métalliques et BIE métallodiélectriques.

1.2.1. Structures périodiques monodimensionnelles

Un matériau BIE unidimensionnel (1D) est un milieu composé de l'alternance périodique dans une direction de l'espace de deux matériaux de nature différente.

Le miroir de Bragg est le plus simple des matériaux BIE à une dimension. Ce dispositif consiste en une alternance de couches planes de diélectrique d'épaisseur égale au quart de la longueur d'onde guidée dans le matériau (Fig.1.1). Si les permittivités relatives ϵ_{r1} et ϵ_{r2} des diélectriques présentent un contraste suffisamment important ($(\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2}) > 2$) [3], l'onde traversant ce milieu inhomogène sera perturbée. En effet, l'onde incidente est partiellement réfléchiée à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les unes par rapport aux autres. Elles interfèrent donc de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage qui dépend entre autre de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence [3].

En étudiant le comportement de ce dispositif en transmission, on obtient une succession de bandes interdites centrées sur la fréquence f_0 et sur ses harmoniques (Fig. 1.3).

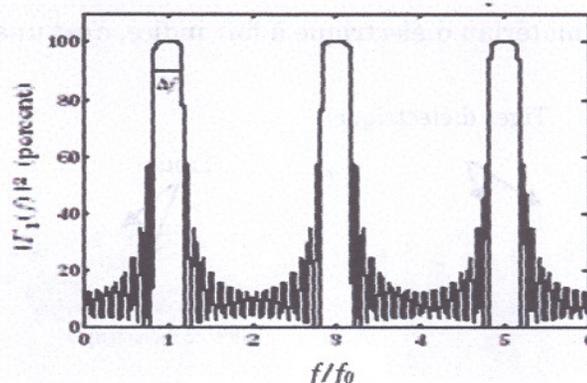


Fig.1.3. Réponse électromagnétique fréquentielle en transmission de la structure de Bragg [3].

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

1.2.2. 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 est donc beaucoup plus faible que pour les structures à une dimension.

1.2.2.1. 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 (Fig. 1.4).

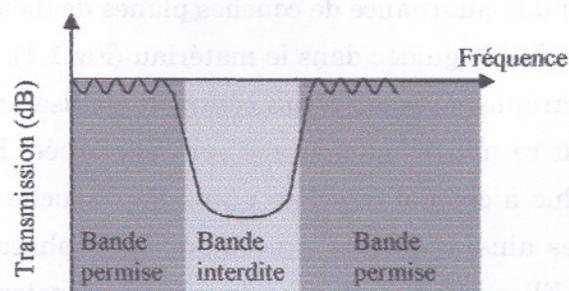


Fig. 1.4. Réponse en fréquence type d'une structure périodique diélectrique.

Dans la littérature, nous pouvons distinguer deux types de structures périodiques bidimensionnelles représentés sur la figure 1.5. Dans le premier cas, un réseau périodique de tiges de diélectrique de fort indice est disposé dans un milieu de faible indice, typiquement de l'air, afin d'avoir un fort contraste d'indice. Ce type d'agencement est appelé structure déconnectée. Dans le second cas, des trous d'air sont percés périodiquement dans un matériau diélectrique à fort indice, c'est une structure connectée.

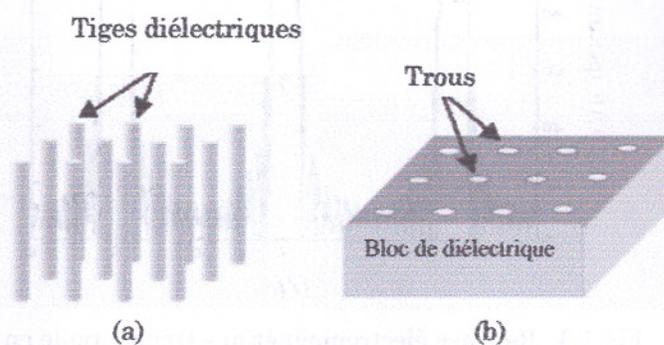


Fig. 1.5. Structures diélectriques périodiques bidimensionnelles
a) déconnectée
b) connectée

Dans ces deux cas, les tiges de diélectriques 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 1.6.

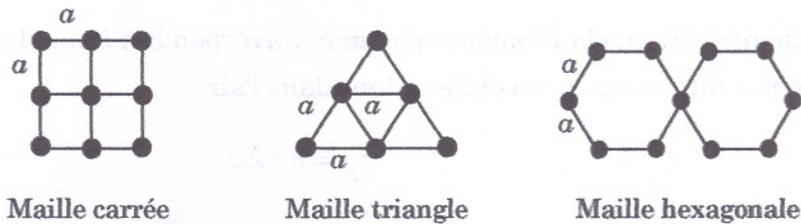


Fig. 1.6. Principales mailles utilisées pour les réseaux périodiques 2D.

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 (Fig. 1.7). Ces critères sont fortement liés aux paramètres du réseau périodique tel que : pas du réseau, diamètre des tiges ou des trous, contraste d'indice entre les deux milieux, et le motif élémentaire utilisé.

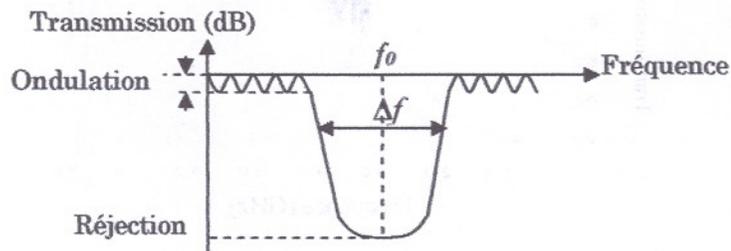


Fig. 1.7. Paramètres descriptifs d'une bande interdite en fréquence.

1.2.2.2. Structures périodiques métalliques

L'étude des structures périodiques métalliques remonte aux années 50 avec les grilles métalliques unidimensionnelles de polariseur et réflecteur. Dans les années 60, apparaissent ensuite des structures périodiques métalliques surfaciques à savoir les surfaces sélectives en fréquence (SSF).

L'utilisation du métal en remplacement du diélectrique pour la réalisation de structures périodiques présente plusieurs avantages. Tout d'abord, le métal présente une relative facilité d'usinage comparé à certains diélectriques. De plus, comme nous l'avons vu précédemment, le fort contraste d'indice entre les matériaux composant une structure périodique joue un rôle de premier ordre dans l'obtention de bande de fréquence interdite. Il est facile d'imaginer qu'avec un réseau de tiges métalliques, les ondes électromagnétiques seront plus fortement perturbées qu'avec des tiges diélectriques. A performances égales, le nombre de tiges sera moindre et les dimensions globales du circuit seront réduites.

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 [4] que la fréquence plasmon correspondait à une longueur d'onde égale à deux fois le pas du réseau a . On obtient donc dans l'air :

$$f_p = c / 2a$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide

Sur la figure 1.8 sont représentés les résultats de mesure et de simulation de T. Brillat concernant un réseau carré de 14x7 tiges de cuivre illuminé par une onde électromagnétique en espace libre.

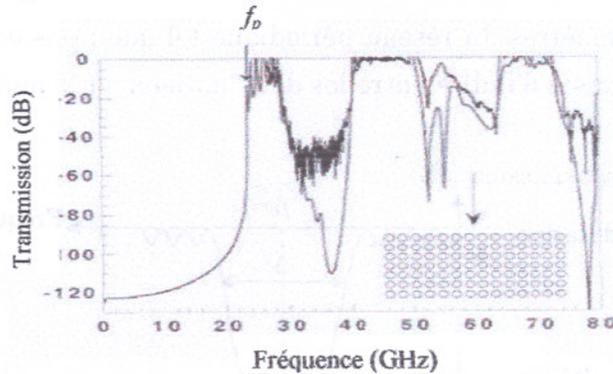


Fig. 1.8. Coefficient de transmission en espace libre en polarisation TM d'un réseau carré de 14x7 tiges de cuivre (Simulation et Mesures) [2].

1.2.2.3. Structures périodiques métallodiélectriques: surfaces à haute impédance

Les surfaces à haute impédance (SHI) sont des structures à motifs métalliques périodiques imprimés sur un substrat diélectrique et reliées à la masse par des trous métallisés [5]. Elles possèdent des propriétés très intéressantes d'un point de vue électromagnétique, car elles n'autorisent la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface que pour certaines bandes de fréquences. En d'autres termes, ces structures présentent une ou plusieurs bandes interdites en fréquence, pour lesquelles la propagation des ondes de surfaces est interdite. Les surfaces à haute impédance appartiennent à la classe des structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE). Le terme de haute impédance vient du fait que dans leurs bandes interdites, ces matériaux de type composite se comportent comme des surfaces homogènes qui posséderaient une très haute impédance.

Une autre propriété tout à fait intéressante, découlant de la haute impédance, est qu'une onde incidente arrivant sur une telle surface se verra totalement réfléchi avec un coefficient de réflexion $S_{11} = 1$. Ainsi contrairement à un plan de masse classique (pour lequel $S_{11} = -1$), l'onde électromagnétique réfléchi ne serait pas déphasée de 180° par rapport à l'onde incidente. En effet, à la résonance, les ondes réfléchies par une SHI ne subissent aucun déphasage.

Les premières structures SHI ont été proposées par Sievenpiper et al en 2000 [5]. Elles sont construites à partir d'une reproduction périodique de cellules en forme de punaise. La figure 1.9 présente un exemple de substrats à hautes impédances. Il s'agit d'un réseau de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique et connectés à un plan de masse par des vias métalliques.

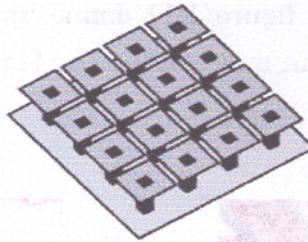


Fig. 1.9. Surface à haute impédance réalisée à partir d'un réseau carré de pavés reliés à la masse par des vias métalliques [5].

1.2.3. Structures périodiques tridimensionnelles

Les structures bidimensionnelles restent tout de même sensibles à la polarisation du champ électromagnétique. Il est très rare d'obtenir une bande interdite couvrant à la fois les polarisations TE et TM . 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 excitatrice. 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 à 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 1.10.

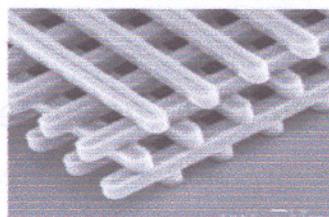


Fig. 1.10. Exemple de structure "tas de bois" réalisée dans le domaine de l'optique par Sandia National Laboratories [2].

1.3. Matériau BIE à défaut

L'introduction d'un défaut dans la structure peut être réalisé par une rupture locale de la périodicité de la structure (suppression localisée de quelques motifs élémentaires,

modification localisée de la distance entre motifs élémentaires, changement localisé de la géométrie des motifs élémentaires ...). Son effet est une modification de la forme du coefficient de transmission. En effet, on observe l'apparition d'une bande de fréquence autorisée à l'intérieur de la bande de fréquence interdite. Les caractéristiques de ce pic de transmission varient avec les caractéristiques du défaut, à savoir sa nature et sa hauteur et bien sûr avec la structure BIE (nombre de plaques et permittivité relative pour le cas de structures BIE diélectriques). La figure 1.11 donne un exemple de résultat dans le cas d'une structure BIE 1D où le défaut a été réalisé par l'introduction d'un espace de hauteur λ_0 au centre de la structure.

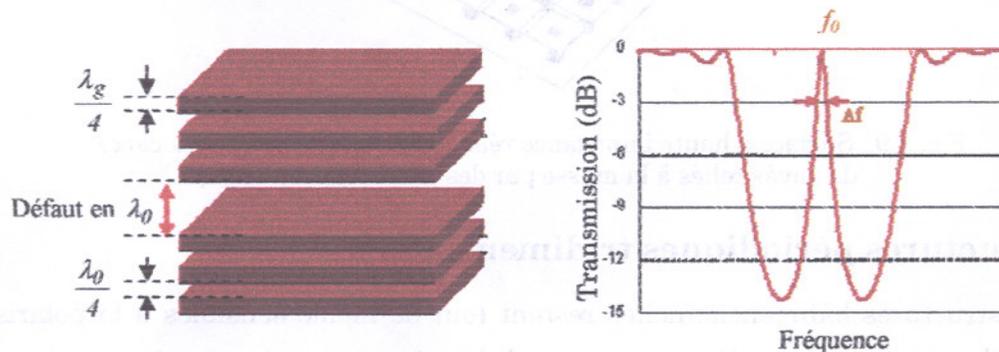


Fig. 1.11. Coefficient de transmission d'une structure BIE à défaut

Parmi les défauts possibles dans les structures BIE, une distinction peut être faite entre les défauts ponctuels de dimension 0D correspondant à une brisure locale de la périodicité, et les défauts étendus de dimension 1D, 2D ou 3D où le défaut est répété à plusieurs endroits à l'intérieur de la structure BIE. Ces derniers ne peuvent, bien entendu, exister que dans des structures BIE ayant une dimensionnalité supérieure ou égale à 2.

1.4. Outils d'analyse électromagnétique des matériaux BIE

Les différentes méthodes, numériques ou analytiques utilisées pour l'analyse et la prédiction du comportement des matériaux à bandes interdites électromagnétiques, seront décrites dans cette partie. Ces méthodes dépendent tout d'abord de la nature du réseau, puis de la taille finie ou infinie des structures et enfin de leur dimensionnalité (1D, 2D ou 3D).

1.4.1. Modélisation des structures périodiques diélectriques

Deux approches peuvent être utilisées pour l'étude de ces structures à savoir la modélisation dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel [6]. Les méthodes fréquentielles sont généralement les plus appropriées pour étudier ce type de matériaux. Elles permettent d'obtenir les structures de bandes et l'état des modes simultanément. Les méthodes temporelles sont plus adaptées pour réaliser des simulations qui impliquent une évolution des champs, tels que des calculs de transmission et de temps de relaxation à la résonance. Mais elles peuvent aussi être utilisées pour calculer des structures de bandes et pour retrouver des modes de résonance.

1.4.1.1. Structure infinie

1.4.1.1.1. La méthode des ondes planes (PWM : Plane Wave Method)

La méthode des ondes planes est très bien adaptée pour des structures périodiques supposées de dimensions infinies pour la détermination des modes propres et du diagramme de dispersion de la structure [6][7][8]. Cette méthode nous permet aussi de calculer la distribution des champs électrique et magnétique de chacun des modes dans la structure.

D'un point de vue général, un milieu de constante diélectrique périodique, induit des modifications sur la propagation de l'onde électromagnétique. La recherche des solutions harmoniques au système d'équations de Maxwell dans un milieu sans source et non absorbant aboutit à deux équations d'ondes découplées pour le champ électrique et magnétique

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r})) = \frac{\omega^2}{c^2} \epsilon_r(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\vec{\nabla} \frac{1}{\epsilon_r(\vec{r})} \wedge \vec{H}(\vec{r}) \right) = \frac{\omega^2}{c^2} \vec{H}(\vec{r})$$

Comme la permittivité relative $\epsilon_r(\vec{r})$ est périodique, $\vec{D} = \epsilon_r(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r})$ et $\vec{H}(\vec{r})$ satisfont le théorème de Bloch et peuvent être décomposés sous la forme

$$\vec{D}(\vec{r}) = \vec{D}_{\vec{k}}(\vec{r}) e^{j\vec{k}\vec{r}} \quad \text{et} \quad \vec{H}(\vec{r}) = \vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r}) e^{j\vec{k}\vec{r}}$$

où les fonctions $\vec{D}_{\vec{k}}(\vec{r})$ et $\vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r})$ possèdent toutes les périodicités du milieu. Alors, il est possible de développer $\epsilon_r(\vec{r})$, $\vec{D}_{\vec{k}}(\vec{r})$ et $\vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r})$ en série de Fourier.

$$\epsilon_r(\vec{r}) = \sum_{\vec{G}} \epsilon_r(\vec{G}) e^{j\vec{G}\vec{r}}$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{D}_{\vec{k}}(\vec{r}) e^{j\vec{k}\vec{r}} = \left(\sum_{\vec{G}} \vec{D}(\vec{G}) e^{j\vec{G}\vec{r}} \right) e^{j\vec{k}\vec{r}} = \sum_{\vec{G}} \vec{D}(\vec{G}) e^{j(\vec{G}+\vec{k})\vec{r}}$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r}) e^{j\vec{k}\vec{r}} = \left(\sum_{\vec{G}} \vec{H}(\vec{G}) e^{j\vec{G}\vec{r}} \right) e^{j\vec{k}\vec{r}} = \sum_{\vec{G}} \vec{H}(\vec{G}) e^{j(\vec{G}+\vec{k})\vec{r}}$$

où \vec{G} est un vecteur du réseau réciproque et $\epsilon_r(\vec{G})$, $\vec{D}(\vec{G})$ et $\vec{H}(\vec{G})$ sont les composantes dans l'espace réciproque (que l'on peut déterminer par une intégrale de Fourier).

Ce développement permet de réduire les équations d'ondes faisant apparaître \vec{E} ou \vec{H} à deux équations aux valeurs propres :

$$\sum_{\vec{G}'} \epsilon_r^{-1} (\vec{G} - \vec{G}') (\vec{k} + \vec{G}) \wedge \left[(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{D}(\vec{G}') \right] = -\frac{\omega^2}{c^2} \vec{D}(\vec{G})$$

$$\sum_{\vec{G}'} \epsilon_r^{-1} (\vec{G} - \vec{G}') (\vec{k} + \vec{G}) \wedge \left[(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{H}(\vec{G}') \right] = -\frac{\omega^2}{c^2} \vec{H}(\vec{G})$$

Ces équations peuvent être résolues numériquement. Le principe, ainsi que le calcul détaillé sont détaillés dans le troisième chapitre.

1.4.1.1.2. Défaut de périodicité: méthode de la supercellule

En présence de défauts, la périodicité des structures est rompue et la méthode du développement en ondes planes ne peut plus s'appliquer. Pour continuer à utiliser cette méthode, une nouvelle périodicité peut être introduite artificiellement: le défaut est placé au centre d'une cellule de base comprenant plusieurs rangées du réseau d'origine que l'on appelle supercellule [8]. Cette supercellule est ensuite répétée suivant les directions du réseau de base pour donner naissance à un nouveau réseau parfaitement périodique.

Cette méthode est appelée la méthode des supercellules. L'approximation que constitue cette méthode dépend directement du couplage entre les "défauts" du réseau constitué de supercellules. Il est évident que, plus les défauts sont éloignés, plus le couplage sera faible et plus les propriétés dispersives de la structure constituée de supercellules seront proches de celles de la structure ne comprenant qu'un défaut.

1.4.1.2. Structure de dimension finie

1.4.1.2.1. Structures BIE unidimensionnelles : Méthodes des matrices de transfert

Lorsqu'un BIE 1D est de taille finie $L=M\alpha$ (M est le nombre de périodes et α la période), on parle de miroir de Bragg. Les coefficients de transmission et de réflexion en amplitude du champ électromagnétique peuvent être calculés en utilisant le formalisme des matrices de transfert [3]. Le principe consiste à calculer la matrice $[P]$ de passage décrivant l'évolution du champ à travers une cellule élémentaire (période du réseau) puis d'en déduire $[MP]$ la matrice de transfert du système entier.

Si le calcul des coefficients de transmission et de réflexion est analytique dans le cas des miroirs de Bragg, il ne l'est plus dans le cas des structures périodiques bidimensionnelles et tridimensionnelles.

1.4.1.2.2. La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD: Finite Difference in Time Domain)

Cette méthode est particulièrement intéressante pour connaître la réponse spectrale d'un système et pour calculer les distributions des différentes composantes du champ électromagnétique dans des structures de dimensions finies.

Un maillage de l'espace réel est réalisé afin de discrétiser les champs et de pouvoir estimer leurs dérivées. Les champs sont propagés dans le temps de proche en proche à partir d'une certaine distribution de départ donnée par l'utilisateur et pendant un certain temps T . On peut donc observer le régime transitoire du système et voir le régime permanent s'établir. De plus, il est possible de remonter à la réponse fréquentielle de la structure. Connaissant l'évolution temporelle des champs en tous points du système, le calcul du spectre peut être effectué par transformée de Fourier.

Les conditions aux limites constituent un point très important dans cette méthode du fait du traitement de structures finies [8]. Il est possible d'utiliser à la fois des conditions périodiques et des conditions absorbantes sur une même structure. Parmi les conditions absorbantes, les plus utilisées sont les conditions de Mur [8][9] ou de PML (Perfectly Matched Layer). Cette dernière est définie pour obtenir une adaptation d'impédance avec le vide et pour éliminer toute réflexion. Elle est basée sur le placement d'un absorbant artificiel en bord de fenêtre de calcul.

Cette méthode présente un grand nombre d'avantages. Tout d'abord, c'est une méthode simple. Elle met en jeu, en effet, des concepts et des outils de résolutions élémentaires (équations de Maxwell, différences finies). Ensuite, elle permet l'obtention, en une seule simulation, des informations temporelles et spectrales sur une structure. Elle apporte aussi des éléments de compréhension sur l'établissement du champ électromagnétique dans la structure en offrant la possibilité d'obtenir la distribution du champ à différents temps. Enfin, cette méthode permet l'évaluation en fonction du temps de nombreuses autres grandeurs comme le vecteur de Poynting ou l'énergie électromagnétique stockée. En revanche, cette méthode peut requérir des moyens de calcul et des mémoires informatiques importants, dépendant de la taille de l'espace de travail. Pour diminuer les temps d'exécution, les espaces de travail doivent être choisis assez réduits.

1.4.1.2.3. La méthode des éléments finis (FEM : Finite element method)

En analyse numérique, la méthode des éléments finis est utilisée pour résoudre numériquement des équations aux dérivées partielles représentant souvent analytiquement le comportement dynamique de certains systèmes physiques [6]. En électromagnétisme, cette méthode permet de résoudre les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Cette méthode permet d'avoir accès aux coefficients de réflexion et de transmission des matériaux et à des cartes de champs. Elle permet aussi de calculer les modes propres des structures métallodiélectriques périodiques et donc leurs structures de bandes.

De manière générale, la méthode des éléments finis permet de résoudre de manière discrète une équation aux dérivées partielles dont on cherche une solution approchée suffisamment fiable. L'équation à résoudre porte sur une fonction définie sur un domaine

et comporte généralement des conditions aux limites permettant d'assurer l'existence et l'unicité de la solution. La discrétisation passe par la définition d'un espace de fonctions test approprié sur lequel la solution de la formulation de l'équation est exacte. Cela nécessite la définition d'un maillage du domaine en fragments triangulaires : les éléments finis. On obtient alors une formulation algébrique dite discrétisation du problème initial. On peut alors construire une solution approchée à partir des valeurs trouvées aux sous-domaines. En effet toute solution approchée est complètement déterminée par les valeurs aux nœuds des éléments. Cependant, il est essentiel de trouver une estimation juste de l'erreur liée à la discrétisation et montrer que la méthode converge, c'est à dire que l'erreur tend vers zéro si la finesse du maillage tend, elle aussi, vers zéro.

Comme de nombreuses autres méthodes numériques, outre l'algorithme de résolution en soi, se posent les questions de qualité de la discrétisation : existence de la solution, unicité de la solution, stabilité, convergence, mesure d'erreur. . . Bien que, théoriquement, la méthode, permet de résoudre des problèmes de n'importe quelle dimension, techniquement la complexité de création du maillage croît avec la dimension. Pratiquement, on arrive rarement à résoudre des problèmes de dimension supérieure à 3.

1.4.1.3. Autres méthodes

1.4.1.3.1. La méthode des réseaux de diffraction

Elle est basée sur une description du matériau BIE comme un ensemble de réseaux de diffraction successifs [7]. Les champs sont décomposés dans chaque région séparant ces réseaux et la théorie des réseaux est appliquée pour relier les coefficients de cette décomposition d'une région à l'autre. Le système de relations matricielles obtenu permet d'établir la matrice de diffusion [S] qui caractérise le milieu. L'intérêt de cette méthode est qu'elle donne non seulement les modes guidés et les résonances (pôles de la matrice de diffusion), mais aussi les pertes intrinsèques.

1.4.1.3.2. La méthode des liaisons fortes

On développe ici le champ électromagnétique sur une base de fonctions d'ondes localisées par analogie avec la description des liaisons fortes pour les orbitales électroniques des solides cristallins [7]. La base des fonctions d'onde localisées est déterminée en calculant la fonction de Wannier du matériau BIE parfait. Cette méthode semble être particulièrement rapide pour la détermination des états liés à des défauts dans le BIE.

1.4.2. Modélisation des structures périodiques métalliques et métallodiélectriques

La méthode des éléments finis et la méthode des différences finies dans le domaine temporel sont parmi les techniques numériques les plus utilisées en électromagnétisme

pour la simulation des structures métalliques et métallodiélectriques. En effet, au regard des contraintes liées aux inhomogénéités de la source et de la matière, elles constituent deux méthodes très adaptées aux problèmes électromagnétiques présentés par ces structures.

1.5. Applications et utilisation des structures BIE

Dans le domaine des micro-ondes, le concept des matériaux BIE a été exploité pour réaliser des circuits et des antennes. Il est possible, par exemple, de filtrer un signal se propageant sur un support de type "fine line" [10] grâce à une série de plots métalliques circulaires ou bien encore, de créer de nouveaux guides d'onde quasi TEM [11]. Ces guides sont conçus à partir d'éléments plans (BIE imprimés) (Fig.1.12) disposés sur les parois latérales. Sur une plage de fréquences donnée, ces parois se comportent comme des courts-circuits de type magnétique (CCM). Il s'installe alors un mode quasi TEM dans le guide. Le guide n'a plus de fréquence de coupure et la propagation de l'onde se fait sur un mode unique. En introduisant des éléments actifs dans des guides d'ondes [12], il est possible de réaliser l'accordabilité des structures périodiques. Les éléments actifs, du type diode varactor, sont placés dans une structure BIE métallique filaire.

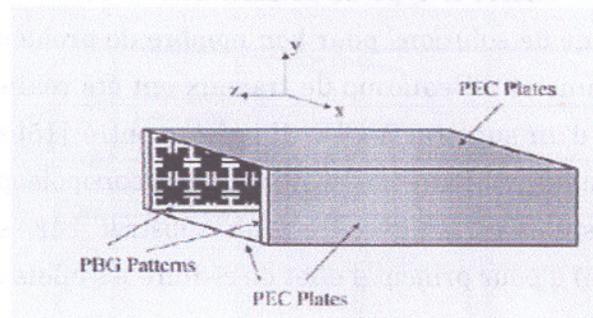


Fig. 1.12. Schéma de guide à BIE imprimé [1].

Des trous espacés périodiquement et disposés de chaque côté d'une ligne microruban (Fig. 1.13), permettent l'obtention d'une bande interdite [13]. Ce genre de filtre réalise une réponse coupe bande assez large.

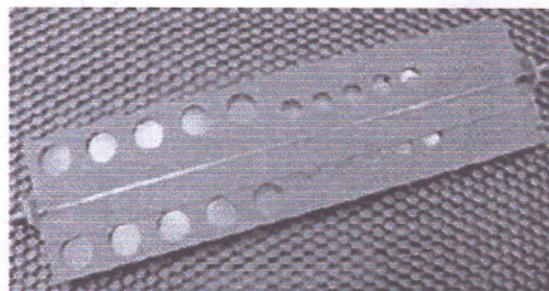


Fig. 1.13. Trous périodiques de part et d'autre d'une ligne microruban [1].

Un coupleur résonnant quatre ports [14] 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 (Fig. 1.14). L'optimisation des dimensions de cette dernière (largeur-longueur) permet de choisir le mode de fonctionnement, direct (un vers trois) ou rétro (un vers quatre).

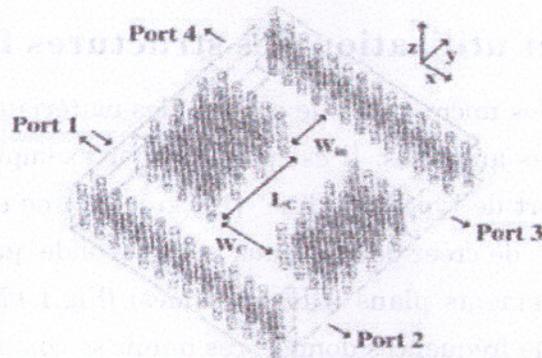


Fig. 1.14. Coupleur 4 ports délimité dans un réseau périodique bidimensionnel [2].

1.5.1. Application des structures BIE dans le domaine des antennes

L'aptitude des BIE à propager certaines fréquences et pas d'autres, à permettre le choix des directions ou encore le type de polarisation de l'onde, ont permis à ces structures de constituer une mine de solutions pour bon nombre de problèmes auxquels peuvent être confrontés "les antennistes". Beaucoup de travaux ont été réalisés dans le but de prouver l'intérêt de disposer d'un substrat à BIE. Il a été montré [15] que le fait de disposer un substrat BIE métallique planaire en-dessous d'un monopole permettait d'améliorer les performances du dispositif. La présence d'un substrat BIE sous une antenne plaque microruban (Fig. 1.15) a pour principal effet de réduire les effets d'onde de surface [15].

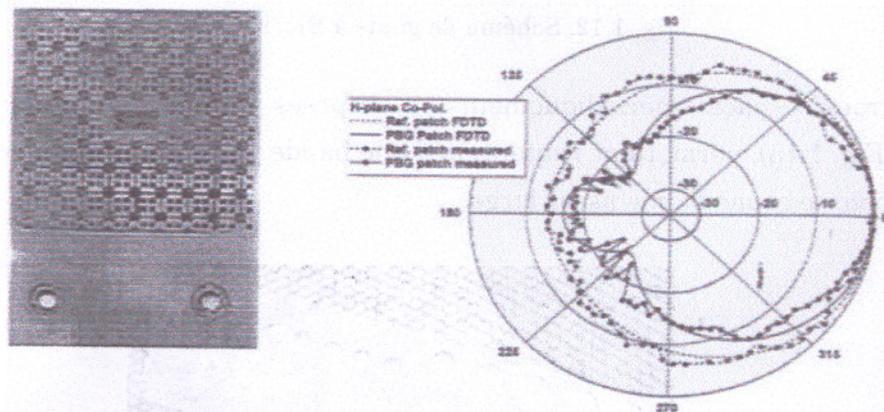


Fig. 1.15. (a) Antenne microruban entourée de motifs périodiques
(b) Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour le patch avec et sans les motifs périodiques [2].

Les matériaux BIE sont également intéressants du point de vue de la discrétion. Il est possible de réduire la SER d'un aérien en couplant ce dernier avec un BIE métallique

possédant des caractéristiques de transparence durant le temps d'émission ou de réception et des caractéristiques d'opacité [16] durant le reste du temps.

Différents travaux concernant les BIE diélectriques ont été réalisés au sein de laboratoires de recherche à travers le monde. Une première série d'études consistait à réaliser des réflecteurs paraboliques. Ces réflecteurs ont, par exemple, été constitués d'un empilement de sept lames à courbure parabolique en matériau réxolyte séparées par des lames d'air (Fig. 1.16). Ce dispositif, simple à réaliser, présente une meilleure sélectivité en fréquence comparée au réflecteur métallique. Ce type de réflecteur présente aussi un intérêt pour des applications militaires (furtivité radar).

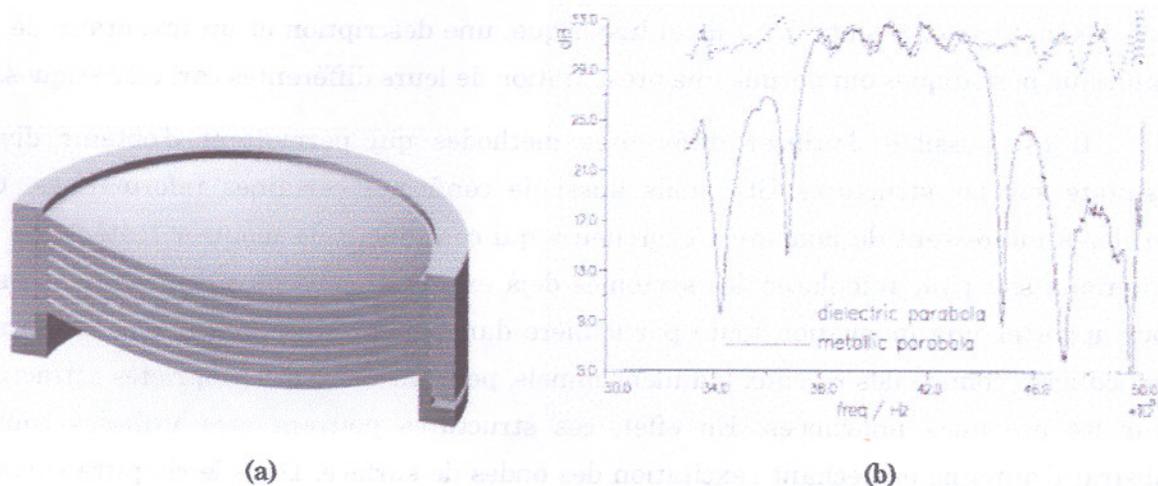


Fig. 1.16. (a) Coupe transversale d'un réflecteur parabolique diélectrique [17].
(b) Courbe de gain mesuré d'un réflecteur BIE et d'un réflecteur métallique de même dimension.

Un second axe qui concerne les dispositifs rayonnants a également été développé et a permis d'aboutir à la conception d'une antenne à fort gain, faibles lobes secondaires et à encombrement réduit. 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. Cette cavité est excitée par une antenne microruban 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 radôme et le plan de masse de l'antenne microruban comme représenté sur la figure 1.17.

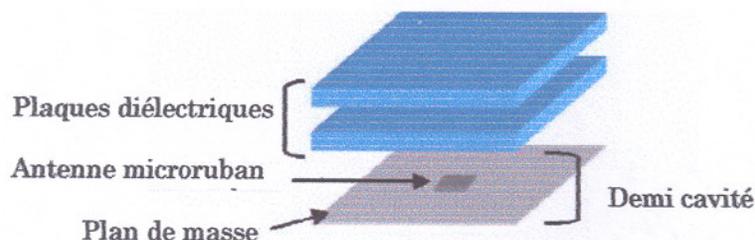


Fig. 1.17. Schéma de principe de l'antenne BIE à défaut 1D [2].

Cette structure appelée antenne BIE résonant à défaut [18] [19] [20] [21] [22] a été à la base de beaucoup de systèmes qui sont développés par la suite, comme par exemple :

- l'optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire [23].
- antennes bi-bande [24].
- antennes à fort gain (autour de 30 dB) à 14 GHz et à 40 GHz [25].
- antenne BIE coaxiale omnidirectionnelle en azimut [26].
- antenne bidirectionnelle [27].

1.6. Conclusion

Les structures périodiques présentant des bandes interdites électromagnétiques sont des matériaux récents. Un rappel historique, une description et un inventaire de ces matériaux périodiques ont permis une présentation de leurs différentes caractéristiques.

Il est possible d'utiliser différentes méthodes qui permettent d'obtenir divers résultats sur les structures BIE mais aussi de confirmer certaines informations. Ces dernières intéressent de nombreux chercheurs qui continuent de montrer l'intérêt de ces matériaux soit pour remplacer des systèmes déjà existants mais plus contraignants, soit pour apporter une innovation toute particulière dans un domaine précis. Des structures particulières comme des réseaux bidimensionnels, peuvent offrir des propriétés attractives pour les antennes imprimées. En effet, ces structures peuvent être utilisées comme substrat d'antenne empêchant l'excitation des ondes de surface. Dans le chapitre suivant, nous allons justement traiter ce problème et, par conséquent, il est utile de se mettre dans des conditions très favorables pour l'excitation de ces ondes.

Chapitre 2

Antennes microruban sur substrat ordinaire en bande WIFI

Dans les applications aéronautiques, aérospatiales et militaires où le faible volume, le faible poids, le faible coût, les hautes performances et la facilité de mise en oeuvre sont les principales exigences, les antennes faiblement profilées sont une nécessité. Aujourd'hui, avec l'essor des télécommunications, ces contraintes, se retrouvent également dans des applications commerciales sans fil. Pour répondre à ces exigences une des solutions proposées est l'utilisation des antennes plaques microruban (APM).

Ces antennes apparues durant les années cinquante ont surtout été développées au cours des années soixante dix. Elles allient à la fois petite taille, simplicité, facilité de fabrication et de mise en oeuvre. En outre elles s'adaptent facilement aux surfaces planes et non planes et présentent une grande robustesse lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides. Elles offrent la possibilité d'avoir un fonctionnement multibandes et une diversité de polarisation (linéaire, circulaire ...).

Les inconvénients majeurs des antennes microruban résident dans leur faible pureté de polarisation, une bande passante étroite, un rayonnement parasite dû aux alimentations et aux jonctions, et, en fin, un faible gain et un faible rendement, justifié par des pertes en puissance, principalement dans le diélectrique, dues à l'excitation des ondes de surface. Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à l'effet de ces ondes de surface sur les performances d'une antenne microruban fonctionnant à 2.4 GHz.

2.1. L'antenne plaque microruban (APM)

Une APM est constituée d'une plaque métallique de faible épaisseur et de forme quelconque, positionnée au-dessus d'un substrat diélectrique lui-même métallisé sur sa face inférieure de manière à matérialiser un plan de masse (Fig. 2.1).

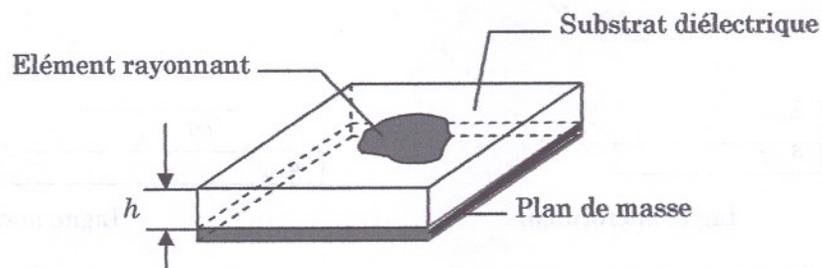


Fig. 2.1. Antenne plaque microruban de forme arbitraire.

En règle générale, les éléments rayonnants utilisés sont de formes assez simples (carré, rectangle, disque ou anneau). Cependant des formes plus complexes [28] permettent de répondre à des contraintes particulières (Fig. 2.2).

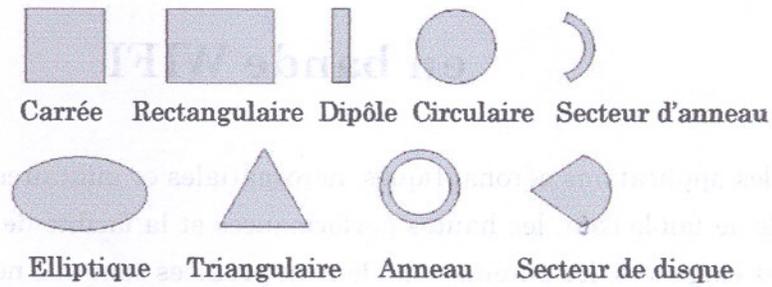


Fig. 2.2. Différentes formes d'antennes microruban [28].

2.1.1. Les modes d'alimentation

L'excitation est un point très important à prendre en compte lors de l'étude des antennes microruban. En effet, la manière dont l'énergie est fournie à l'élément rayonnant peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. Différents modes d'alimentation sont couramment employés (Fig. 2.3) : alimentation directe par ligne microruban, alimentation par sonde coaxiale, alimentation couplée par fente ou encore alimentation couplée par proximité.

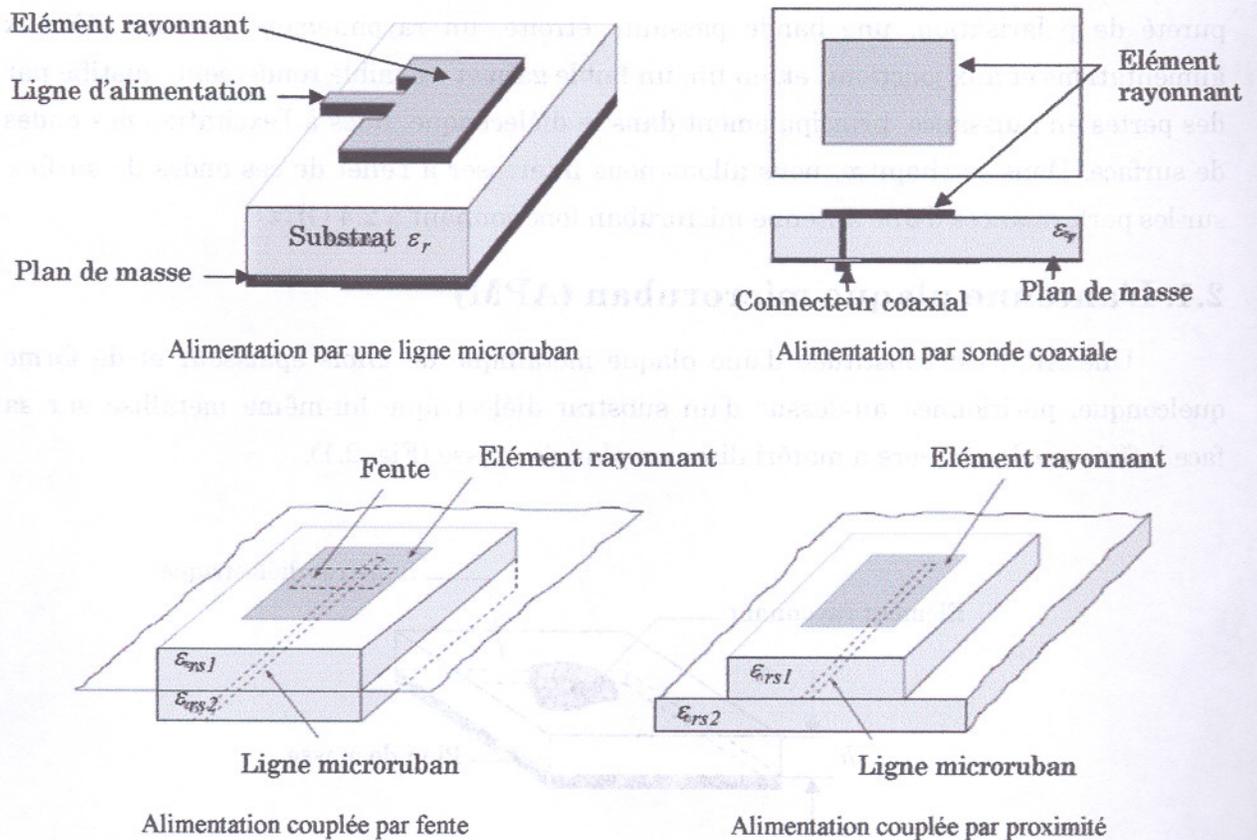


Fig. 2.3. Techniques d'alimentation d'une antenne microruban [28].

2.1.2. Méthodes d'analyse

Deux modèles analytiques simples permettent la modélisation électrique de ces antennes: le modèle de la cavité et le modèle de la ligne de transmission (MLT). Ce premier modèle permet la modélisation de diverses géométries d'antennes microruban et la prise en compte de l'effet introduit par la sonde d'alimentation (Coaxial, microruban, couplage par cavité alimentée par une fente). Le second modèle de la ligne de transmission, plus intuitif, fut utilisé avec succès par la suite car il utilise, en partie, la théorie de la ligne microruban (opérante dans le milieu des années 1980 avec la naissance de modèles analytiques corrigés). Il est important de remarquer que ce modèle est associé à un mode particulier de fonctionnement de l'antenne, ce qui limite sa portée spectrale. Enfin remarquons que le modèle de la ligne de transmission est lié au modèle de la cavité car il intègre un certain nombre de résultats provenant de ce dernier, en particulier la forme de la distribution des champs aux extrémités rayonnantes des antennes.

Le Modèle électromagnétique consiste quant à lui à résoudre directement les équations de Maxwell dans l'espace. L'équation formelle peut être établie directement à partir de ces équations dans le cas où l'opérateur L est différentiel ou indirectement en faisant usage des fonctions de Green pour un opérateur intégral ou intégrodifférentiel.

Dans l'hypothèse où toute approximation simplificatrice du problème physique tridimensionnel est écartée, l'unique voie de résolution de ces équations est le traitement numérique sur ordinateur.

Les techniques numériques utilisées sont aussi nombreuses que variées. Parmi toutes les techniques numériques, nous allons rappeler brièvement quelques unes. Il s'agit de la méthode des moments (MOM), la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM), la méthode d'analyse modale, la méthode des différences finies, et en fin de la méthode des éléments finis sur laquelle se base le simulateur électromagnétique HFSS utilisé au cours de ce chapitre pour modéliser les antennes microruban.

2.1.2.1. Le simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency Simulator Structures) et ses limites

L'utilisation des simulateurs électromagnétiques est soumise à des contraintes qui, si elles ne sont pas respectées, induisent des erreurs consécutives à l'exploitation des résultats qu'ils fournissent. Nous avons essentiellement utilisé le simulateur électromagnétique commercial, HFSS (Ansoft), qui résout les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel [29][30].

HFSS est un simulateur 3D: il résout les équations de Maxwell dans toute la structure, définie par l'utilisateur, à l'aide de la méthode des éléments finis dans le domaine fréquentiel, en discrétisant la structure en cellules (tétraèdres) dans lesquelles les équations de Maxwell sont résolues.

La valeur d'un vecteur champ à un point à l'intérieur d'un tétraèdre est interpolée à partir des valeurs de champs calculées aux sommets de celui-ci. En effet, à chaque coin, les composantes du champ, tangentielles aux cotés du tétraèdre, ainsi que les composantes tangentielles aux surfaces de celui-ci tout en étant normales aux centres des côtes, sont calculées et sauvegardées par HFSS, ces valeurs sont appelées valeurs nodales. Cette représentation, permet de transformer les équations de Maxwell en systèmes d'équations matricielles qui sont résolues en utilisant des méthodes numériques traditionnelles.

La version 9.1 englobe trois différents types de balayage pour générer une solution dans la gamme de fréquence choisie par l'utilisateur:

- Balayage rapide « Fast sweep » : le logiciel ne résout entièrement le problème qu'à un seul point de fréquence, choisi arbitrairement au milieu de la bande de fréquence définie par l'utilisateur sur la bande de fréquence de simulation. Le logiciel génère, à partir de ce résultat, un modèle de la structure pour toute la bande. Ce procédé de simulation a pour conséquence de restreindre le domaine fréquentiel utile si l'on désire garantir des résultats corrects.
- Balayage discret « Discrete sweep » : il permet de calculer les solutions pour toutes les fréquences spécifiées dans un intervalle bien défini. Ces fréquences sont espacées d'un pas choisi par l'utilisateur. Par défaut les champs sont sauvegardés uniquement pour la fréquence maximale, sauf si l'utilisateur spécifie de les sauvegarder pour toutes les fréquences. Ce choix est tout indiqué dans le cas où seul un petit nombre de points est nécessaire pour représenter avec une bonne précision la solution dans une gamme de fréquences donnée. En effet un nombre important de points augmente le temps de traitement et nécessite des ressources informatiques plus élevées.
- Balayage avec interpolation « Interpolating sweep », pour lequel les calculs ne sont faits que pour certaines fréquences, et les solutions pour tout l'intervalle demandé sont obtenues par interpolation entre les points calculés. Les fréquences, pour lesquelles la structure est calculée, sont choisies de telle sorte que la solution interpolée répond aux critères de précision spécifiés. Ce choix est conseillé dans le cas où l'intervalle de fréquence est très large et la réponse fréquentielle est lisse, ou dans le cas où les ressources mémoire nécessaires sont insuffisantes.

La convergence des solutions est évidemment reliée à la densité du maillage qui est affinée automatiquement ou par l'utilisateur, afin de satisfaire au critère de convergence défini par ce dernier sur les paramètres S calculés. La figure 2.4 présente l'évolution du critère de convergence pour une antenne microruban de 12.45 mm de longueur et 16 mm de largeur, implantée sur un substrat de Rogers RT/duroid (5880), d'épaisseur 0.794 mm.

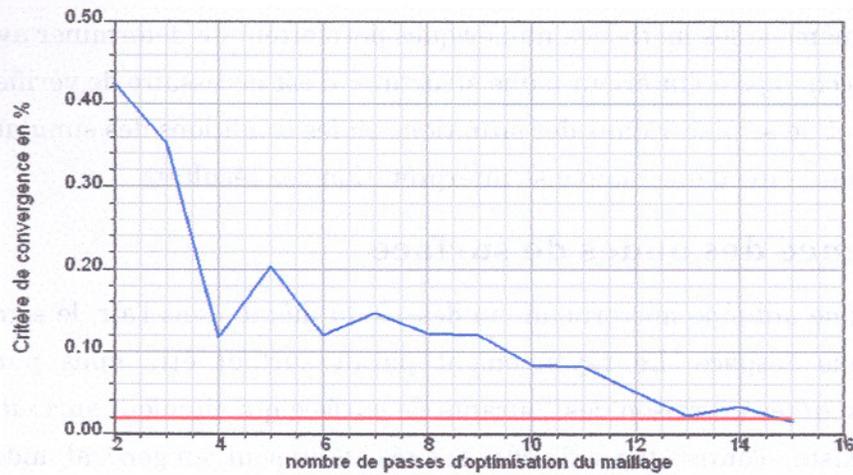


Fig. 2.4. Critère de convergence en fonction du nombre de passes d'optimisation du maillage lors de simulation d'une antenne microruban.

Nous observons, comme précédemment, que la stationnarité de la solution calculée est assujettie à un maillage important de la structure (Fig. 2.5). Rappelons aussi que la vitesse de convergence est généralement liée au rapport dimension de la structure sur longueur d'onde ainsi qu'à la complexité de la géométrie. Des problèmes peuvent apparaître lorsqu'il existe des gradients importants dans les dimensions de la structure.

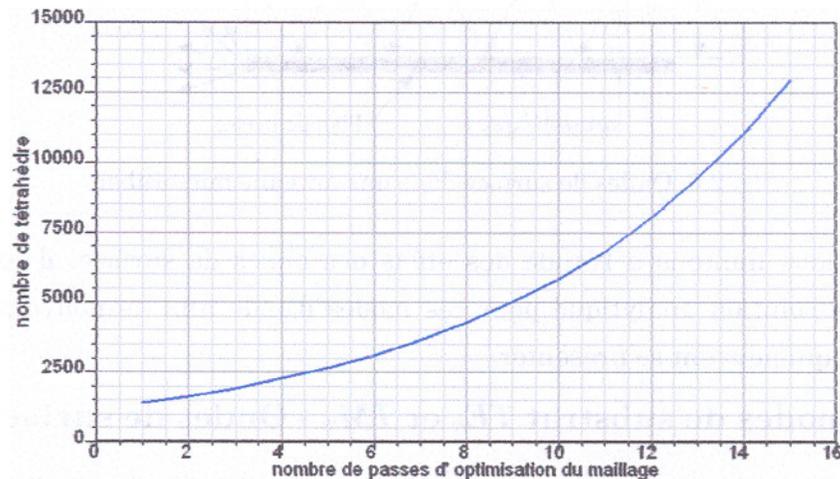


Fig. 2.5. Évolution du maillage en fonction du nombre de passes d'optimisation du maillage lors de simulation d'une antenne microruban.

HFSS résout les champs dans toute la structure. Il est ainsi possible de tenir compte de l'épaisseur finie des conducteurs et de leurs caractéristiques. Néanmoins, lorsque le calcul des champs à l'intérieur des conducteurs est souhaité, la densité du maillage, très importante dans ces derniers (particulièrement si le rapport entre épaisseur du conducteur et dimension de la structure est très faible), induit une augmentation notable du temps de calcul et des problèmes de convergence interviennent parfois. Enfin, compte tenu de la définition des conditions aux limites spatiales, des phénomènes parasites dus à des résonances de boîtiers peuvent parfois apparaître. Néanmoins, la définition de murs « impédances adaptées » (PML) et non de surfaces conductrices parfaites permet de s'affranchir de ces problèmes.

Ainsi même si les méthodes numériques permettent de déterminer avec une grande exactitude les champs à l'intérieur d'une structure, il est nécessaire de vérifier la cohérence des résultats et de se placer dans des situations où les conditions des simulations sont bien maîtrisées, sous peine d'une mauvaise interprétation des résultats.

2.2. Influence des ondes de surface

Dans une antenne microruban, au dessus du métal, dans l'air, le signal se disperse librement dans l'espace. Le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes en raison des courants de surface qui circulent surtout sur les bords. Toutefois il existe d'autres types d'ondes excités et qui sont, en général, indésirables telles que les ondes guidées sous la ligne microruban qui génère des modes d'ordre supérieur et les ondes de surfaces. Pour montrer l'apparition des ondes de surface, nous avons présenté dans la figure 2.6 un schéma simplifié.

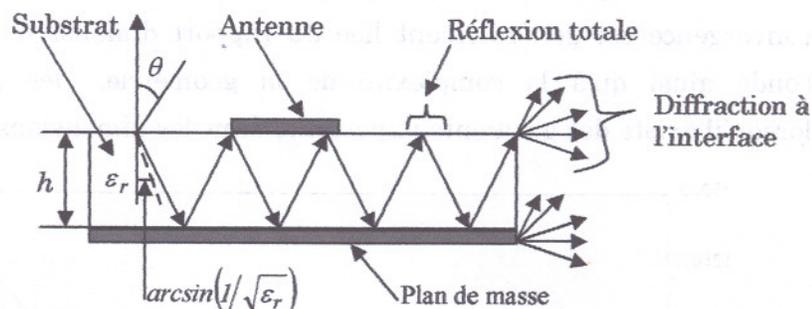


Fig. 2.6. Ondes de surface dans une antenne microruban

Nous nous limitons à l'étude des effets des ondes de surface, il convient donc de déterminer la solution analytique pour ces modes d'onde afin de pouvoir interpréter les différents cas qui peuvent se présenter.

2.2.1. Les modes de substrat TE_n et TM_m - Ondes de surfaces

L'existence de la couche de diélectrique au-dessus du plan conducteur est responsable de la présence d'une onde de surface le long de l'interface diélectrique-air. C'est pourquoi, les ondes de surface existent intrinsèquement dans les antennes microruban. En effet, des rayons dont l'angle d'élévation est compris entre $\pi/2 \leq \theta \leq \pi - \sin^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r})$ [31], atteignent la surface de séparation diélectrique-métal avec une incidence rasante. Ils sont alors réfléchis (Fig. 2.6) vers le haut, et en atteignant l'interface diélectrique-air ils sont de nouveau réfléchis vers le bas, et ainsi de suite.

Si on néglige les pertes diélectriques, ces ondes se propagent sans atténuation dans une direction parallèle à l'interface, tandis que le champ associé décroît exponentiellement dans la direction perpendiculaire. Dans la plupart des applications pratiques, le plan conducteur a des dimensions suffisamment grandes pour être considéré comme infini. Par contre, la couche diélectrique a des dimensions transverses plus petites et ne peut donc pas

être considérée comme infinie. Le diélectrique doit donc être considéré comme tronqué à une certaine distance par rapport à la plaque métallique. Les ondes de surface rayonnent une partie de leur énergie lorsqu'elles rencontrent une discontinuité. Le champ électromagnétique provenant de ce rayonnement s'ajoute au champ de l'onde d'espace pour donner le champ rayonné total de la structure. Ainsi la puissance de l'onde de surface va être diffractée à partir des bords du substrat, entraînant une perturbation du modèle de radiation, et souvent l'apparition de lobes secondaires gênants.

L'énergie transférée à ces ondes, constitue une part importante des pertes dans le bilan énergétique. En fonction de l'épaisseur du substrat et de sa permittivité, la part de puissance transférée aux modes de surface peut atteindre les 70% de la puissance totale fournie à l'antenne.

La solution analytique pour ces modes d'onde a été donnée par Bhartia [32]. Il s'agit de modes transverses magnétiques (TM_n) et électriques (TE_n) associés au guide d'onde constitué par le substrat et le plan de masse. Les fréquences de coupure de ces modes sont données par

$$f_{c_n} = \frac{nc}{4h \cdot \sqrt{(\epsilon_r - 1)}} \quad (2-1)$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide et n est l'ordre du mode ($n=1, 3, 5, \dots$ pour les modes TE_n et $n=0, 2, 4, 6, \dots$ pour les modes TM_n). h et ϵ_r représentent respectivement l'épaisseur et la permittivité diélectrique relative du substrat.

Compte tenu de (2-1), il apparaît que le mode TM_0 existe quelle que soit la fréquence. Il convient alors d'éviter son couplage maximum au mode de rayonnement associé à l'antenne microruban. Un critère très restrictif concernant l'excitation de ce mode, a été formulé [33]. Ce critère est associé à la limite permettant de prendre en considération la contribution, due à l'excitation de ces ondes. James et Henderson ont montré que l'excitation des ondes de surface devient appréciable quand $h/\lambda_0 > 0.09$ pour $\epsilon_r \approx 2.3$ et $h/\lambda_0 > 0.03$ pour $\epsilon_r \approx 10$.

Cette contrainte devra donc être respectée car elle conditionne le rayonnement optimum de l'antenne microruban dans l'espace libre et favorise donc son rendement. En effet, en réalisant une antenne patch sur un substrat ayant des valeurs de h et ϵ_r faibles, les facteurs de pertes associés à l'excitation des modes de substrat seront nettement diminués. Dans ce qui suit nous allons voir les effets de ces ondes de surface sur les performances de l'antenne et nous placer dans des conditions favorables à leur excitation c'est à dire avec un ϵ_r et une épaisseur h élevés.

2.3. Les antennes microruban rectangulaires

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques rectangulaires passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une

cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (Fig.2.7). Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z) avec $p = 0$, pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde.

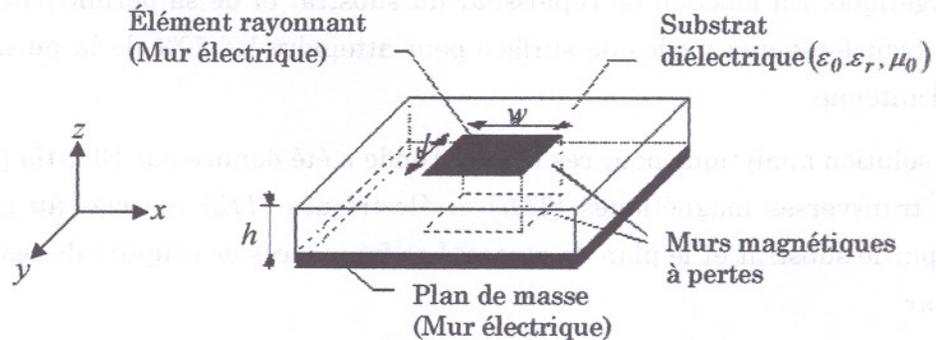


Fig.2.7. Modèle de la cavité à fuite [21]

2.3.1. Fréquence de résonance de l'antenne

La méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire [28] de dimension (l, W) .

$$f_{mn} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2} \quad (2-3)$$

Les dimensions finies du patch font que le champ à ses extrémités se déforme par effet de bords. Une partie du champ électrique est contenue dans le substrat et une partie traverse l'air (Fig.2.8).

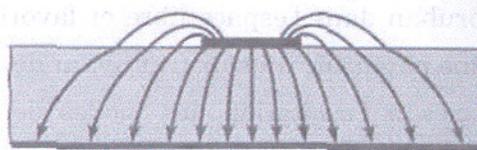


Figure 2.8. Lignes de champ électrique dans une structure microruban[28].

Dans ces conditions la méthode des lignes de transmission est utilisée. La structure microruban inhomogène est remplacée par une autre structure homogène équivalente, où l'élément conducteur reste le même, mais il est submergé dans un diélectrique effectif homogène de permittivité ϵ_{eff} , donnée [28] par

$$\varepsilon_{eff} = \begin{cases} 0.5(\varepsilon_r + 1) + 0.5(\varepsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] & \text{si } \frac{W}{h} \leq 1 \\ 0.5(\varepsilon_r + 1) + 0.5(\varepsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} & \text{si non} \end{cases} \quad (2-4)$$

Les effets de bords dans ce cas font que la ligne microruban est électriquement plus longue que ses dimensions réelles. La longueur et la largeur du patch sont remplacées par des valeurs équivalentes

$$l_{eff} = l + 2\Delta l \quad (2-5)$$

$$W_{eff} = W + 2\Delta W \quad (2-6)$$

où Δl et ΔW correspondent à l'extension de champs aux bords de plaque. Pour une épaisseur h du substrat diélectrique, ces deux grandeurs s'expriment [28] comme suit

$$\Delta l = 0.412h \cdot \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.300)((W/h) + 0.262)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)((W/h) + 0.813)} \quad (2-7)$$

$$\Delta W = 0.412h \cdot \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.300)((l/h) + 0.262)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)((l/h) + 0.813)} \quad (2-8)$$

La fréquence de résonance du mode dominant dans la cavité est alors

$$f_{01} = \frac{c}{2 \cdot l_{eff} \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2-9)$$

2.3.2. Conception d'une APM rectangulaire résonante

2.3.2.1. Choix du substrat

Le choix des paramètres (ε_r et h) du substrat est, généralement, conditionné par le type d'application que l'on veut concevoir en technologie microruban. Pour les circuits hyperfréquences comme les amplificateurs, les lignes d'alimentation ou les filtres, on cherche à minimiser le rayonnement en espace libre. On choisira par conséquent un substrat tel que l'énergie électromagnétique reste confinée dans la cavité formée par la bande métallique et le plan de masse. Il faudrait utiliser alors des substrats de permittivité diélectrique élevée (comme l'Alumine $\varepsilon_r = 9.9$ pour concevoir, par exemple, des amplificateurs à faible bruit). Par contre, pour la conception des antennes, les substrats les mieux appropriés doivent être relativement épais, ayant une faible permittivité diélectrique et peu de pertes ($\text{tg}(\delta)$ faible). Un substrat épais améliore la bande passante de l'antenne. En contrepartie, il favorise l'excitation des ondes de surface et augmente le poids et l'encombrement. Une faible valeur de la permittivité diélectrique (typiquement $\varepsilon_r \approx 2.5$) favorise l'extension (débordement) des champs autour du patch et donc la puissance rayonnée dans l'espace libre.

2.3.2.2. Dimensionnement de l'élément rayonnant

Les données théoriques que l'on trouve dans la littérature permettent de dimensionner une antenne imprimée afin de respecter les critères souhaités. Pour une antenne imprimée rectangulaire demi-onde, la longueur et la largeur du patch sont de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Afin d'exciter le mode fondamental TM_{01} [28], la longueur l est donc donnée par

$$l = \frac{c}{2 \cdot f_{01} \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad (2-10)$$

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par contre, elle joue un rôle important dans la détermination de l'impédance d'entrée et la bande passante de l'antenne à ses résonances. En effet, le critère de Chu Wheeler énonce que le plus faible facteur de qualité réalisable pour une antenne donnée est $Q = (k \cdot r_s)^3$ où k est la constante de propagation, r_s le rayon de la sphère qui contient l'antenne. Autrement dit le plus bas facteur de qualité réalisable pour une antenne est inversement proportionnel au volume qu'elle occupe. Ceci implique que la largeur de bande absolue, qui est inversement proportionnelle au facteur de qualité, croît en augmentant l'épaisseur du substrat ou la largeur du patch. Pour permettre un bon rendement de l'antenne, une largeur W pratique est donnée [28] par

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2-11)$$

2.3.2.3. Admittance d'entrée et alimentation de l'APM

La méthode des lignes de transmission modélise une APM par deux fentes rayonnantes espacées par une ligne microruban d'impédance caractéristique Z_c et de longueur l . Chaque fente est représentée (Fig.2.9) par une admittance parallèle Y_f . B_f et G_f , sont les parties capacitives et conductrices de l'admittance Y_f .

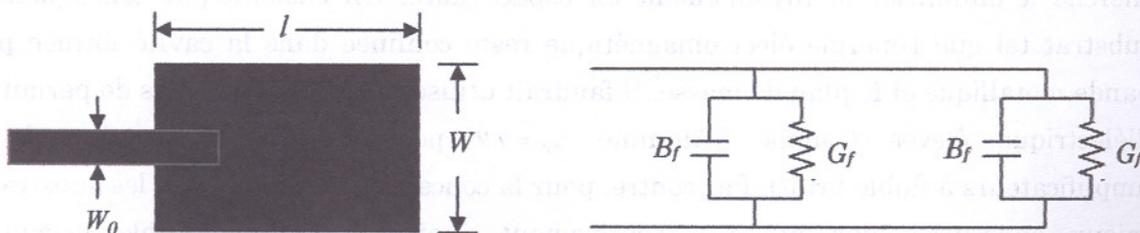


Fig.2.9. Schéma équivalent d'une APM (modèle ligne de transmission)

L'admittance de l'antenne imprimée est la somme des admittances ramenées par les deux fentes au point d'alimentation de l'élément rayonnant [28]. Elle dépend donc du point où s'effectue l'alimentation et de la longueur du pavé métallique. Dans le cas d'une alimentation au bord de l'une des fentes (Fig.2.9), l'impédance d'entrée s'écrit

$$Z_{in} = \frac{l}{2(G_m + G_f)} \quad (2-12)$$

où G_f est la conductance d'une seule fente et G_m la conductance mutuelle due aux couplages entre les deux fentes.

$$G_f = \frac{l}{120\pi^2} \left[-2 + \cos(k_0 W) + \frac{\sin(k_0 W)}{k_0 W} + k_0 W \int_0^{k_0 W} \frac{\sin \theta}{\theta} d\theta \right]$$

$$G_m = \frac{l}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 l \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta$$

où J_0 est la fonction de Bessel d'ordre zéro, k_0 la constante de propagation dans le vide

L'adaptation de l'antenne à une ligne d'impédance caractéristique Z_c [28] peut se faire en utilisant une alimentation au bord de l'une des fentes à la distance l_0 (Fig.2.10), donnée par la relation

$$l_0 = \frac{l}{\pi} \cos^{-1} \left(\pm \frac{Z_c}{Z_{in}} \right) \quad (2-13)$$

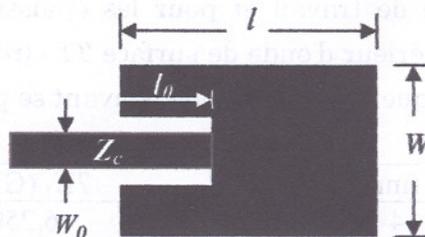


Fig.2.10. Adaptation de l'impédance d'entrée d'une APM

2.4. Conception d'une APM fonctionnant en bande WIFI

Les applications liées au sans fil sont nombreuses et ne cessent de se diversifier. Dans un premier temps, elles se limitaient à de petites communications entre appareils sur de faibles distances. Actuellement, les réseaux sans fil se professionnalisent et deviennent de véritables extensions de réseaux filaires existants. Ce développement intensif entraîne dans son sillage toute la technologie en amont de ce système, et en particulier les antennes.

Dans le cadre de ce mémoire nous avons décidé de concevoir une antenne plaque microruban rectangulaire (Fig. 2.11) fonctionnant en bande WIFI (Wireless Fidelity). Le WIFI, nom commercial du standard IEEE 802.11b, est une technologie de réseau informatique sans fil mise en place pour fonctionner en réseau interne et depuis devenue un moyen d'accès à haut débit à Internet. Il travaille à 2,4 GHz et présente un débit de 11 Mb/s pour une portée maximale de 50 mètres. La transmission est possible jusqu'à 550 mètres mais avec un débit réduit.

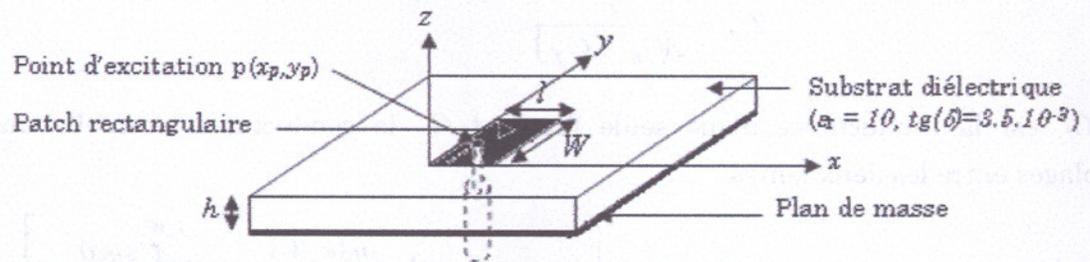


Fig.2.11. Structure de l'antenne microruban rectangulaire

Le substrat retenu pour cette étude est du Arlon 1000 tm caractérisé par une permittivité diélectrique relative $\epsilon_r = 10$ et un angle de perte $tg(\delta)$ de $3.5.10^{-3}$. Le choix, d'une permittivité diélectrique élevée, est dicté par différentes considérations. D'une part, pour pouvoir travailler à des fréquences relativement basses avec des dimensions de patch aussi faibles que possible, et d'autre part pour pouvoir facilement se mettre dans des conditions favorables à l'excitation des ondes de surface objet de notre étude.

Pour montrer l'impact du choix des hauteurs du substrat sur l'excitation de ces ondes, nous utiliserons deux substrats épais à épaisseurs différentes (4 mm et 8 mm). Dans le cas de la première épaisseur des substrats ($h = 4\text{ mm}$), nous sommes à la limite des conditions favorisant l'excitation des ondes de surface ($h/\lambda_0 = 0.036$), par contre, la deuxième valeur ($h = 8\text{ mm}$) remplit les conditions très favorables à leur excitation ($h/\lambda_0 = 0.054$). Ainsi, à la fréquence de travail et pour les épaisseurs du substrat diélectrique choisies, le premier mode supérieur d'onde de surface TE_1 (représenté dans le tableau 2.1), ne peut être excité. Par conséquent, le seul mode pouvant se propager est le mode TM_0 .

h (mm)	TE_1 (GHz)
4	6.250
8	3.125

 Tableau 2.1. Fréquences de coupures du mode TE_1 , pour $\epsilon_r = 10$

L'excitation des patches sera effectuée à partir d'un connecteur SMA standard de diamètre 1mm. Afin de dimensionner ces antennes, nous avons utilisé les formules de synthèse basées sur la méthode des lignes de transmission. Les dimensions des deux antennes et la position du point d'excitation sont données sur le tableau 2. Dans le but d'affiner la conception, nous avons utilisé le logiciel HFSS pour obtenir un dimensionnement plus exact (tableau 2.2).

Paramètres	$h=4\text{mm}$		$h=8\text{mm}$	
	MLT	HFSS	MLT	HFSS
l (mm)	18.60	17.20	16.50	15.74
W (mm)	26.70	25.40	26.70	22.00
x_p (mm)	05.90	05.85	04.80	0.97
y_p (mm)	13.35	12.70	13.35	11.00

Tableau 2.2. Dimensions des antennes microruban obtenues par la MLT et HFSS.

2.5. Caractéristiques des antennes conçues

Pour estimer la bande passante des deux structures étudiées, nous avons simulé, à l'aide du logiciel HFSS, les variations du coefficient de réflexion S_{11} et du taux d'onde stationnaire (TOS) en fonction de la fréquence. Les résultats obtenus sont illustrés respectivement par les figures 2.12 et 2.13. Les bandes passantes obtenues sont respectivement de 11.75% pour $h=8\text{mm}$ et de 2.5% pour $h=4\text{mm}$ et ce pour une fréquence centrale de 2.4 GHz (bande WIFI). Ce résultat est tout à fait normal car une augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne un élargissement de la bande passante au détriment d'une diminution du rendement due à l'importance des ondes de surface. Par contre, nous constatons que l'antenne la moins épaisse possède un gain plus élevé et ce sur tout la bande de fréquence simulée (Fig.2.14). En effet, la diminution de l'épaisseur du substrat atténue l'influence des ondes de surface et permet ainsi un meilleur rendement de la structure rayonnante.

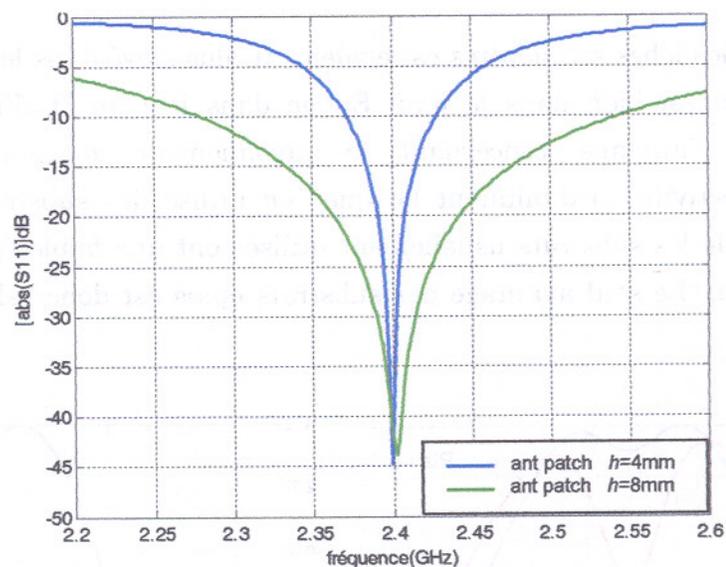


Fig. 2.12. Evolution en fonction de la fréquence du coefficient de réflexion des structures étudiées

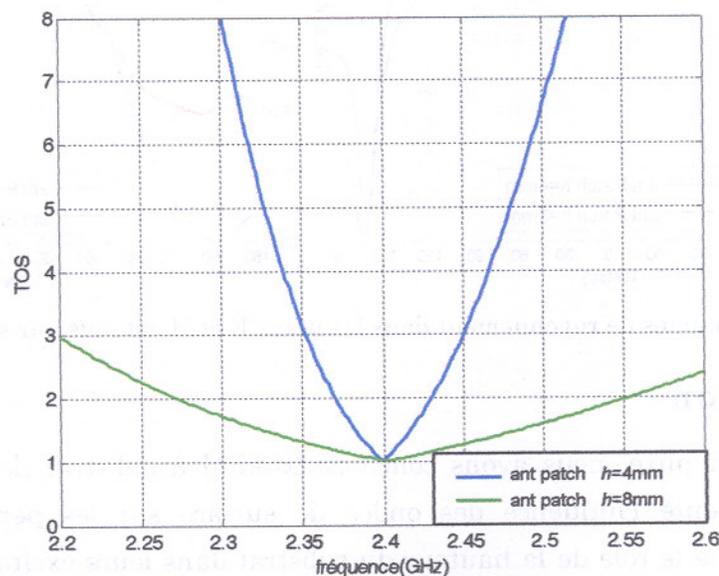


Fig. 2.13. Variation du TOS en fonction de la fréquence.

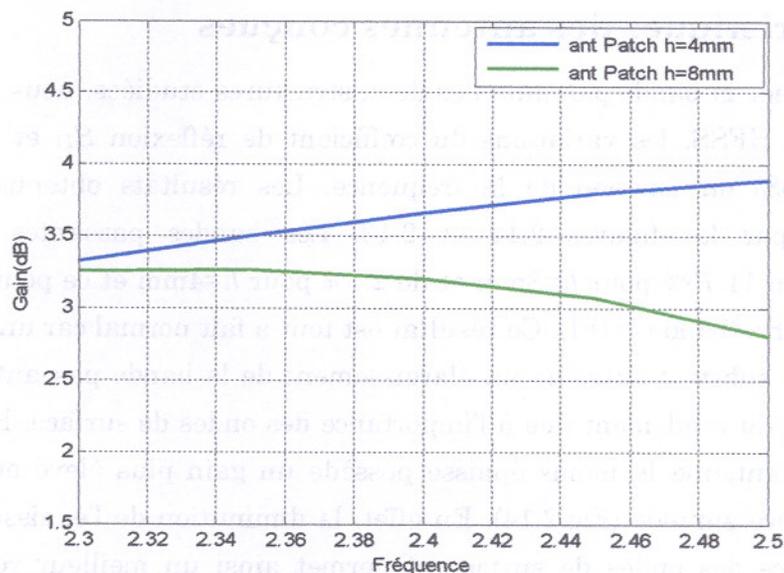


Fig.2.14. Gain des APM rectangulaires placées sur substrat d'épaisseurs 4mm et 8mm.

Le niveau des lobes secondaires est également plus élevé dans le cas d'un substrat plus épais et ce aussi bien dans le plan E que dans le plan H (Fig.2.15). Ainsi, les performances de l'antenne concernant le rayonnement lointain (diagramme de rayonnement, directivité ...) diminuent lorsque on utilise des substrats épais. C'est la raison pour laquelle les substrats usuellement utilisés ont une faible épaisseur (inférieur ou égale à 1.6 mm). Le seul avantage des substrats épais est donc l'élargissement de la bande passante.

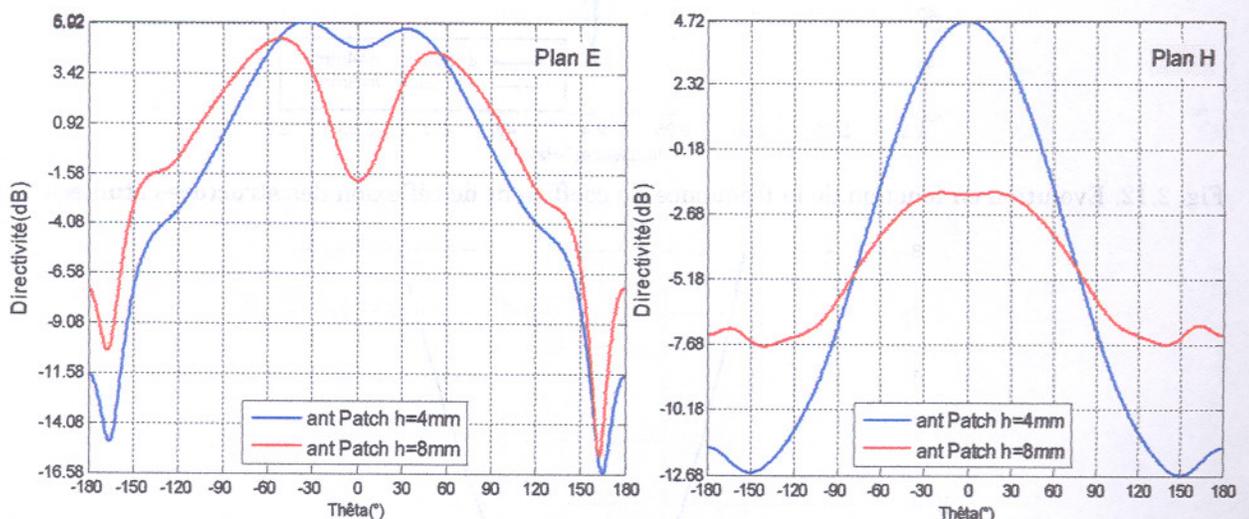


Fig. 2.15. Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H obtenus par simulations sur HFSS.

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu deux APM à substrat de permittivité élevé. Nous avons présenté l'influence des ondes de surface sur les performances de ces antennes, ainsi que le rôle de la hauteur du substrat dans leurs excitations. Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux obtenus par différentes méthodes d'analyse que l'on

trouve dans la littérature. L'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne, certes, une amélioration de la bande passante mais au détriment des caractéristiques dépendant du champ lointain (directivité et gain).

Le chapitre suivant propose une solution alternative au substrat classique, qui est à l'origine de l'existence de ces ondes de surface, en utilisant les structures à bandes interdites électromagnétiques.

Chapitre 3

Conception et analyse d'antennes à substrat BIE 2D diélectrique

Les matériaux BIE 2D diélectriques sont des structures dont la constante diélectrique est structurée périodiquement dans les deux dimensions et reste homogène dans la troisième. Dans ces structures, les bandes interdites dépendent des permittivités, des dimensions et de la forme des volumes élémentaires (fils, trous sphères, poutres...), de la nature du réseau, de la périodicité, de l'angle d'incidence et de la polarisation de l'onde électromagnétique incidente. En raison de ses propriétés, ce composite est utilisé comme substrat d'antennes planaires étudiées au chapitre précédent. Ceci permet de confiner le champ électromagnétique autour du patch et d'empêcher les ondes de surface de se propager dans le substrat et rayonner à ses extrémités par diffraction.

3.1. Milieu diélectrique périodique : méthode des ondes planes

D'un point de vue général, nous nous intéressons aux modifications qu'induit un milieu de constante diélectrique périodique sur la propagation de l'onde électromagnétique. Pour étudier la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu quelconque, nous devons résoudre les équations de Maxwell

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B}(\vec{r}, t) = 0 \quad (3-1)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D}(\vec{r}, t) = \rho \quad (3-2)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}, t) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (3-3)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) = \frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t} + \vec{J} \quad (3-4)$$

Dans ces équations $\vec{E}(\vec{r}, t)$ et $\vec{H}(\vec{r}, t)$ représentent respectivement les champs électrique et magnétique, \vec{J} et ρ sont les densités de courant et de charge électrique et \vec{r} et t représentent les dépendances spatiales et temporelles.

$\vec{D}(\vec{r}, t)$ et $\vec{B}(\vec{r}, t)$ sont les inductions électrique et magnétique et sont données respectivement par les relations

$$\vec{D}(\vec{r}, t) = \epsilon(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}, t) \quad (3-5)$$

$$\vec{B}(\vec{r}, t) = u(\vec{r}) \vec{H}(\vec{r}, t) \quad (3-6)$$

où $\mu(\vec{r})$ et $\varepsilon(\vec{r})$ représentent respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité électrique du milieu qui sont fonction des coordonnées du point de l'espace où on se place.

$$\varepsilon(\vec{r}) = \varepsilon_0 \varepsilon_r(\vec{r}) \quad (3-7)$$

$$\mu(\vec{r}) = \mu_0 \mu_r(\vec{r}) \quad (3-8)$$

ε_0 et μ_0 représentent la permittivité électrique et la perméabilité magnétique du vide et $\varepsilon_r(\vec{r})$, $\mu_r(\vec{r})$ la permittivité relative et la perméabilité relative.

Par la suite, nous allons nous intéresser à des milieux diélectriques, linéaires, et sans propriétés magnétiques ($\mu_r = 1$). Dans ce type de milieu, il n'y a pas de charges locales ($\rho = 0$), et la densité de courant est nulle ($\vec{J} = \vec{0}$). Les équations précédentes se simplifient donc en

$$\vec{\nabla} \cdot \mu_r(\vec{r}) \vec{H}(\vec{r}, t) = 0 \quad (3-9)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \varepsilon_r(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}, t) = 0 \quad (3-10)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}, t) + \mu_0 \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} = \vec{0} \quad (3-11)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) - \varepsilon_r(\vec{r}) \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} = \vec{0} \quad (3-12)$$

La recherche des solutions harmoniques $\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}(\vec{r}) e^{-i\omega t}$ et $\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}(\vec{r}) e^{-i\omega t}$ à ce système d'équations aboutit à deux équations d'ondes [7] [8], découplées pour le champ électrique (équation 3-13) et magnétique (équation 3-14).

$$\frac{1}{\varepsilon_r(\vec{r})} \vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r})) = \frac{\omega^2}{c^2} \vec{E}(\vec{r}) \quad (3-13)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\vec{\nabla} \frac{1}{\varepsilon_r(\vec{r})} \wedge \vec{H}(\vec{r}) \right) = \frac{\omega^2}{c^2} \vec{H}(\vec{r}) \quad (3-14)$$

Dans le cas des matériaux BIE diélectriques, $\varepsilon_r(\vec{r})$ est une fonction périodique qui est généralement confinée dans une partie restreinte de l'espace. La résolution analytique de ces équations s'avère alors impossible. La mise au point de méthodes et d'outils numériques est donc une nécessité pour prédire et comprendre les propriétés de ces structures. Pour déterminer les bandes interdites des matériaux BIE diélectriques utilisés, nous avons, dans ce mémoire, adopté la méthode des ondes planes. Ce choix est dû à la simplicité relative des formalismes mathématiques et du fait qu'on s'intéresse uniquement à l'établissement de l'équation de dispersion.

Avant de réaliser cette décomposition, nous avons besoin de définir les éléments nécessaires à cette analyse, tels que le réseau réciproque et ses vecteurs ainsi que les zones de Brillouin.

3.1.1. Réseaux direct et réciproque à deux dimensions

Considérons la structure périodique à deux dimensions représentée sur la figure 3.1. Elle est formée de motifs identiques, disposés à égales distances les uns des autres sur les intersections formées par des parallèles aux droites Δ_1 et Δ_2 faisant entre elles un angle θ . Ces droites forment ainsi le réseau de la structure considérée qui est invariante par translation suivant la direction orthogonale au plan du réseau xy .

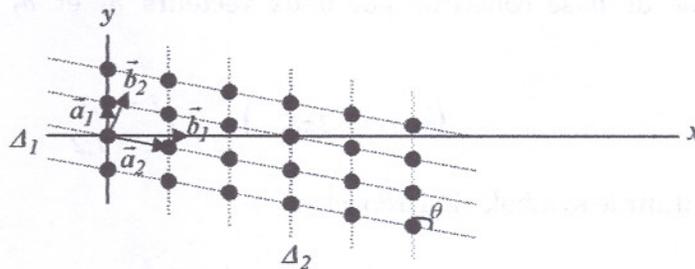


Fig. 3.1. Structure périodique 2D et vecteurs de base des réseaux direct et réciproque

Ce réseau est caractérisé par ses vecteurs de base \vec{a}_1 et \vec{a}_2 formant le réseau direct. Un noeud du réseau constituera l'origine o de notre repère. Les normes de \vec{a}_1 et \vec{a}_2 sont égales à la longueur a_1 entre deux noeuds consécutifs (appartenant à une même parallèle à la droite Δ_1), et à la longueur a_2 entre deux noeuds consécutifs (appartenant à une même parallèle à la droite Δ_2). Les longueurs a_1 et a_2 peuvent ne pas être identiques.

Tout noeud du réseau peut être défini et repéré par un vecteur \vec{R} ayant pour origine l'origine du réseau, et pour extrémité le noeud considéré. Ce vecteur a pour l'expression

$$\vec{R} = l_1 \vec{a}_1 + l_2 \vec{a}_2 \quad (3-15)$$

avec, $(l_1, l_2) \in \mathbb{N}^2$

Tout l'espace direct peut être segmenté en mailles élémentaires. La maille élémentaire est obtenue grâce à la surface représentée par les vecteurs de base \vec{a}_1 et \vec{a}_2 ayant leurs origines en un même noeud.

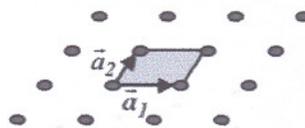


Fig. 3.2. Maille élémentaire du réseau direct

Cette maille élémentaire n'est pas unique. Nous pouvons aussi obtenir une maille élémentaire de même surface de la manière suivante : on trace les lignes qui relient un noeud donné à tous ses voisins, puis on trace les médiatrices de ces segments. Le plus petit volume enclos de cette façon est la maille élémentaire de Wigner-Seitz [1] comme le montre la figure 3.3. Tout l'espace peut aussi être rempli par ces mailles.

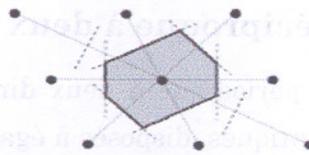


Fig. 3.3. Maille élémentaire de Wigner-Seitz du réseau direct

A tout réseau direct bidirectionnel, on peut faire correspondre un réseau réciproque ayant un système de base constitué par deux vecteurs \vec{b}_1 et \vec{b}_2 définis par le produit scalaire

$$(\vec{b}_i \cdot \vec{a}_k = 2\pi\delta_{ik}) \quad \begin{cases} i = 1,2 \\ k = 1,2 \end{cases} \quad (3-16)$$

avec δ_{ik} représentant le symbole de Kronecker

$$\delta_{ik} = \begin{cases} 0 & \text{si } i \neq k \\ 1 & \text{si } i = k \end{cases} \quad (3-17)$$

Le réseau réciproque est un réseau de l'espace de Fourier lié au matériau BIE dans lequel le vecteur \vec{G} appelé vecteur du réseau réciproque, un vecteur de translation par lequel l'ensemble du réseau réciproque est construit. Il est défini par

$$\vec{G} = h_1\vec{b}_1 + h_2\vec{b}_2 \quad (3-18)$$

où h_1 et h_2 sont des entiers arbitraires

La maille élémentaire du réseau réciproque est aussi appelée première zone de Brillouin, qui est le plus petit volume entièrement compris entre les plans médiateurs des vecteurs d'ondes du réseau réciproque tracés à partir de l'origine. La figure 3.4 illustre la construction de la zone de Brillouin d'un réseau oblique plan. Nous traçons d'abord un nombre suffisant de vecteurs d'onde du réseau réciproque joignant l'origine o aux points voisins du réseau réciproque. Nous traçons ensuite les médiatrices de ces vecteurs. La plus petite aire interceptée est la première zone de Brillouin. Comme le cas du réseau direct avec la maille élémentaire, le réseau réciproque est aussi obtenu en plaçant les premières zones de Brillouin adjacentes les unes des autres.

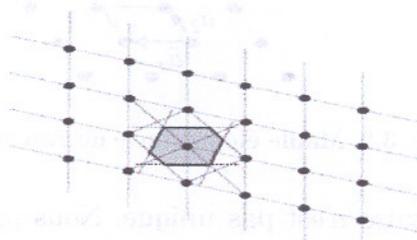


Fig. 3.4. Construction de la première zone de Brillouin définie dans le réseau réciproque

Le réseau réciproque et notamment la première zone de Brillouin a une grande importance dans la propagation des ondes car les vecteurs d'ondes sont toujours tracés dans l'espace de Fourier.

3.1.2. Diagramme de bande d'un matériau BIE diélectrique

Dans un matériau BIE diélectrique bidimensionnel, $\epsilon_r(\vec{r})$ est une fonction périodique suivant 2 directions et invariante suivant la direction orthogonale. On a alors pour tout vecteur \vec{R} du réseau direct

$$\epsilon(\vec{r} + \vec{R}) = \epsilon(\vec{r}) \quad (3-19)$$

Il existe deux principales méthodes de résolution du problème électromagnétique que représente la propagation des ondes dans un milieu périodique diélectrique, selon que l'on considère le champ électrique ou le champ magnétique. La première est appelée la méthode **E** et la seconde la méthode **H**.

Nous avons, dans ce mémoire, utilisé la méthode **H** pour le calcul des bandes interdites des matériaux BIE utilisés. En posant $\eta(\vec{r}) = 1/\epsilon_r(\vec{r})$, l'équation d'onde liée au champ magnétique (3-14) s'écrit

$$\vec{\nabla} \wedge (\eta(\vec{r}) \vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\vec{r})) = \frac{\omega^2}{c^2} \vec{H}(\vec{r}) \quad (3-20)$$

Cette équation est une équation aux valeurs propres. On peut montrer que l'opérateur apparaissant dans le membre de gauche est hermitien. Etant donnée la périodicité de la constante diélectrique $\epsilon_r(\vec{r})$ de même que son inverse, on peut appliquer le théorème de Bloch à l'équation de propagation du champ magnétique (3-20) comme il est appliqué, en physique du solide, à l'équation de propagation d'une onde électronique dans un cristal ordinaire où le potentiel périodique est donné par l'arrangement régulier des atomes [7] [8] [34] [35]. Le champ magnétique peut alors s'écrire

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r}) e^{i\vec{k}\vec{r}} \quad (3-21)$$

où \vec{k} est un vecteur défini dans l'espace réciproque et est appelé vecteur d'onde de Bloch. $\vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r})$ est une fonction périodique du plan xy :

$$\vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r}) = \vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r} + \vec{R}) \quad (3-22)$$

Cette fonction est décomposée en série de Fourier spatiale en utilisant les vecteurs \vec{G} du réseau réciproque comme base de développement [34] [35].

$$\vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r}) = \sum_{\vec{G}} \vec{H}(\vec{G}) e^{i\vec{G}\vec{r}} \quad (3-23)$$

Les $\vec{H}(\vec{G})$ sont les coefficients de Fourier de $\vec{H}_{\vec{k}}(\vec{r})$. On peut remarquer que ce développement revient à dire que $\vec{H}(\vec{r})$ est la somme d'ondes planes (d'où le nom de la méthode).

$$\vec{H}(\vec{r}) = \left(\sum_{\vec{G}} \vec{H}(\vec{G}) e^{i\vec{G}\vec{r}} \right) e^{i\vec{k}\vec{r}} = \sum_{\vec{G}} \vec{H}(\vec{G}) e^{i(\vec{G} + \vec{k})\vec{r}} \quad (3-24)$$

Cette équation reste inchangée lorsque l'on remplace \vec{k} par $\vec{k} + \vec{G}$. Ceci signifie que les états propres correspondant aux vecteurs \vec{k} et $\vec{k} + \vec{G}$ sont physiquement équivalents et possèdent la même fréquence. En d'autres termes, les fréquences des ondes de Bloch existant dans le matériau BIE est une fonction périodique du vecteur d'onde, de même périodicité que le réseau réciproque. Il est donc possible de restreindre le problème de la recherche des états propres dans la première Zone de Brillouin. On peut ramener tous les vecteurs \vec{k} de l'espace réciproque à un des vecteurs de la première zone de Brillouin en leur ajoutant un vecteur \vec{G} du réseau réciproque. Des considérations de symétrie peuvent encore limiter le domaine de l'espace réciproque à étudier. On définit alors une zone de Brillouin réduite.

Comme $\varepsilon_r(\vec{r})$ est périodique, son inverse $\eta(\vec{r})$ est aussi périodique donc décomposable en série de Fourier en utilisant les vecteurs \vec{G} du réseau réciproque comme base de développement [34] [35].

$$\eta(\vec{r}) = \sum_{\vec{G}''} \eta(\vec{G}'') e^{i\vec{G}'' \cdot \vec{r}} \quad (3-25)$$

où

$$\vec{G}' = \vec{G} - \vec{G}''$$

$\eta(\vec{G}'')$ représente les coefficients de Fourier de $\eta(\vec{r})$

L'identité $\vec{\nabla} \wedge [\vec{H}(\vec{G}) e^{i(\vec{k} + \vec{G}) \cdot \vec{r}}] = i(\vec{k} + \vec{G}) \wedge \vec{H}(\vec{G}) e^{i(\vec{k} + \vec{G}) \cdot \vec{r}}$ et les définitions (3-24) et (3-25), permettent d'écrire l'équation de propagation (3-20) sous la forme

$$\sum_{\vec{G} \in G} \sum_{\vec{G}' \in G} \eta(\vec{G} - \vec{G}') (\vec{k} + \vec{G}) \wedge [(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{H}(\vec{G}')] e^{i(\vec{k} + \vec{G}) \cdot \vec{r}} = -\frac{\omega^2}{c^2} \sum_{\vec{G} \in G} \vec{H}(\vec{G}) e^{i(\vec{k} + \vec{G}) \cdot \vec{r}} \quad (3-26)$$

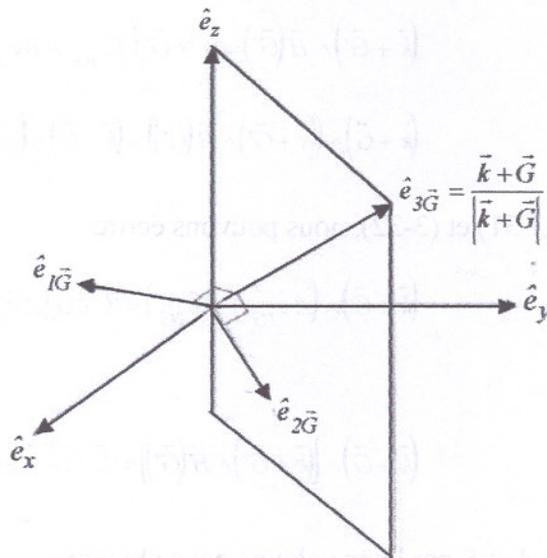
En projetant les deux termes de cette égalité sur les fonctions de base $e^{i(\vec{k} + \vec{G}) \cdot \vec{r}}$, on peut finalement écrire

$$\sum_{\vec{G}' \in G} \eta(\vec{G} - \vec{G}') (\vec{k} + \vec{G}) \wedge [(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{H}(\vec{G}')] = -\frac{\omega^2}{c^2} \vec{H}(\vec{G}) \quad (3-27)$$

La condition de Maxwell $\vec{\nabla} \cdot \vec{H}(\vec{r}) = 0$ impose la transversalité de $\vec{H}(\vec{G})$ par rapport à la direction de propagation associée. Pour tout vecteur \vec{G} de l'espace réciproque, nous avons

$$\vec{H}(\vec{G}) (\vec{k} + \vec{G}) = \vec{0} \quad (3-28)$$

On peut alors projeter chaque vecteur $\vec{H}(\vec{G})$ intervenant dans l'expression (3-27) suivant deux vecteurs unitaires et orthogonaux $\hat{e}_{1\vec{G}}$ et $\hat{e}_{2\vec{G}}$ [34] [35] choisis de telle sorte que $\{\hat{e}_{1\vec{G}}, \hat{e}_{2\vec{G}}$ et $(\vec{k} + \vec{G})\}$ forment un trièdre direct (Fig.3.5).


 Fig. 3.5. Trièdre direct pour la représentation des vecteurs $\vec{H}(\vec{G})$

$$\vec{H}(\vec{G}) = h_{1\vec{G}} \hat{e}_{1\vec{G}} + h_{2\vec{G}} \hat{e}_{2\vec{G}} \quad (3-29)$$

$h_{1\vec{G}}$ et $h_{2\vec{G}}$ sont les composantes du vecteur $\vec{H}(\vec{G})$ dans le système de coordonnées défini par les vecteurs unitaires orthogonaux ($\hat{e}_{1\vec{G}}$ et $\hat{e}_{2\vec{G}}$).

L'orthogonalité des vecteurs $\hat{e}_{1\vec{G}}$, $\hat{e}_{2\vec{G}}$ et $\vec{k} + \vec{G}$, nous permet d'écrire

$$(\vec{k} + \vec{G}) = |\vec{k} + \vec{G}| (\hat{e}_{1\vec{G}} \wedge \hat{e}_{2\vec{G}}) \quad (3-30)$$

$$(\vec{k} + \vec{G}) \wedge \hat{e}_{1\vec{G}} = |\vec{k} + \vec{G}| \hat{e}_{2\vec{G}} \quad (3-31)$$

$$(\vec{k} + \vec{G}) \wedge \hat{e}_{2\vec{G}} = -|\vec{k} + \vec{G}| \hat{e}_{1\vec{G}} \quad (3-32)$$

Dans ces conditions, nous pouvons écrire

$$(\vec{k} + \vec{G}) \wedge \vec{H}(\vec{G}) = (\vec{k} + \vec{G}) \wedge (h_{1\vec{G}} \hat{e}_{1\vec{G}} + h_{2\vec{G}} \hat{e}_{2\vec{G}}) = |\vec{k} + \vec{G}| (h_{1\vec{G}} \hat{e}_{2\vec{G}} - h_{2\vec{G}} \hat{e}_{1\vec{G}}) \quad (3-33)$$

et en effectuant [35] le changement de variables

$$h_{1\vec{G}} \hat{e}_{2\vec{G}} - h_{2\vec{G}} \hat{e}_{1\vec{G}} = A \hat{e}_{1\vec{G}} + B \hat{e}_{2\vec{G}} \quad (3-34)$$

où

$$A = h_{1\vec{G}} (\hat{e}_{2\vec{G}} \cdot \hat{e}_{1\vec{G}}) - h_{2\vec{G}} (\hat{e}_{1\vec{G}} \cdot \hat{e}_{1\vec{G}})$$

$$B = h_{1\vec{G}} (\hat{e}_{2\vec{G}} \cdot \hat{e}_{2\vec{G}}) - h_{2\vec{G}} (\hat{e}_{1\vec{G}} \cdot \hat{e}_{2\vec{G}})$$

Nous pouvons écrire

$$(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{H}(\vec{G}') = |\vec{k} + \vec{G}'| (A \hat{e}_{1\vec{G}} + B \hat{e}_{2\vec{G}}) \quad (3-35)$$

$$(\vec{k} + \vec{G}) \wedge [(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{H}(\vec{G}')] = (\vec{k} + \vec{G}) \wedge [|\vec{k} + \vec{G}'| (A \hat{e}_{1\vec{G}} + B \hat{e}_{2\vec{G}})] \quad (3-36)$$

Compte tenu des relations (3-31) et (3-32), nous pouvons écrire

$$(\vec{k} + \vec{G}) \wedge (A \hat{e}_{1\vec{G}} + B \hat{e}_{2\vec{G}}) = |\vec{k} + \vec{G}| (A \hat{e}_{2\vec{G}} - B \hat{e}_{1\vec{G}})$$

L'équation (3-36) devient

$$(\vec{k} + \vec{G}) \wedge [(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{H}(\vec{G}')] = |\vec{k} + \vec{G}| |\vec{k} + \vec{G}'| (A \hat{e}_{2\vec{G}} - B \hat{e}_{1\vec{G}}) \quad (3-37)$$

En remplaçant les variables A et B par leurs valeurs, nous obtenons

$$(\vec{k} + \vec{G}) \wedge [(\vec{k} + \vec{G}') \wedge \vec{H}(\vec{G}')] = |\vec{k} + \vec{G}| |\vec{k} + \vec{G}'| \left([h_{1\vec{G}'} (\hat{e}_{2\vec{G}'} \cdot \hat{e}_{1\vec{G}}) - h_{2\vec{G}'} (\hat{e}_{1\vec{G}'} \cdot \hat{e}_{1\vec{G}})] \hat{e}_{2\vec{G}} - [h_{1\vec{G}'} (\hat{e}_{2\vec{G}'} \cdot \hat{e}_{2\vec{G}}) - h_{2\vec{G}'} (\hat{e}_{1\vec{G}'} \cdot \hat{e}_{2\vec{G}})] \hat{e}_{1\vec{G}} \right)$$

et en introduisant ce dernier résultat dans l'équation (3-27), on obtient l'équation de dispersion sous sa forme la plus simple pour un matériau BIE diélectrique

$$\sum_{\vec{G}' \in \vec{G}} \eta(\vec{G} - \vec{G}') |\vec{k} + \vec{G}'| |\vec{k} + \vec{G}| \begin{bmatrix} \vec{e}_{2\vec{G}} \cdot \vec{e}_{2\vec{G}'} & -\vec{e}_{2\vec{G}} \cdot \vec{e}_{1\vec{G}'} \\ -\vec{e}_{1\vec{G}} \cdot \vec{e}_{2\vec{G}'} & \vec{e}_{1\vec{G}} \cdot \vec{e}_{1\vec{G}'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1\vec{G}'} \\ h_{2\vec{G}'} \end{bmatrix} = \frac{\omega^2}{c^2} \begin{bmatrix} h_{1\vec{G}} \\ h_{2\vec{G}} \end{bmatrix} \quad (3-38)$$

Ce système est de dimension infinie car il y'a une infinité de vecteurs \vec{G} du réseau réciproque. Cependant, les vecteurs de grandes amplitudes ont un poids faible dans le calcul des bandes de faible ordre. Les développements en série peuvent alors être limités à N ondes planes. Alors, le problème est de dimension $2N \times 2N$, avec comme inconnues l'ensemble des composantes $h_{1\vec{G}}$ et $h_{2\vec{G}}$ du vecteur $\vec{H}(\vec{G})$. La diagonalisation, qui doit être effectuée pour chaque valeur de \vec{k} , permet alors de déterminer les valeurs propres $\omega_n(\vec{k})$ (n servant à numéroter les valeurs propres). En pratique, les valeurs de \vec{k} sont limitées à certaines directions de symétrie de la première zone de Brillouin. Les courbes de dispersion du cristal sont ainsi obtenues. C'est ce que nous appelons, par suite, le diagramme de bande du matériau BIE. De manière générale, quand les vecteurs \vec{k} décrivent la première zone de Brillouin, les fréquences $\omega_n(\vec{k})$ recouvrent continûment le spectre d'énergie. Cependant, dans certain cas, il existe des domaines d'énergie dans lesquels aucun mode $\omega_n(\vec{k})$ n'est possible : ce sont les bandes interdites.

3.1.2.1. Cas des matériaux BIE 2D

Dans l'espace réel, une structure BIE 2D est constituée d'une distribution périodique de motif de permittivité diélectrique relative ϵ_{ri} plongée dans un milieu de permittivité relative ϵ_{rs} . Cette structure est définie par les vecteurs de base \vec{a}_1 et \vec{a}_2 suivant lesquelles se répète la cellule primitive.

Commençons par considérer le cas imaginaire d'un matériau BIE véritablement 2D (c'est-à-dire possédant une extension infinie dans la troisième direction de l'espace). Dans ce cas, on peut décomposer le champ magnétique en deux polarisations indépendantes (Fig.3.6) *TM* et *TE*

- Polarisation *TM* lorsque le champ électrique est parallèle à l'axe des tiges,
- Polarisation *TE* lorsque le champ magnétique est parallèle à l'axe des tiges.

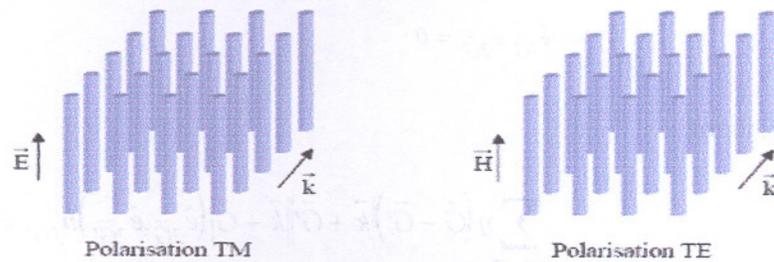


Fig. 3.6. Polarisations possibles dans une structure BIE 2D : *TM* et *TE*

Dans ces deux polarisations $\vec{k} + \vec{G}$ est parallèle au plan *xy*. Le vecteur $\hat{e}_{1\vec{G}}$ coïncide avec le vecteur unitaire \hat{e}_z . $\hat{e}_{2\vec{G}}$ est représenté en figure 3.7.

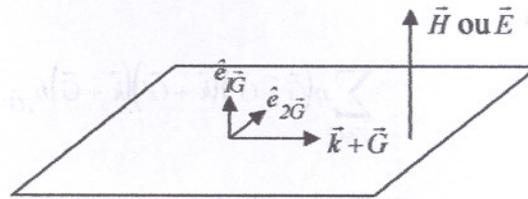


Fig.3.7. Trièdre pour la représentation des vecteurs $\vec{H}(\vec{G})$ d'une structure de BIE 2D

3.1.2.1.1. Polarisation *TM*

$\vec{H}(\vec{r})$ est parallèle au plan *xy* et ne présente aucune composante suivant la direction *z*. Pour tout vecteur \vec{G} de l'espace réciproque, nous avons

$$h_{1\vec{G}} = 0$$

$$\hat{e}_{1\vec{G}} = \hat{e}_{1\vec{G}'}$$

Ce qui implique

$$\hat{e}_{2\vec{G}} \cdot \hat{e}_{1\vec{G}'} = 0$$

L'équation (3-38) devient

$$\sum_{\vec{G}' \in \mathcal{G}} \eta(\vec{G} - \vec{G}') \|\vec{k} + \vec{G}'\| \|\vec{k} + \vec{G}\| h_{2\vec{G}'} = \frac{\omega^2}{c^2} h_{2\vec{G}} \quad (3-39)$$

Le diagramme de bande en polarisation *TM* du matériau BIE diélectrique bidimensionnel est obtenu alors, en faisant balayer au vecteur d'onde \vec{k} l'ensemble des

directions de la première zone de Brillouin et en résolvant l'équations au valeur propre (3-39) pour chaque vecteur d'onde \vec{k} .

3.1.2.1.2. Polarisation TE

Le champ $\vec{H}(\vec{r})$ est parallèle à l'axe z et ne présente aucune composante suivant le plan xy . Pour tout vecteur \vec{G} de l'espace réciproque, nous avons

$$h_{2\vec{G}} = 0$$

Comme

$$\hat{e}_{1\vec{G}} \cdot \hat{e}_{2\vec{G}'} = 0$$

L'équation (3-38) devient

$$\sum_{\vec{G}' \in G} \eta (\vec{G} - \vec{G}') \|\vec{k} + \vec{G}'\| \|\vec{k} + \vec{G}\| (\hat{e}_{2\vec{G}} \cdot \hat{e}_{2\vec{G}'}) h_{1\vec{G}'} = \frac{\omega^2}{c^2} h_{1\vec{G}} \quad (3-40)$$

L'angle formé par $\hat{e}_{2\vec{G}}$ et $\hat{e}_{2\vec{G}'}$ est égal à celui formé par $\vec{k} + \vec{G}$ et $\vec{k} + \vec{G}'$, on peut écrire

$$\|\vec{k} + \vec{G}\| \|\vec{k} + \vec{G}'\| (\hat{e}_{2\vec{G}} \cdot \hat{e}_{2\vec{G}'}) = (\vec{k} + \vec{G}) \cdot (\vec{k} + \vec{G}') \quad (3-41)$$

L'équation (3-40) devient

$$\sum_{\vec{G}' \in G} \eta (\vec{G} - \vec{G}') (\vec{k} + \vec{G}') \cdot (\vec{k} + \vec{G}) h_{1\vec{G}'} = \frac{\omega^2}{c^2} h_{1\vec{G}} \quad (3-42)$$

Ce résultat nous permet d'obtenir les fréquences autorisées à se propager dans la structure BIE en réalisant une recherche de valeurs propres de l'équation (3-42). Celles-ci nous permettront de fournir les valeurs (ω^2/c^2) possibles en polarisation TE.

3.1.3. La carte des bandes interdites

Le calcul du diagramme de bande nous renseigne sur les propriétés (position et largeur) des bandes interdites électromagnétiques pour toutes les directions du vecteur d'onde. Cependant, un paramètre peut être ajusté afin de contrôler ces bandes : ce paramètre est le facteur de remplissage qui correspond au rapport de la surface d'une inclusion sur la surface de la maille élémentaire du réseau direct. Pour les matériaux BIE 2D, il est intéressant de connaître l'influence de ce facteur (ou le rapport Rc/a , pour des inclusions circulaires) sur la position et la largeur des gaps électromagnétiques : c'est la carte des bandes interdites. Cette carte est très pratique pour dimensionner le substrat BIE qui sera retenu pour la suite de cette étude.

3.1.4. Convergence de la méthode des ondes planes

En théorie, la décomposition en ondes planes utilisant le principe de la série de Fourier fait intervenir une infinité de vecteurs \vec{G} . Dans les cas concrets étudiés, le

problème est tronqué à un nombre fini de vecteurs \vec{G} et les valeurs propres fournissent les fréquences autorisées avec une précision qui dépend du nombre de coefficient de Fourier.

Nous allons présenter dans les tableaux (3.1) et (3.2) les limites inférieures et supérieures en fréquence normalisée (f_{ninf} et f_{nsup}), de la première bande interdite *TE* et *TM*, en fonction du nombre d'ondes planes d'un réseau carré de trous d'air dans un substrat de permittivité égale à 10 pour un rapport $R_c/a = 0.44$.

Nombre d'ondes (N)	49	121	225	441	729
Fréquence normalisée inférieure (f_{ninf})	0.3212	0.3210	0.3210	0.3211	0.3211
Fréquence normalisée supérieure (f_{nsup})	0.3416	0.3427	0.3435	0.3442	0.3445
Largeur de bande ($\Delta f = f_{nsup} - f_{ninf}$)	0.0204	0.0217	0.0225	0.0231	0.0234
Fréquence normalisée centrale f_m	0.3314	0.3318	0.3322	0.3326	0.3328

Tableau 3.1. Convergence de la méthode des ondes planes (modes *TE*)

Nombre d'ondes (N)	49	121	225	441	729
Fréquence normalisée inférieure (f_{ninf})	0.2469	0.2469	0.2469	0.2469	0.2469
Fréquence normalisée supérieure (f_{nsup})	0.2711	0.2709	0.2708	0.2708	0.2708
Largeur de bande ($\Delta f = f_{nsup} - f_{ninf}$)	0.0242	0.0240	0.0239	0.0239	0.0239
Fréquence normalisée centrale f_m	0.2590	0.2589	0.2588	0.2588	0.2588

Tableau 3.2. Convergence de la méthode des ondes planes (modes *TM*)

Comparé au mode *TE* qui nécessite un nombre important d'ondes planes, les fréquences interdites pour la polarisation en mode *TM* convergent vers des valeurs stables pour un nombre faible de ces ondes. Les simulations qui vont suivre seront toutes effectuées sur 441 ondes planes.

3.2. Substrat BIE pour APM fonctionnant à 2.4 GHz

L'idée consiste à utiliser les propriétés de ces matériaux pour supprimer les ondes de surfaces qui se propagent dans les substrats des antennes plaques étudiées précédemment. Ceci nous contraint à concevoir un substrat BIE apte à éliminer l'onde de surface TM_0 dans la bande de fréquence étudiée. Dans ce but, la première étape consiste à trouver les paramètres d'un réseau bidimensionnel présentant une bande interdite dans la polarisation *TM* autour de la fréquence de travail des deux antennes (2.4 GHz).

3.2.1. Choix du réseau périodique 2D

Nous avons pu voir au cours de ce travail qu'un réseau carré permet d'obtenir de larges gaps électromagnétiques soit en polarisation *TM* ou en polarisation *TE*. Ce réseau est très sensible à l'angle d'incidence des ondes électromagnétiques. Sa zone de Brillouin irréductible est un triangle rectangle isocèle de sommets Γ , X et M . En chaque point de ce triangle, les composantes du vecteur d'onde \vec{k} ont des valeurs données et les côtés du

triangle correspondent à certaines directions de propagation de l'onde incidente. Entre les points Γ et X , le vecteur d'onde \vec{k} n'a de composante que selon la direction ox alors que les deux composantes de \vec{k} sont identiques entre les points Γ et M . La configuration du réseau direct et du réseau réciproque est représentée par la figure 3.8 : la maille primitive est un carré de côté a (période du BIE).

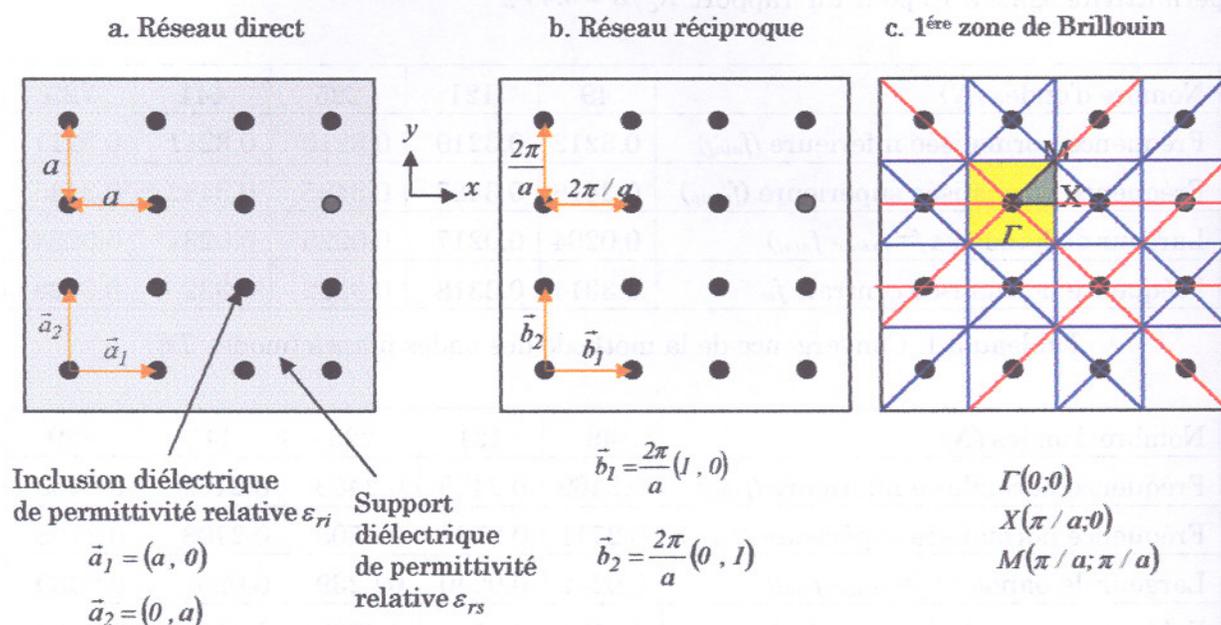


Fig. 3.8. Représentation du réseau direct, du réseau réciproque et de la première zone de Brillouin d'un réseau carré

Un gap TM est facilement accessible avec une structure dont la matrice de faible indice est connectée. Par contre, une structure, dont le matériau de haut indice est connecté, est plus favorable à l'ouverture d'un gap TE . Cette différence s'explique par le fait que les motifs sont « déconnectés » les uns des autres. En effet, pour la polarisation TM , le champ électrique est parallèle aux axes des cylindres et se conserve à la traversée du motif. On peut, dans ce cas, obtenir une forte localisation du vecteur déplacement, au sein des cylindres et l'énergie du mode fondamental est minimisée. En revanche, le premier mode excité se trouve principalement localisé à l'extérieur des cylindres, son énergie est nettement plus élevée et la bande interdite qui le sépare du fondamental est donc de grande largeur.

En polarisation TE , le champ électrique se trouve dans le plan de propagation, perpendiculaire aux tiges. La continuité des lignes de champ oblige le vecteur $\epsilon \vec{E}$ à passer hors du motif, puisque les motifs ne sont pas connectés. Cela est vrai aussi bien pour le mode fondamental que pour le premier mode excité. Les deux modes, en étant localisés au moins partiellement dans l'air, ont donc des énergies plus importantes que les modes TM de même ordre. Si les parties de haute permittivité diélectrique sont connectées entre elles (cas d'un réseau de trous d'air dans un matériau), la situation est opposée. Ce réseau présente des bandes interdites plus larges en polarisation TE que en polarisation TM .

En utilisant le programme que nous avons conçu sous Matlab, nous avons pu déterminer les bandes interdites *TE* et *TM* de la structure illustrée par la figure 3.9. La structure étudiée de dimensions infinies, est constituée d'un support assimilé à de l'air ($\epsilon_{rs} = 1$) dans lequel on réalise des inclusions de forme carrée, de permittivité $\epsilon_{ri} = 9.8$, réparties dans le plan *xy* dans un réseau également carré.

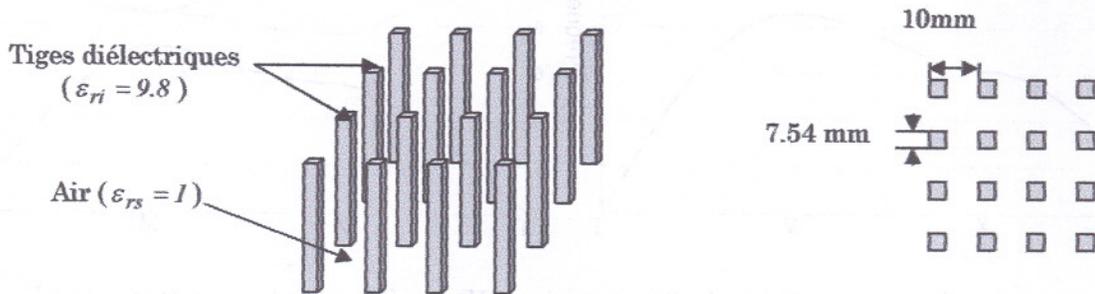


Fig.3.9. BIE 2D composée de tiges diélectriques de section carrée insérées en réseau carré dans une matrice d'air.

Les résultats obtenus (Fig.3.10) représentent les fréquences permises (mode *TE* et *TM*) en fonction de la direction du vecteur d'onde. A partir de ces courbes, on délimite la position et l'étendue des bandes interdites. Dans toutes les directions de propagation, les bandes interdites *TM* sont nettement plus larges que celles obtenues en polarisation *TE*.

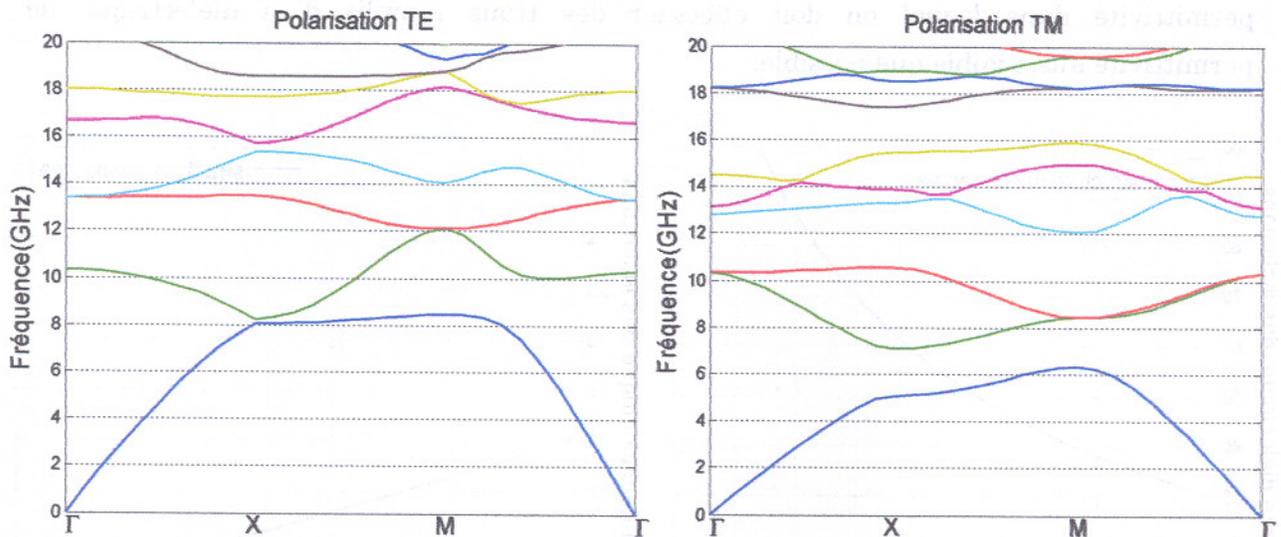


Fig. 3.10. Diagramme de bande d'un matériau BIE carré de tiges diélectriques de section carrée dans l'air ($\epsilon_{ri} = 9.8$ et $\epsilon_{rs} = 1$)

Dans le cas d'une structure inverse où le support est un diélectrique ($\epsilon_{rs} = 9.8$) et les trous assimilés à de l'air, un travail analogue donne des résultats illustrés par la figure 3.11. Pour une telle structure nous remarquons que les bandes interdites sont plus importantes pour la polarisation *TE*.

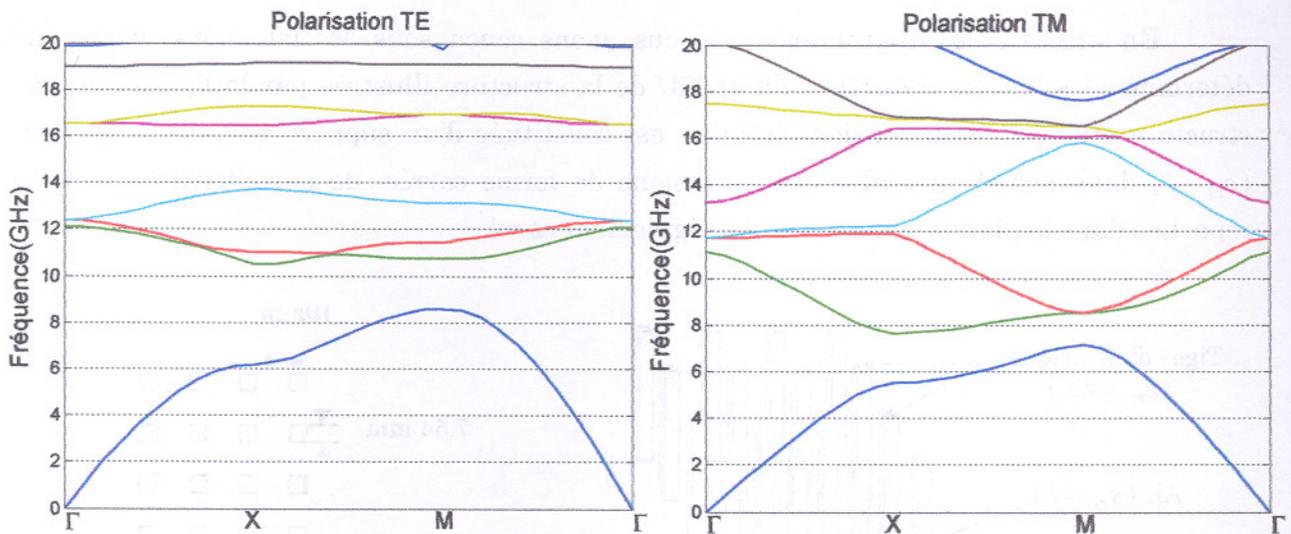


Fig. 3.11. Diagramme de bande d'un matériau BIE carré de tiges ($\epsilon_{ri} = 1$ et $\epsilon_{rs} = 9.8$)

Pour Les antennes étudiées précédemment, le substrat utilisé possède une permittivité relative $\epsilon_r = 10$ (permittivité élevée). Pour avoir une bande interdite aussi grande que possible, il faut que la permittivité des trous soit très inférieure devant 10 ou très supérieure devant 10. Dans ce but nous avons utilisé les travaux de L. G. Zheng et W. X. Zhang [36], et élaboré un programme en Matlab pour déterminer la permittivité optimale de l'inclusion (Fig.3.12). Les résultats obtenus montrent que pour une même bande interdite la structure optimale doit être constituée d'un substrat support à forte permittivité dans lequel on doit effectuer des trous remplis d'un diélectrique de permittivité aussi faible que possible.

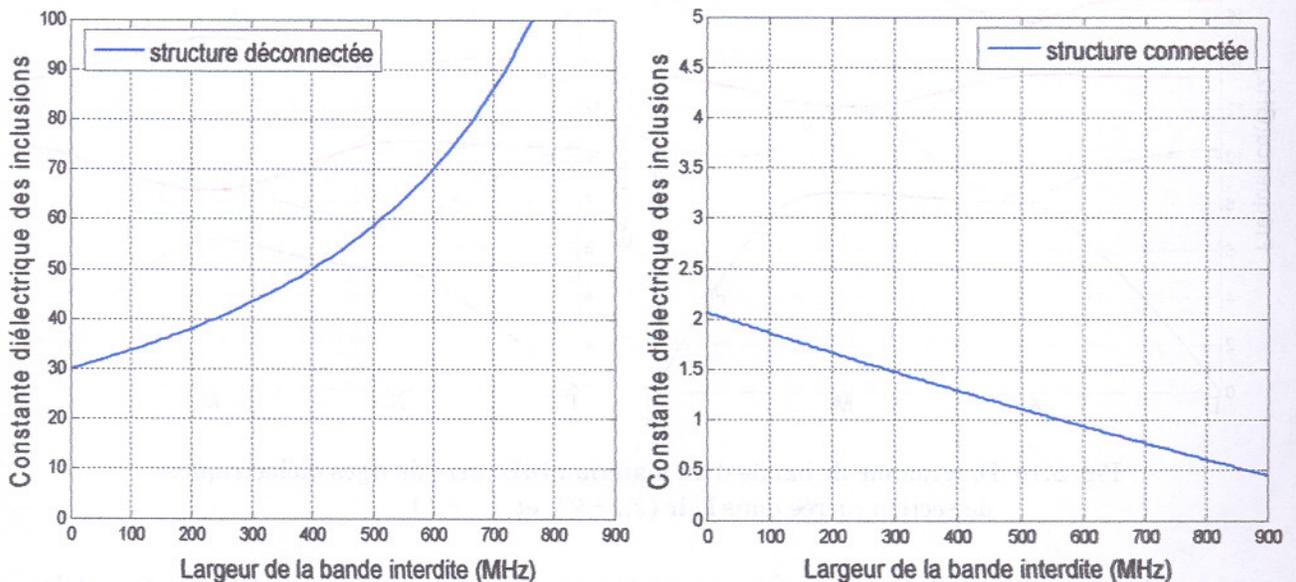


Fig. 3.12. Évolution de la constante diélectrique des inclusions en fonction de la bande passante $\epsilon_{rs} = 10$

Lors des réalisations, les substrats BIE 2D ont une taille finie et par conséquent, il faut tenir compte des phénomènes de diffraction. Pour réduire l'effet de cette diffraction, il faut choisir des inclusions de forme circulaire présentant le minimum de discontinuités.

3.2.2. Dimensionnement du substrat BIE

Les contraintes sur le choix du substrat BIE, que nous avons présentées précédemment, nous ont permis de définir la structure BIE qui sera utilisée comme substrat d'antennes. Il s'agit d'un réseau périodique carré de cylindres d'air, de section circulaire (de rayon R_c), insérés dans une matrice de permittivité relative égale à 10 (Fig.3.13).

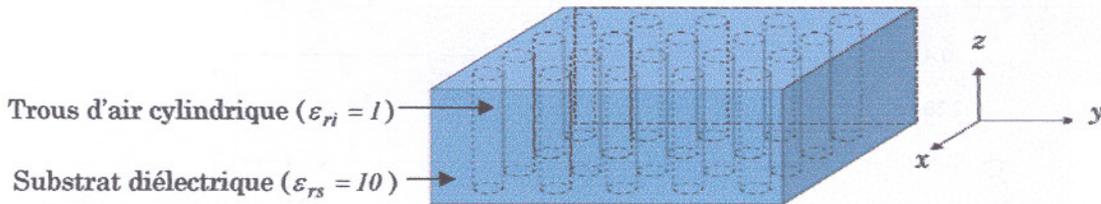


Fig.3.13. Substrat BIE utilisé comme substrat d'antennes APM

En utilisant la méthode des ondes planes, nous avons représenté, sur la figure 3.14, les cartes de bandes interdites *TE* et *TM* du réseau.

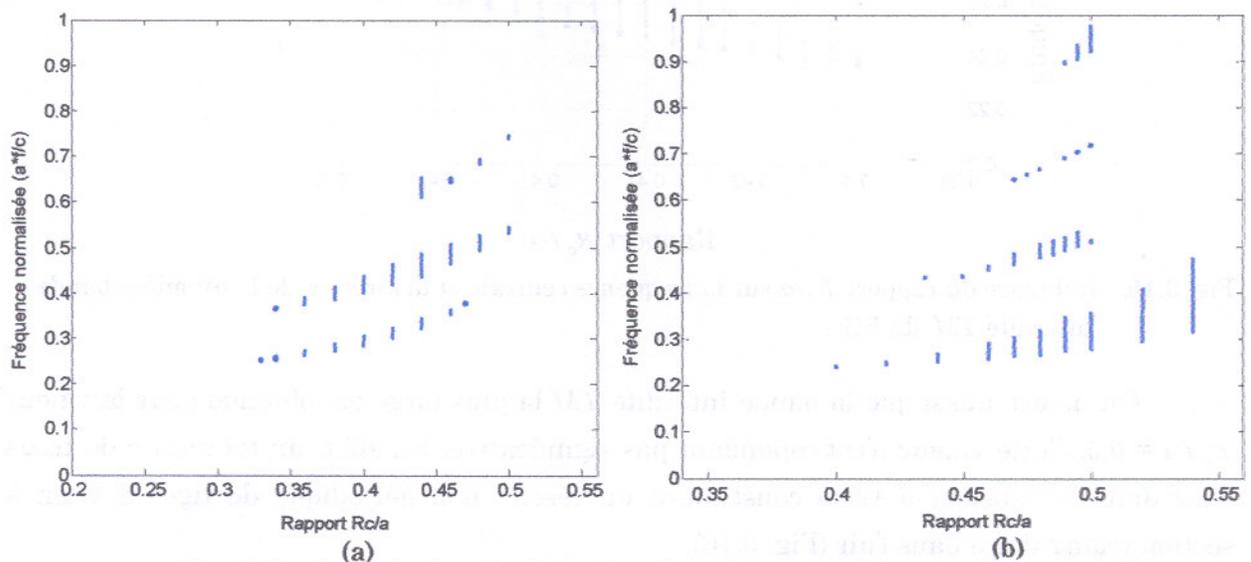


Fig. 3.14. Carte des bandes interdites d'un réseau carré de trous d'air sur Arlon.

- a. polarisation *TE*
- b. polarisation *TM*

Les ondes de surface présentes dans les APM étudiées au chapitre précédant sont en polarisation *TM*. Comme on travaille à une fréquence de 2.4 GHz, il sera judicieux de mener cette étude uniquement sur la première bande interdite *TM*. En effet, les bandes interdites d'ordres supérieurs sont centrées sur des fréquences normalisées élevées. La période a du réseau dépendant de la fréquence normalisée f_n et de la fréquence de travail est donnée par

$$a = f_n \frac{c}{f}$$

avec : c vitesse de la lumière dans le vide, f et f_n respectivement la fréquence de travail et la fréquence normalisée.

La figure 3.15, présente l'évolution des limites supérieures et inférieures de la première bande interdite TM en fonction du rapport R_c/a . Ces résultats ont été obtenus à l'aide d'un programme développé sous Matlab en utilisant la méthode des ondes planes. Pour de faibles facteurs de remplissage en air, il n'y a pas de bande interdite car le système est peu perturbé. Il faut atteindre $R_c/a = 0,4$ pour voir apparaître la bande interdite TM de plus basse énergie et, c'est seulement pour un rapport R_c/a important que l'on a une bande interdite plus large.

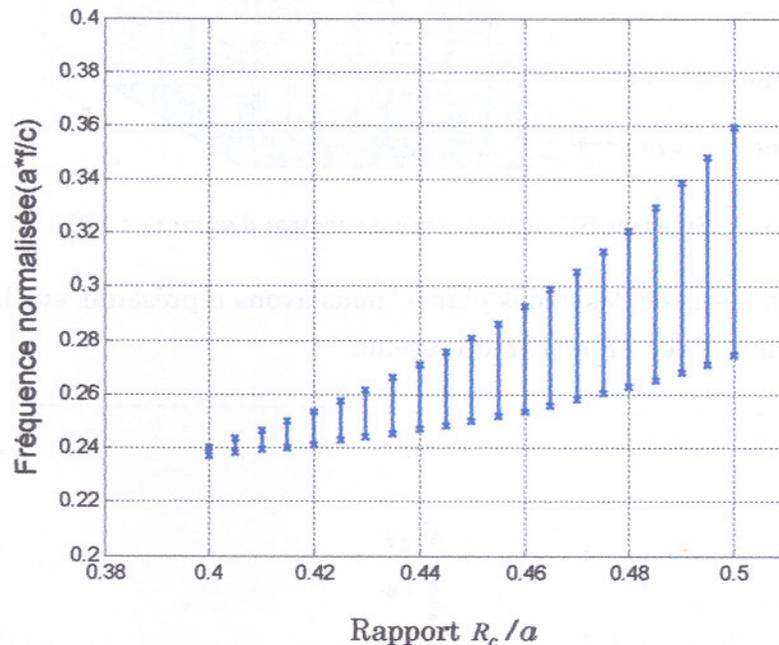


Fig. 3.15. Influence du rapport R_c/a sur la fréquence centrale et la largeur de la première bande interdite TM du BIE.

On notera aussi que la bande interdite TM la plus large est obtenue pour la valeur $R_c/a = 0,5$. Cette valeur n'est cependant pas significative. En effet, un tel réseau de trous d'air dans le substrat d'Arlon constituera un réseau non périodique de tiges d'Arlon à section triangulaire dans l'air (Fig. 3.16).

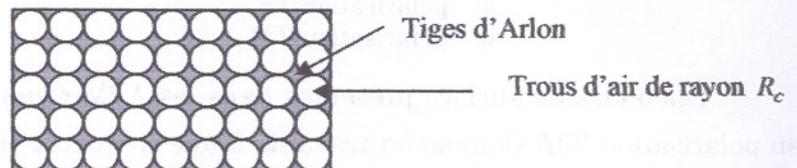


Fig. 3.16. Réseau carré de trous d'air dans le substrat d'antenne plaque pour un rapport R_c/a égal à 0,5

Lorsque le rapport R_c/a augmente, la permittivité relative équivalente ϵ_{req} diminue ce qui entraîne une augmentation de la fréquence normalisée inversement proportionnelle à $1/\sqrt{\epsilon_{req}}$. Lors du dimensionnement du BIE, un compromis doit être effectué entre un facteur de remplissage faible (associé à des fréquences centrales basses) et un facteur de remplissage fort (assurant une large bande interdite). Pour notre application, le rapport

$R_c / a = 0,46$ semble le plus approprié (tableau 3.3). La bande interdite *TM* de 339 MHz de large semble être le meilleur compromis avec une période de 34.14375 mm et un diamètre de motif de 31.41225 mm. En effet la plus large bande passante des antennes conçues était de 282 MHz.

R_c / a	f_n	a (mm)	R_c (mm)	f_{inf} (GHz)	f_{sup} (GHz)	Largeur de bande
0.40	0.23860	29.82500	11.930000	2.384	2.413	29
0.41	0.24160	30.20000	12.382000	2.374	2.448	74
0.42	0.24760	30.95000	12.990000	2.338	2.456	118
0.44	0.25885	32.35625	14.236750	2.287	2.509	222
0.46	0.27315	34.14375	15.706125	2.229	2.568	339
0.47	0.28185	35.23125	16.558687	2.196	2.601	405
0.48	0.29185	36.48125	17.511000	2.160	2.637	477
0.49	0.30985	38.73125	18.978312	2.076	2.621	545

Tableau 3.3. Bandes interdites *TM* les plus intéressantes pour l'application WIFI

La figure 3.17 présente la structure de bandes en polarisation *TM* et *TE* du matériau BIE bidimensionnel proposé. Les modes ont été calculés par la méthode des ondes planes à l'aide du programme que nous avons développé en Matlab. On constate sur ce diagramme l'existence d'une large bande interdite *TM* autour de la fréquence 2.4 GHz. On voit aussi apparaître de multiples bandes interdites pour les ondes polarisées *TE*. Cependant, les bandes interdites correspondant à chacune des polarisations ne se recouvrent pas.

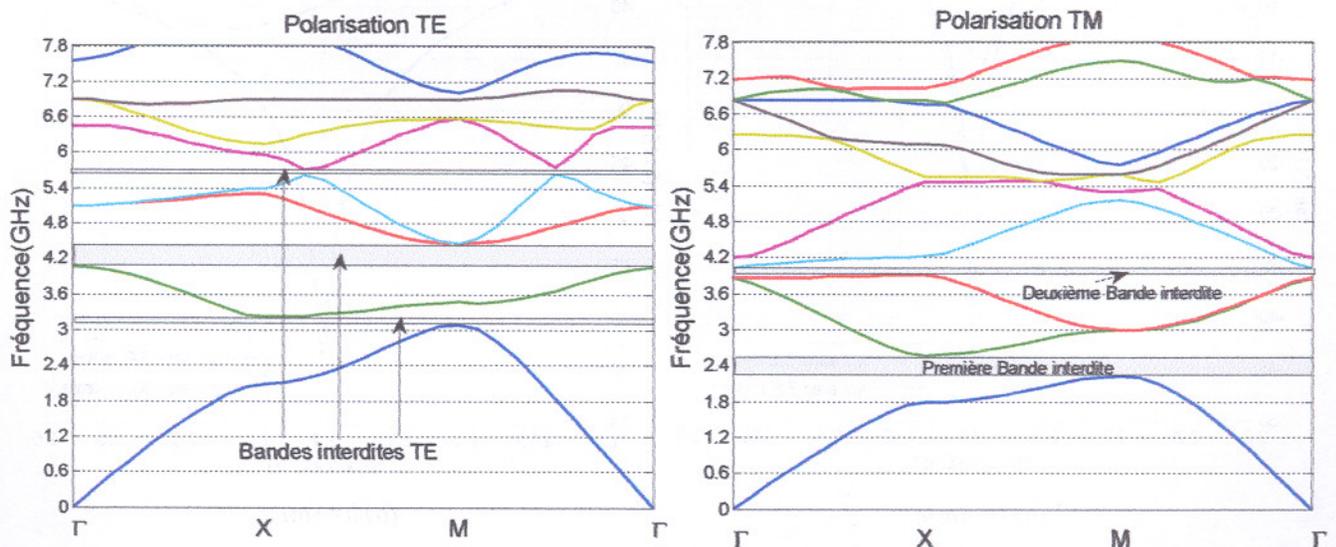


Fig.3.17. Bandes interdites du réseau pour les deux polarisations.

Maintenant que nous connaissons les dimensions théoriques du réseau permettant d'obtenir une structure à BIE, nous allons nous intéresser à la simulation d'antenne patch sur ce substrat.

3.3. APM sur substrat BIE 2D diélectrique

Les substrats BIE dimensionnés précédemment pour fournir une bande interdite centrée sur la fréquence 2.4 GHz sont utilisés comme substrats des antennes déjà étudiées. La figure 3.18 présente la configuration utilisée pour entourer l'antenne par la structure BIE. Un défaut est alors introduit dans le matériau à BIE en enlevant un motif afin d'insérer l'antenne. La surface du défaut a une forme symétrique par rapport au centre de l'antenne.

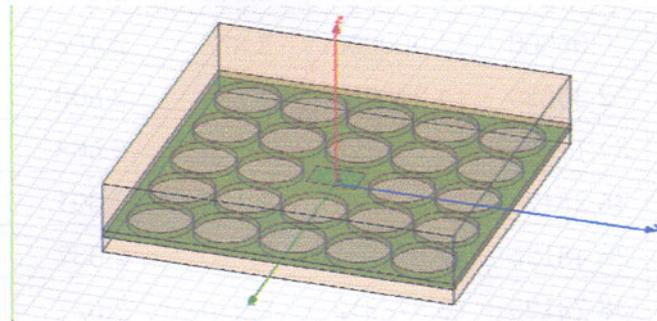


Fig. 3.18. Antenne à substrat BIE 2D diélectrique simulé à l'aide du logiciel HFSS

3.3.1. Résultats de simulation

3.3.1.1. Fréquence de résonance et bande passante

Les courbes de la figure 3.19 présentent la variation, en fonction de la fréquence, du module du coefficient de réflexion des antennes microruban avec et sans substrat BIE.

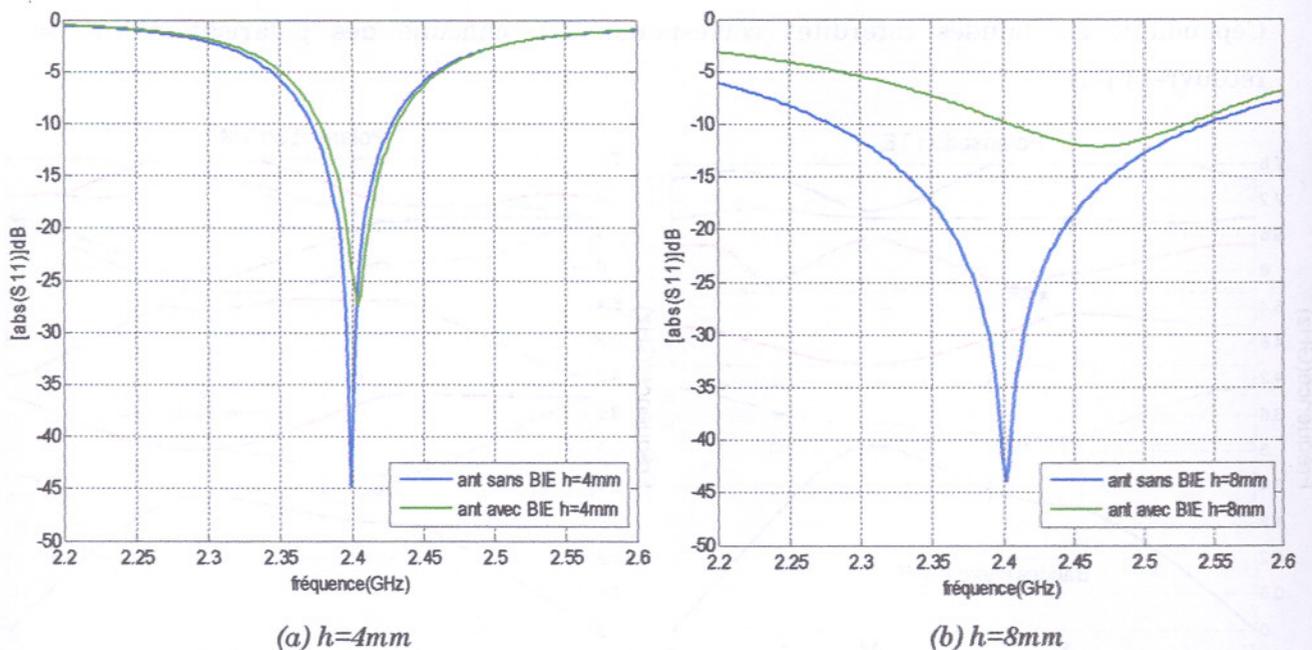


Fig. 3.19. Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

La structure BIE entraîne une augmentation de la fréquence de résonance de l'antenne. Pour le substrat d'épaisseur 4mm, cette augmentation n'est pas tellement significative. Elle devient plus appréciable (0.07 GHz) dans le cas du substrat épais (8mm).

Cette figure montre aussi que l'antenne sur substrat BIE d'épaisseur 4mm présente une bande passante de même étendue que l'antenne sans BIE et ce malgré l'augmentation du coefficient de réflexion. Dans le cas du substrat 8mm, on constate à la fois un rétrécissement de la bande passante (définie par $S_{11} \leq 10$) et une forte désadaptation d'impédance.

L'insertion de trous d'air dans la matrice diélectrique servant de substrat d'antenne est la principale cause du décalage fréquentiel observé sur la fréquence de résonance. D'un point de vue macroscopique, la constante diélectrique du substrat sous l'antenne, appelée constante diélectrique équivalente, sera diminuée en fonction de la quantité d'air introduite. Cette diminution entraîne à son tour une augmentation de la fréquence de résonance inversement proportionnelle à $1/\sqrt{\epsilon_{req}}$.

Quant à la diminution enregistrée sur la valeur du coefficient de réflexion à la fréquence de résonance, elle peut être attribuée à la caractéristique des BIE de réfléchir les ondes vers la cavité. Les ondes ainsi réfléchies présentent une perturbation sur la sonde d'excitation. Vu la hauteur du substrat 2, la quantité de signaux réfléchis vers celle-ci est plus importante. En effet, plus les dimensions verticales du substrat sont petites, plus les pertes par diffraction au bord de la cavité sont importantes.

3.3.1.2. Gain

A la fréquence de résonance nous constatons une amélioration du gain de l'antenne dûe à l'utilisation du substrat 2D-BIE. Evidement, cette amélioration est plus imposante (0.828 dB) dans le cas des substrats épais (8 mm). L'apport du BIE constitue un vrai filtre rejecteur pour ces ondes de surface responsable de la dégradation du gain des antennes microruban sur des substrats épais. La figure 3.20 montre bien l'intérêt et l'efficacité de l'utilisation des BIE pour les antennes à substrat épais.

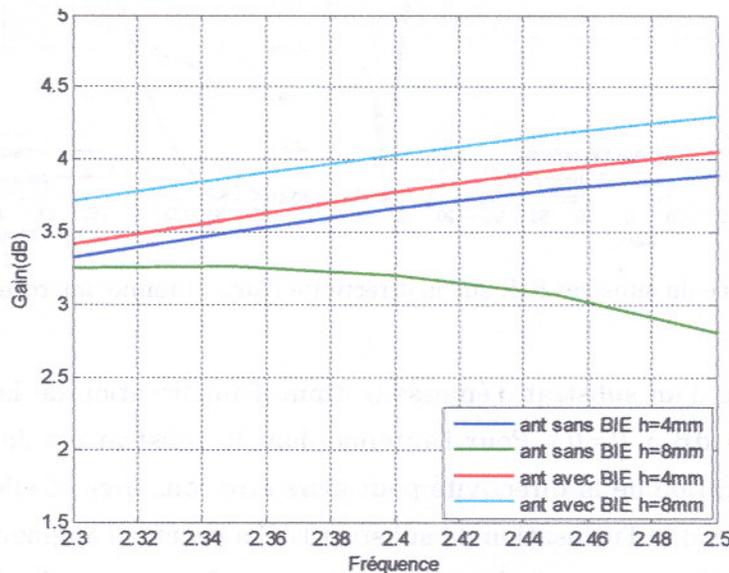


Fig.3.20. Influence des substrats BIE sur le Gain d'une antenne microruban

3.3.1.3. Diagramme de rayonnement

Pour étudier l'effet du substrat BIE sur le diagramme de rayonnement des deux structures étudiées ($h=4\text{mm}$ et $h=8\text{mm}$), nous avons simulé, à l'aide du logiciel HFSS, les variations de la directivité en fonction de θ dans le plan E ($\varphi=0$) et H ($\varphi=\pi/2$). Les résultats obtenus sont illustrés respectivement par les figures 3.21 et 3.22.

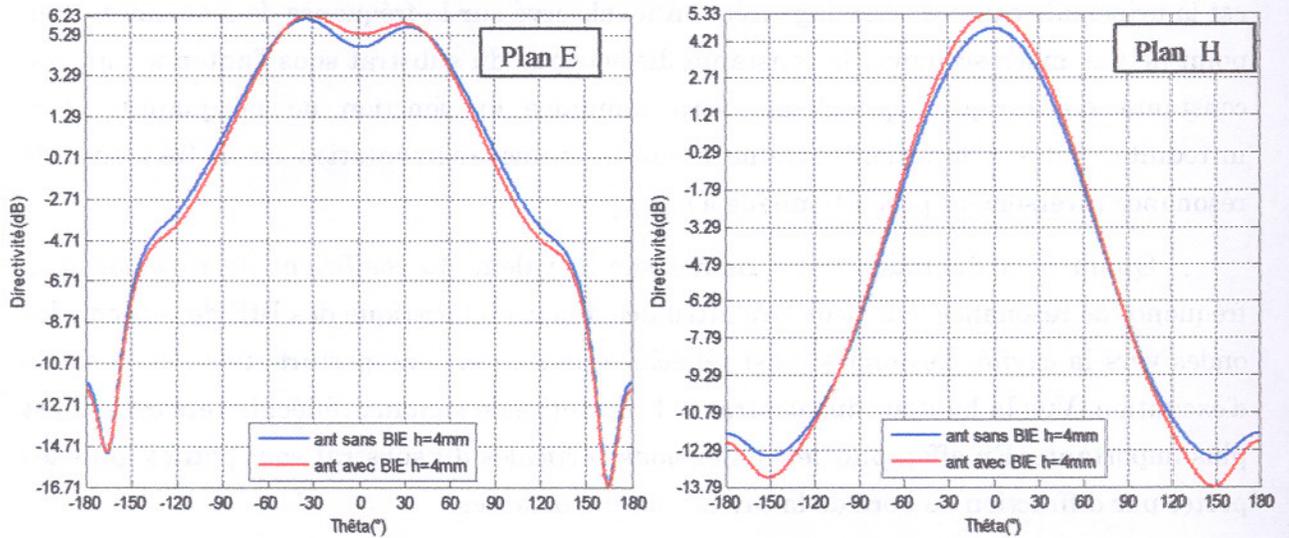


Fig. 3.21. Influence du substrat BIE sur la directivité d'une antenne microruban dans le plan E et H

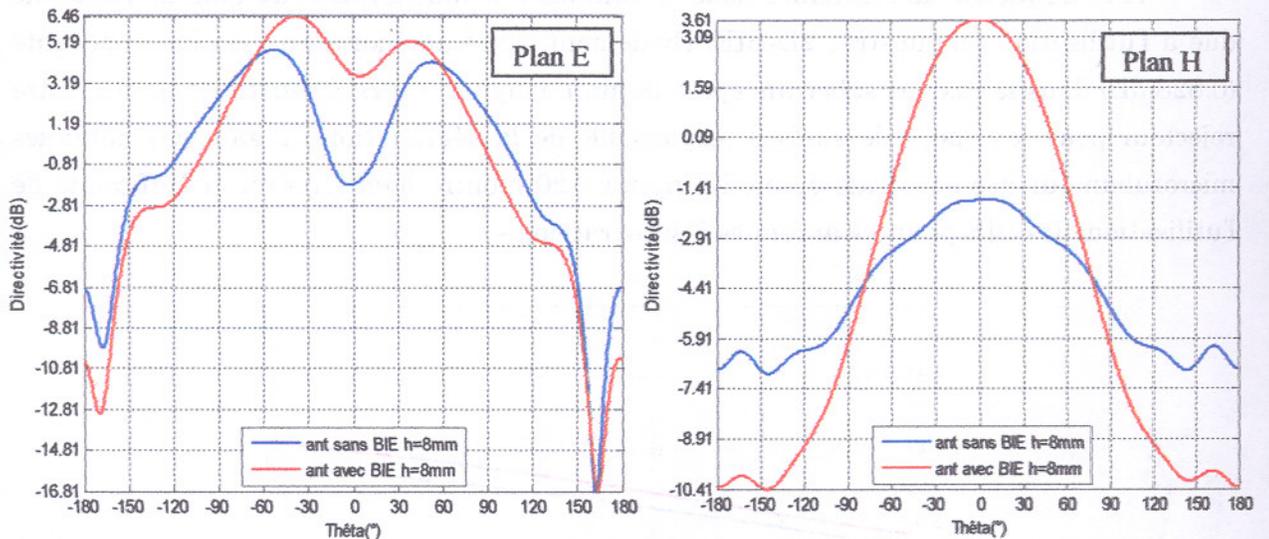


Fig. 3.22. Influence du substrat BIE sur la directivité d'une antenne microruban dans le plan E et H

Dans le cas d'un substrat d'épaisseur 4mm, l'amélioration de la directivité est peu significative (0.61 dB à $\theta=0$). Pour l'antenne dont le substrat est de 8 mm d'épaisseur, une nette amélioration de la directivité peut alors être constatée et elle est très accentuée dans le plan H. En effet l'utilisation du substrat BIE a permis d'augmenter la directivité de l'antenne dans la direction verticale et de réduire aussi les niveaux des lobes secondaires.

3.4. Conclusion

Nous venons de montrer dans ce chapitre que l'implantation d'un réseau carré de trou d'air dans le substrat d'antennes microruban permet d'empêcher les ondes de surface de se propager dans le substrat pour rayonner à ses extrémités. En présence du BIE, le diagramme de rayonnement des antennes plaques est meilleur et le gain de ces antennes a été amélioré.

Compte tenu de la fréquence de travail des antennes qui est relativement basse, le réseau BIE conçu, présente des dimensions assez importantes, et pour des considérations de miniaturisation, il sera préférable d'utiliser ces structures pour des antennes dont la fréquence de fonctionnement est élevée. Nous allons voir, dans le chapitre suivant, qu'il est possible d'utiliser une autre structure BIE 2D pour supprimer ces ondes de surface tout en réduisant les dimensions de l'antenne.

Chapitre 4

Conception et modélisation d'antenne à substrat BIE métallodiélectrique

Nous avons montré dans le chapitre précédent qu'en réalisant des trous d'air dans le substrat diélectrique d'une APM, les effets des ondes de surface sur les performances de celle-ci ont été réduits, mais au prix d'une diminution de la bande passante et un encombrement non tolérable.

De récentes études ont montré que des plans de masse à haute impédance pouvaient être une solution intéressante [5][37][38][39]. A l'inverse des surfaces conductrices, ces structures génèrent, dans une bande de fréquences dite interdite, des courants images et une réflexion en phase avec l'onde incidente.

4.1. Les Surfaces à Haute Impédance (SHI)

Les surfaces à haute impédance (SHI) sont des structures périodiques métallodiélectriques. Elles sont généralement réalisées à partir d'un réseau de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique et connectés à un plan de masse par des trous métallisés. Les surfaces à haute impédance ont été introduites par D. Sievenpiper [5] dans le but de supprimer les ondes de surface des APM, et d'augmenter ainsi leur rendement.

Les SHI présentent une propriété importante qui se traduit par le passage à zéro de la phase du coefficient de réflexion. En effet, à la résonance, les ondes réfléchies par une SHI ne subissent aucun déphasage. Les SHI créent un courant en phase avec la source. Ces surfaces se comportent donc comme des Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA). Cette caractéristique existe tant que l'impédance de surface est supérieure à celle du vide ($120 \pi \Omega$) [5]. Dans ces conditions, la phase du coefficient de réflexion de la SHI est comprise entre -90° et 90° . Une deuxième caractéristique importante d'une SHI est la suppression des ondes de surfaces. Les SHI ont été spécialement conçues pour la suppression du mode TM_0 dominant dans les antennes imprimées. En effet, elles présentent une bande interdite pour les ondes se propageant latéralement en mode TM et TE . Dans cette même bande, les ondes de surfaces sont alors totalement réfléchies.

4.1.1. Impédance de surface des SHI et phase à la réflexion en incidence normale

4.1.1.1. Modèle quasi-statique de Sievenpiper

Une des principales grandeurs caractéristiques pour l'étude des SHI est l'impédance de surface. Sievenpiper a tiré ce modèle à partir de l'impédance d'un plan métallique dissipatif donnée dans la relation 4-1[5].

$$Z_s = \frac{E}{H} = \frac{1+j}{\sigma\delta} \quad (4-1)$$

Dans cette relation, \vec{E} et \vec{H} sont respectivement le champ électrique et magnétique tangents à la surface, σ la conductivité du métal et δ l'épaisseur de peau. Cette relation devient différente pour les modes *TM* et *TE* quand on introduit des propriétés inductives et/ou capacitives à la surface. Pour le mode *TM*, le champ électrique est perpendiculaire à la SHI. L'impédance de surface s'écrit [5] dans ce cas

$$Z_s(TM) = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon} \quad (4-2)$$

où

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\omega\epsilon_0}{2\sigma}} (1-j) \quad (4-3)$$

En mode *TE*, le champ électrique est parallèle à la SHI. L'impédance de surface est alors donnée dans ce dernier cas par

$$Z_s(TE) = \frac{-j\omega\mu}{\alpha} \quad (4-4)$$

ω est la pulsation, ϵ la permittivité, μ la perméabilité et c la vitesse de lumière dans le vide. Elles montrent que l'impédance de surface du mode *TM* varie en fonction de la fréquence d'une manière différente de celle du mode *TE*.

La figure 4.1 présente une SHI proposée par Sievenpiper[5]. Elle est constituée d'un réseau carré de pavés rectangulaires mis à la masse par des vias métalliques.

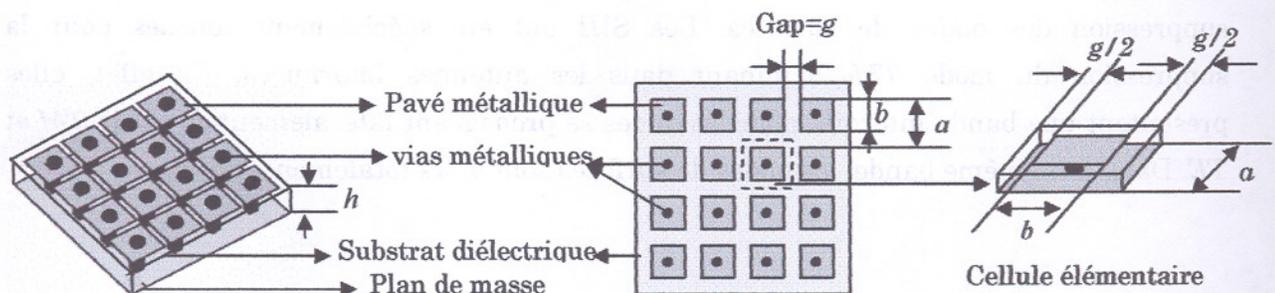


Fig. 4.1. Surface à haute impédance de Sievenpiper.

Le circuit électrique L - C équivalent de la cellule élémentaire de cette SHI est illustré dans la figure 4.2. Dans ce modèle, l'élément capacitif est lié à l'écartement entre les patches métalliques alors que l'effet inductif est introduit par la présence des vias reliant les patches au plan de masse.

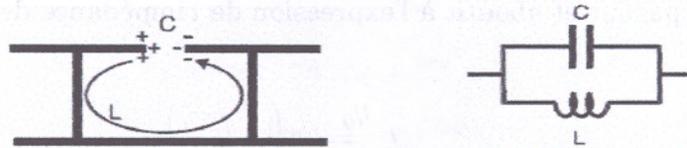


Fig.4.2. Modèle électrique équivalent de la SHI [5]

L'inductance dépend essentiellement de la longueur des vias métalliques (qui est égale à la hauteur h du substrat diélectrique). Elle est donnée [5] par

$$L = \mu_0 \mu_r h \quad (4-5)$$

Dans cette relation h est l'épaisseur du substrat, μ_0 et μ_r sont respectivement la perméabilité du vide et la perméabilité relative du substrat diélectrique.

La capacité équivalente du gap est donnée par l'expression

$$C = \frac{b \varepsilon_0 (1 + \varepsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{a}{g} \right) \quad (4-6)$$

où b est la largeur des pavés, a le pas du réseau, g la largeur du gap entre deux pavés et ε_r la permittivité relative du substrat diélectrique.

En adoptant cette représentation simplifiée, l'impédance de la SHI s'écrit

$$Z_s = \frac{Z_L Z_c}{Z_L + Z_c} = \frac{jL\omega}{1 - \omega^2 LC} \quad (4-7)$$

La fréquence de résonance d'une telle structure est alors

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-8)$$

La phase du coefficient de réflexion est donnée par la relation

$$\phi = \text{im}(\ln(S_{11})) \quad (4-9)$$

$$S_{11} = \frac{Z_s - \eta_0}{Z_s + \eta_0}$$

où $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \cong 120\pi \Omega$ est l'impédance du vide

Nous remarquons bien que la surface présente une haute impédance à la résonance ($f = f_0$). Cette fréquence de résonance, conduit à un déphasage nul des ondes réfléchies. La bande interdite est définie lorsque la phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface varie entre $+90^\circ$ et -90° .

4.1.1.2. Modèle dynamique pour les SHI artificielles réactives

Simovski et al. [38], ont récemment proposé un modèle dynamique pour l'étude des SHI réactives. Il s'agit d'un modèle analytique assez simple qui tient compte des interactions électromagnétiques dans les réseaux infinis. Ce modèle considère des structures en métal parfait et aboutit à l'expression de l'impédance de surface donnée par la relation

$$Z_s = \frac{i \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(k_0 \sqrt{\epsilon_r} h)}{1 - \frac{k_0 a (\epsilon_r + 1)}{\pi \sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{2a}{\pi g}\right) \tan(k_0 \sqrt{\epsilon_r} h)} \quad (4-10)$$

où η_0 est l'impédance du vide et k_0 représente le nombre d'onde dans le vide.

L'impédance est donc parfaitement réactive. De plus, cette expression de l'impédance peut aussi se mettre sous la forme 4.7 proposée par Sievenpiper faisant apparaître les paramètres LC du circuit électrique équivalent. Il suffit de remplacer $\tan(k_0 \sqrt{\epsilon_r} h)$ par son argument dans le cas où le terme $k_0 \sqrt{\epsilon_r} h$ serait petit. L'inductance et la capacité équivalente seront ainsi données par

$$L = \mu_0 h \quad (4-11)$$

$$C = \frac{a \epsilon_0 (1 + \epsilon_r)}{\pi} \log\left(\frac{2a}{\pi g}\right) \quad (4-12)$$

4.1.1.3. Estimation des paramètres du circuit électrique équivalent des SHI

Une bonne évaluation des paramètres du circuit équivalent permet de retrouver la réponse fréquentielle d'une SHI. Les relations données par Sievenpiper donnent une estimation assez acceptable de ces paramètres. Une conception approximative d'une SHI peut alors être effectuée grâce à ce modèle. En réalité, l'erreur sur la fréquence de résonance de l'impédance de surface dans ce cas est de l'ordre de 10% [37]. Les deux expressions données par Simovski peuvent aussi être utilisées dans le modèle de Sievenpiper pour le calcul de l'impédance mais l'erreur de précision sur la fréquence de résonance reste assez élevée surtout pour les substrats ayant une épaisseur et une permittivité très grande. Il est plus intéressant d'utiliser la relation 4-10 directement pour avoir une meilleure estimation [38].

Nous avons comparé les résultats donnés par ces trois dernières expressions analytiques pour le calcul de la phase du coefficient de réflexion d'une SHI. Celle-ci est réalisée à partir d'un réseau périodique carré de pavés métalliques reliés à la masse par des vias métalliques. Elle a été étudiée par Sievenpiper dans la référence [39]. Nous avons ajouté à ces résultats un calcul utilisant la relation de Simovski pour le calcul de la capacité et l'expression de T. C. Edwards pour l'inductance des pavés [40]. L'expression de cette inductance est donnée par la relation

$$L = 84,72 \cdot 10^{-12} \sqrt{\epsilon_{eff}} Z_c \quad (4-13)$$

où ϵ_{eff} est la permittivité effective et Z_c l'impédance caractéristique de la ligne générée par le pavé métallique.

Les paramètres du réseau (Fig. 4.1) sont : $a = 2.4$ mm, $g = 0,15$ mm, $\epsilon_r = 2,2$ et $h = 1,6$ mm. Les vias métalliques ont un rayon de $0,36$ mm. A l'aide du programme que nous avons conçu en Matlab, nous avons tracé (Fig. 4.3.a) la variation de la phase de S_{11} en fonction de la fréquence en utilisant les trois modèles analytiques présentés. La comparaison par rapport aux résultats de mesures rapportés dans la figure 4.3.b montre que malgré le léger décalage en fréquence, ces modèles permettent de faire une conception simple et rapide des SHI. On note aussi que le modèle dynamique aboutit à une erreur plus faible sur la fréquence de résonance en comparaison avec le modèle de Sievenpiper. Enfin, l'utilisation de l'expression de T. C. Edwards pour l'évaluation de l'inductance réduit énormément l'erreur pour le modèle quasi-statique.

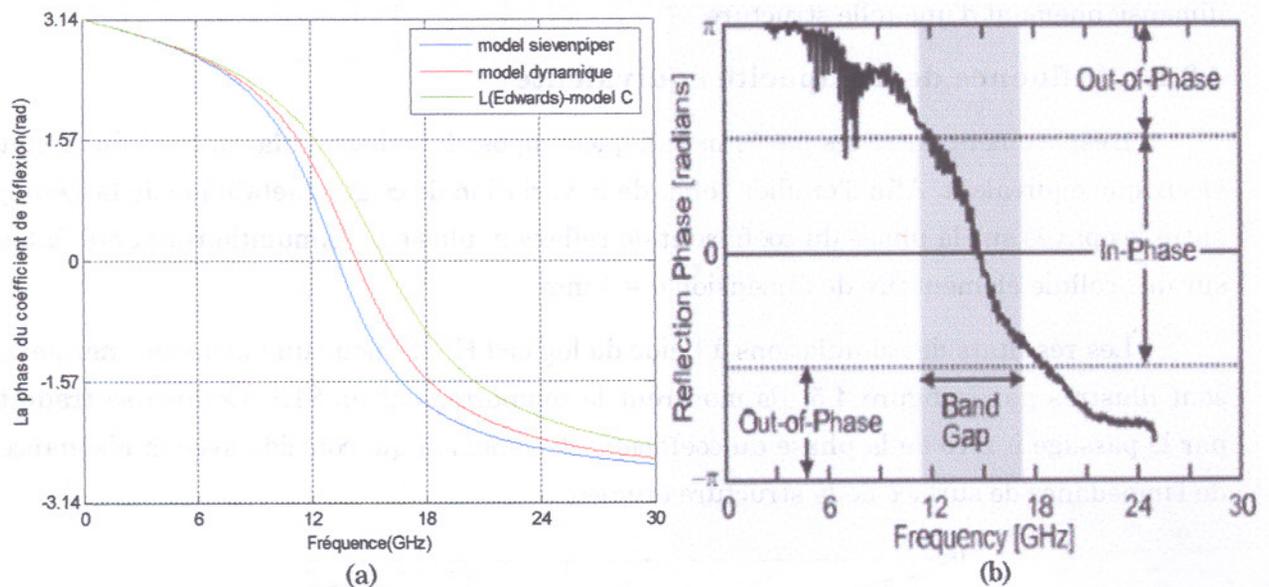


Fig. 4.3. Variation de la phase à la réflexion de la SHI de Sievenpiper en fonction de la fréquence
 a) modèles analytiques.
 b) mesures expérimentales correspondantes [5].

4.2. Conception et Caractérisation d'une surface à haute impédance résonant à 2.4 GHz

Les caractéristiques des surfaces à haute impédance décrites dans le paragraphe précédent sont très intéressantes pour l'amélioration du fonctionnement des antennes imprimées étudiées au chapitre 2. En effet, il est possible, par un choix judicieux des dimensions de cette structure de supprimer les ondes de surface plus particulièrement le mode TM_0 dominant de ces antennes.

Nous proposons à cet effet la SHI dont la configuration a déjà été présentée dans la figure 4.1. La figure 4.4 présente une cellule élémentaire. Nous utilisons un substrat Arlon d'épaisseur $h = 8$ mm, de permittivité relative $\epsilon_r = 10$ et de facteur de dissipation

$\tan(\delta)=0.0035$. Dans nos simulations, nous avons pour but de trouver la cellule de dimension minimale qui permettrait de présenter une phase nulle aux alentours de 2.4 GHz.

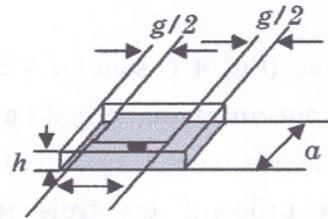


Fig. 4.4. Cellule élémentaire de la SHI représentée en figure 4.1.

4.2.1. Influence des dimensions sur la fréquence de résonance

Les valeurs des deux dimensions principales de la structure proposée (a et g), influent directement sur les valeurs des paramètres LC du circuit électrique équivalent. Elles déterminent donc la fréquence de résonance de la SHI et permettent ainsi le dimensionnement d'une telle structure.

4.2.1.1. Influence de la capacité équivalente

L'espacement entre les pavés métalliques impose la valeur de la capacité du circuit électrique équivalent. Afin d'étudier l'effet de la variation de ce gap métallique de largeur g entre les pavés sur la phase du coefficient de réflexion, plusieurs simulations ont été faites sur une cellule élémentaire de dimension $a = 4$ mm.

Les résultats des simulations à l'aide du logiciel HFSS, pour une incidence normale, sont illustrés par la figure 4.5. Ils montrent le comportement en SHI. Celui-ci se traduit par le passage à zéro de la phase du coefficient de réflexion qui coïncide avec la résonance de l'impédance de surface de la structure étudiée.

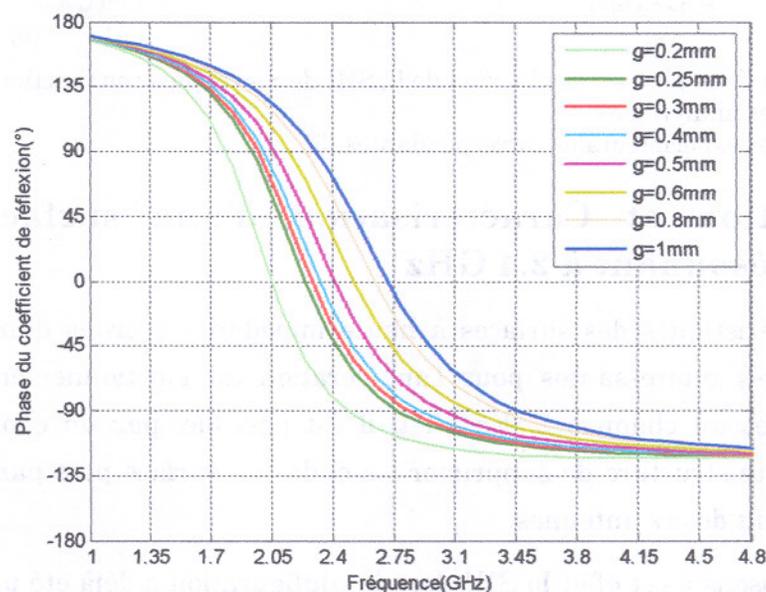


Fig. 4.5. Évolution de la phase de S_{11} avec la fréquence pour différents écarts entre pavés ' g ' ($\epsilon_r = 10$, $\tan(\delta) = 0,0035$, $h = 8$ mm, $a = 4$ mm)

Le comportement en SHI s'étale sur une large bande de fréquence dans laquelle la phase reste comprise entre -90° et 90° . L'impédance de surface de la SHI reste supérieure à celle du vide dans ce domaine de fréquence. On note aussi le décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences lorsqu'on diminue la largeur du gap. En effet, la réduction du gap métallique implique une augmentation de la valeur de la capacité du circuit équivalent.

L'effet sur l'inductance étant négligeable, la fréquence de résonance, définie par la relation 4.8, décroît.

Le dernier résultat est vérifié par les calculs analytiques (modèle dynamique) comme le montre la figure 4.6.a, b et c. Celles-ci présentent la variation de la phase de S_{11} en incidence normale pour trois surfaces ayant des largeurs de gap métallique différentes en fonction de la fréquence.

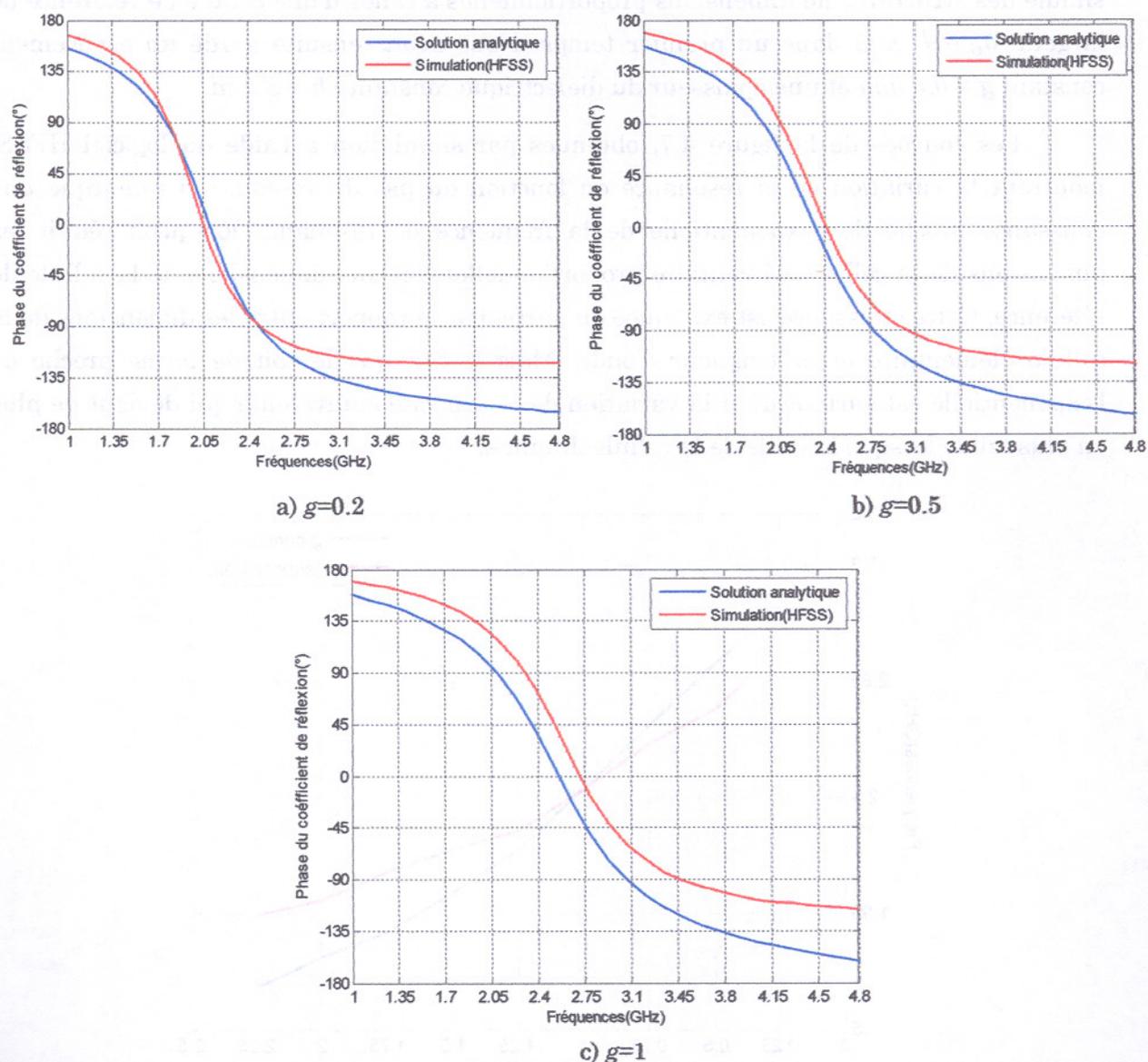


Fig. 4.6. Évolution de la phase de S_{11} avec la fréquence pour différents espacements entre les pavés (résultats HFSS et modèle dynamique)

On remarque que plus l'espacement entre les pavés est important plus la différence entre la fréquence de résonance donnée par chaque modèle est importante. L'interaction électromagnétique entre les pavés devient de plus en plus faible pour un espacement assez grand comparé aux dimensions de la maille élémentaire. L'analyse du comportement du BIE par le modèle dynamique est parfaitement adaptée pour de faibles valeurs d'espacements g .

4.2.1.2. Influence du pas du réseau

La dimension a de la cellule élémentaire à partir de laquelle est réalisé la SHI peut aussi faire varier la fréquence de résonance. Cette variation n'est tout simplement pas inversement proportionnelle à la dimension de la cellule car la capacité équivalente ne varie pas linéairement lorsqu'on change le pas du réseau. Nous avons fait varier la largeur a de la cellule, réalisée sur le substrat diélectrique utilisé précédemment. Nous avons simulé des structures de dimensions proportionnelles à celles d'une cellule de référence de largeur $a_0 = 4 \text{ mm}$ dans un premier temps. Nous avons ensuite gardé un espacement constant $g = 0.5 \text{ mm}$ et une épaisseur du diélectrique constante $h = 8 \text{ mm}$.

Les courbes de la figure 4.7, obtenues par simulation à l'aide du logiciel HFSS, montrent la variation de la résonance en fonction du pas du réseau. On remarque une croissance proche de l'exponentielle de la fréquence de résonance lorsqu'on réduit les dimensions de la cellule élémentaire proportionnellement aux dimensions de la cellule de référence. Cette croissance est expliquée en partie par le rapport entre les dimensions de la cellule élémentaire et la longueur d'onde. Mais le fait qu'elle soit de forme proche de l'exponentielle est surtout dû à la variation de la capacité équivalente qui devient de plus en plus faible lorsque la taille de la cellule diminue.

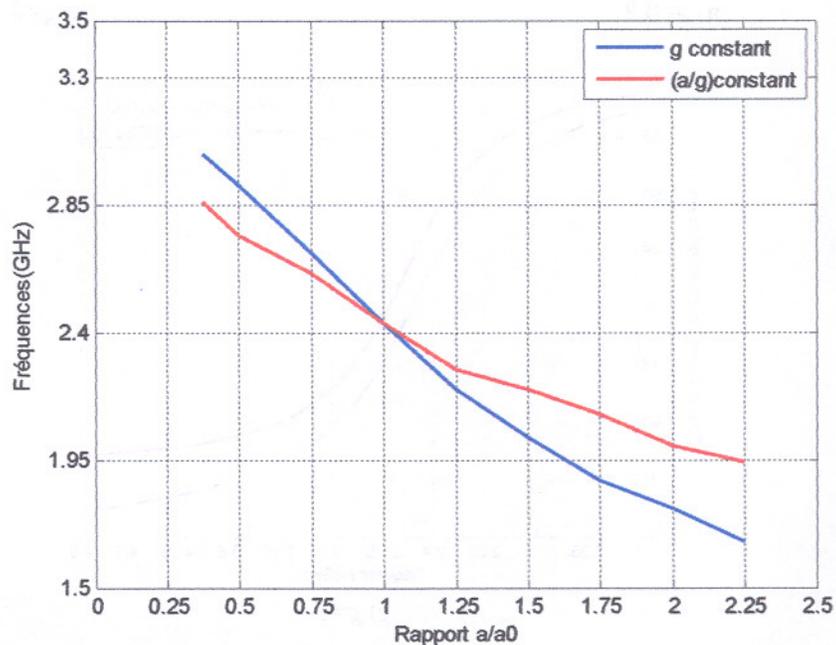


Fig. 4.7. Variation de la fréquence de résonance de la SHI en fonction du rapport a/a_0

Ces résultats sont vérifiés, une fois de plus, par les calculs analytiques (modèle dynamique et modèle de Sievenpiper) comme le montre la figure 4.8 et 4.9 qui présentent la variation de la fréquence de résonance de la SHI en fonction de la dimension de la cellule par rapport à celle de dimension $a_0 = 4 \text{ mm}$ pour un espacement g constant entre pavés puis pour un rapport a/g constant.

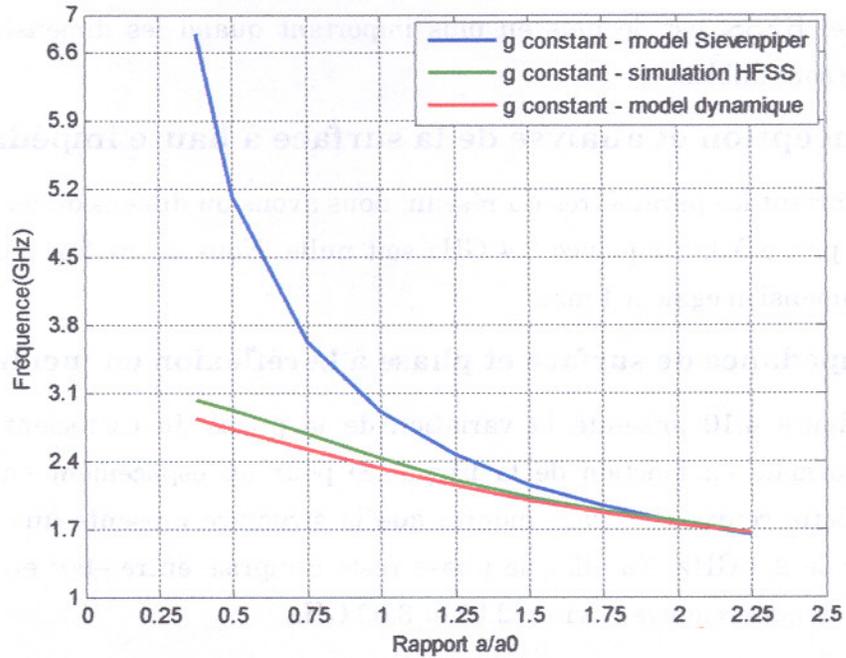


Fig. 4.8. Variation de la fréquence de résonance de la SHI en fonction du rapport a/a_0 . g constant.

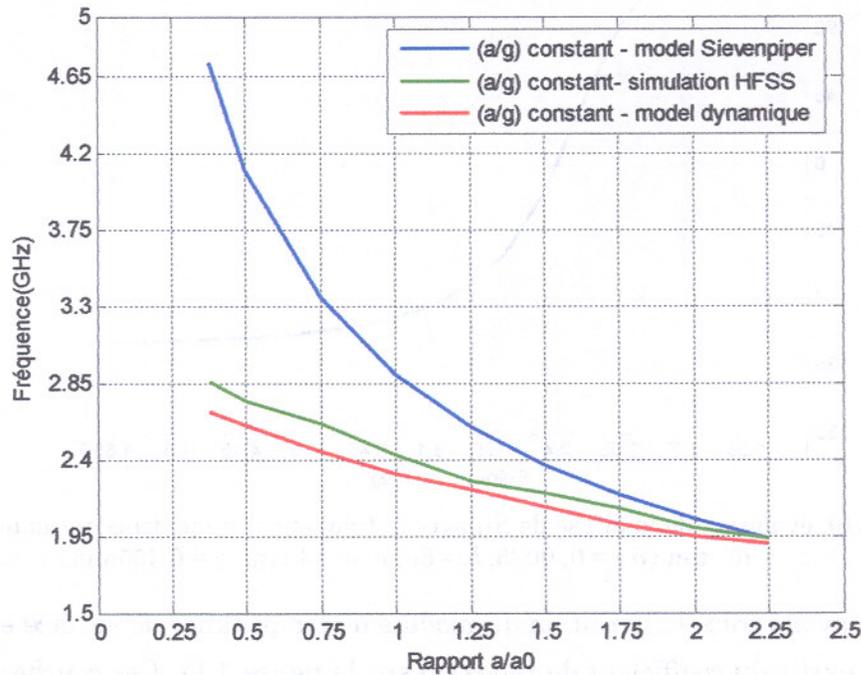


Fig. 4.9. Variation de la fréquence de résonance de la SHI en fonction du rapport a/a_0 . a/g constant.

Pour des dimensions importantes de la cellule élémentaire, l'influence de la distance entre pavés sur la fréquence de résonance est minimale voir inexistante. En effet, les trois modèles convergent vers la même solution.

Pour un faible pas, la distance entre les pavés joue un rôle important pour la détermination de la fréquence de résonance. En effet, une analyse des résultats, montre que l'écart entre les valeurs données par le modèle de Sievenpiper et le modèle dynamique ou le logiciel HFSS, est de plus en plus important quand les dimensions de la cellule élémentaire sont faibles.

4.2.2. Conception et analyse de la surface à haute impédance

En variant les paramètres du réseau, nous avons pu dimensionner la structure BIE afin que la phase à la fréquence 2.4 GHz soit nulle. Nous avons fini par opter pour une cellule de dimension égale à 4 mm.

4.2.2.1. Impédance de surface et phase à la réflexion en incidence normale

La figure 4.10 présente la variation de la phase du coefficient de réflexion en incidence normale en fonction de la fréquence pour un espacement entre les pavés de 0.455mm. Cette courbe de phase montre que la structure présente une phase proche de zéro autour de 2,4 GHz. En effet, la phase reste comprise entre -90° et 90° sur un large domaine de fréquence entre environ 2.05 et 3.03 GHz.

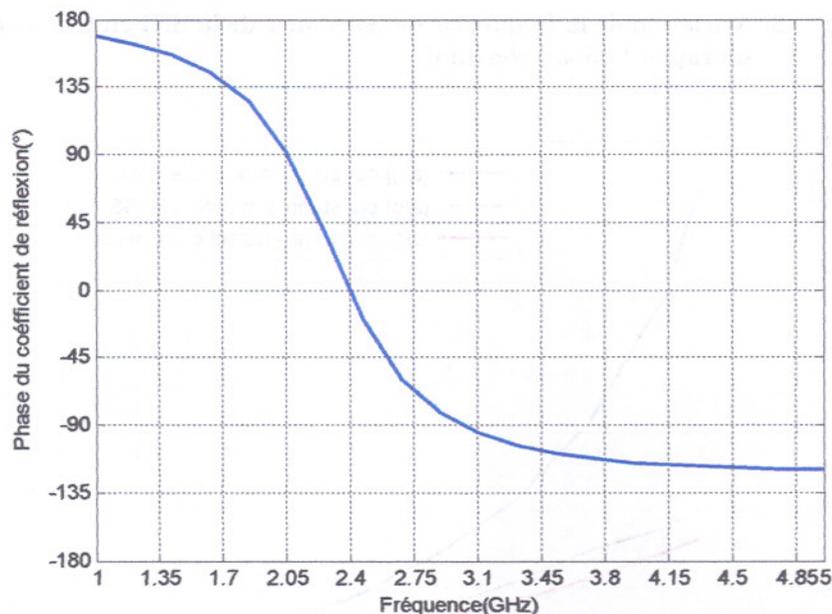


Fig.4.10. évolution de la phase de S_{11} avec la fréquence en incidence normale.
 $\epsilon_r = 10$, $\tan(\delta) = 0,0035$, $h = 8\text{mm}$, $a = 4\text{mm}$, $g = 0.455\text{mm}$.

Nous avons tracé la variation du module de l'impédance de surface en fonction de la fréquence à partir du coefficient de réflexion sur la figure 4.11. Ces courbes de simulations montrent que l'impédance de surface de la SHI est supérieure à celle du vide sur toute la bande de fréquence où la phase est comprise entre -90° et 90° .

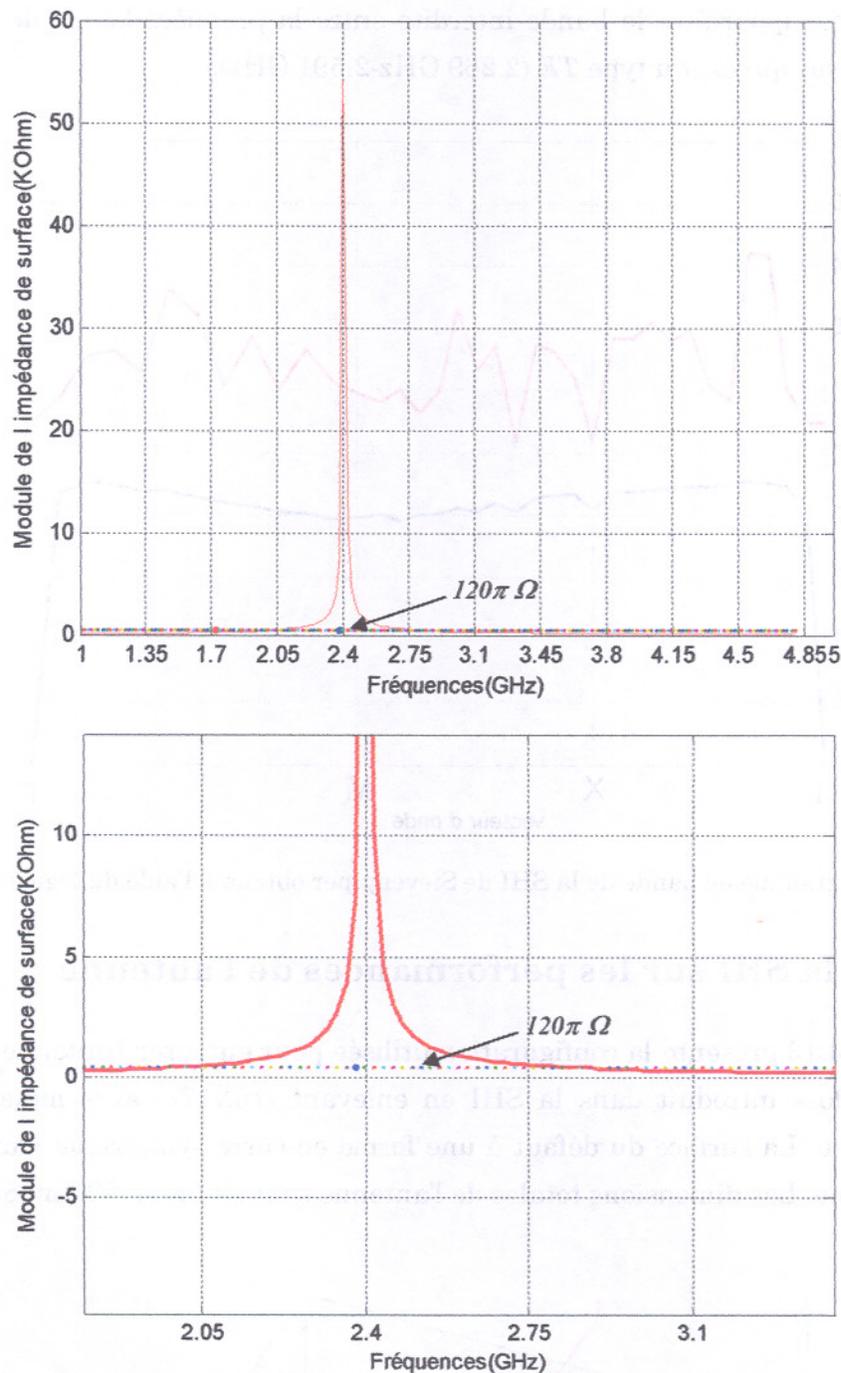


Fig.4.11. Module de l'impédance de surface à la réflexion en incidence normale de la SHI proposée (résultat HFSS).

4.2.2.2. Diagramme de bande

Les méthodes numériques existantes sont généralement plus précises pour la modélisation des structures métallodiélectriques comme les SHI. De plus, la périodicité de celles-ci rend les simulations moins coûteuses et plus rapides. La méthode des éléments finis présente une solution pour le calcul des modes propres et la détermination du comportement fréquentiel de ces structures. Elle a été utilisée pour le calcul de leurs diagrammes de bande. La figure 4.12 présente le diagramme obtenu par HFSS. Dans ce

diagramme on voit apparaître la bande interdite entre la première bande de type *TM* et celle juste au-dessus qui est du type *TE* (2.269 GHz-2.591 GHz).

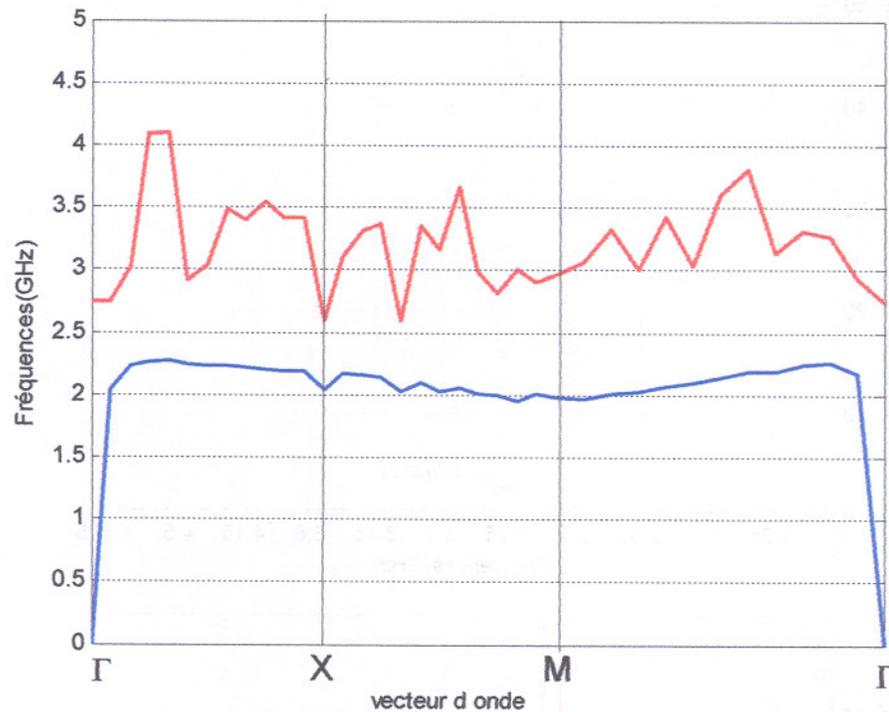


Fig. 4.12. Diagramme de bande de la SHI de Sievenpiper obtenu à l'aide du logiciel HFSS.

4.3. Effet de la SHI sur les performances de l'antenne

La figure 4.13 présente la configuration utilisée pour entourer l'antenne par la SHI. Un défaut est alors introduit dans la SHI en enlevant (15X17) pavés métalliques afin d'insérer l'antenne. La surface du défaut à une forme en carré symétrique par rapport au centre de l'antenne. Les dimensions totales de l'antenne sont (100mm, 92mm, 8mm).

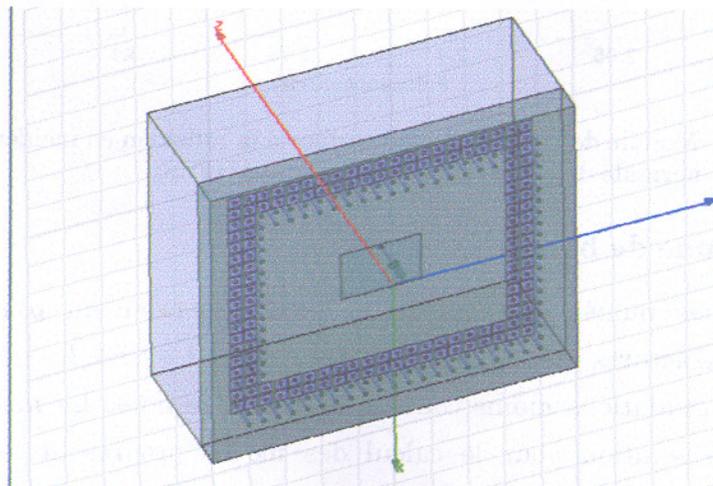


Fig. 4.13. APM à substrat BIE métallodiélectrique simulée à l'aide du logiciel HFSS

Les dimensions importantes du défaut ainsi que le nombre de rangées sont imposés par les ressources informatiques disponibles. Il nous a été rendu impossible de simuler l'antenne avec des dimensions de défaut plus faibles. En effet, de telles configurations, présentent de fortes interactions entre l'antenne et les pavés, ce qui nécessite une capacité en mémoire de stockage et de calcul élevée pour que le logiciel HFSS puisse sauvegarder les informations relatives au calcul des champs dans la structure globale. Un nombre très important de rangées rend aussi le logiciel HFSS non fonctionnel. Les pavés, étant de dimensions faibles devant la longueur d'onde, nécessitent un maillage dense.

4.3.1. Résultats de simulation

4.3.1.1. Fréquence de résonance et bande passante

Pour estimer la bande passante de l'antenne sur substrat BIE métallodiélectrique, nous avons simulé, à l'aide du logiciel HFSS, les variations du module du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence. Les résultats obtenus sont illustrés par la figure 4.14. On constate que l'utilisation du substrat BIE métallodiélectrique entraîne un élargissement de la bande passante au détriment d'une augmentation du coefficient de réflexion désignant une désadaptation de l'antenne. On constate aussi un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers les fréquences supérieures à 2.4 GHz.

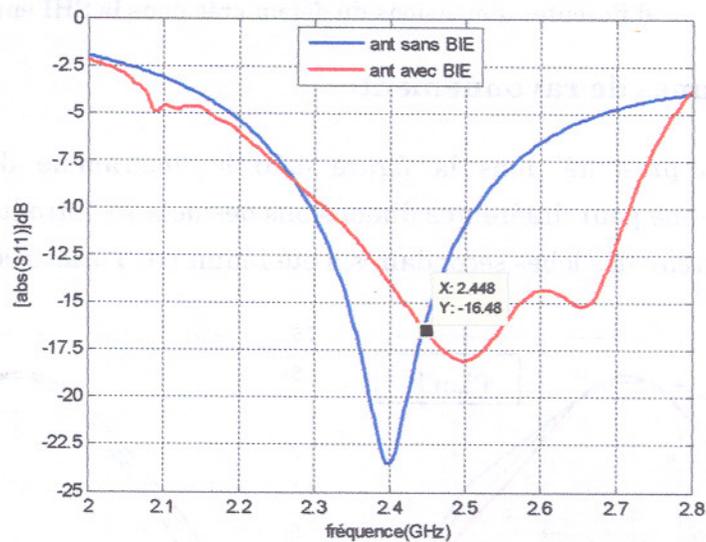


Fig. 4.14. Évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

Pour comprendre l'origine de ce phénomène nous avons tracé dans la figure 4.15 les courbes du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour deux valeurs du nombre de pavés retirés. Celui-ci impose l'espacement entre l'antenne et la SHI et en conséquence sur l'adaptation de l'antenne. Lorsque la première couche de cellules de la SHI est proche de l'antenne, dans le cas d'un défaut carré de 15X17 cellules, on remarque un effet très sensible sur l'adaptation de l'antenne. Dès que la SHI s'éloigne du patch rayonnant, l'antenne rapproche son adaptation initiale. Lorsque les pavés métalliques de la SHI sont très proches de l'élément rayonnant, l'adaptation se détériore en faveur d'un

élargissement de la bande passante de l'antenne. En effet, dans cette configuration, les pavés de la SHI se mettent à rayonner à cause du couplage électromagnétique avec l'antenne imprimée. Les modes de résonance des pavés métalliques de la SHI étant différents de ceux de l'élément rayonnant, le niveau du pic de résonance de l'antenne chute, et la bande passante devient plus large.

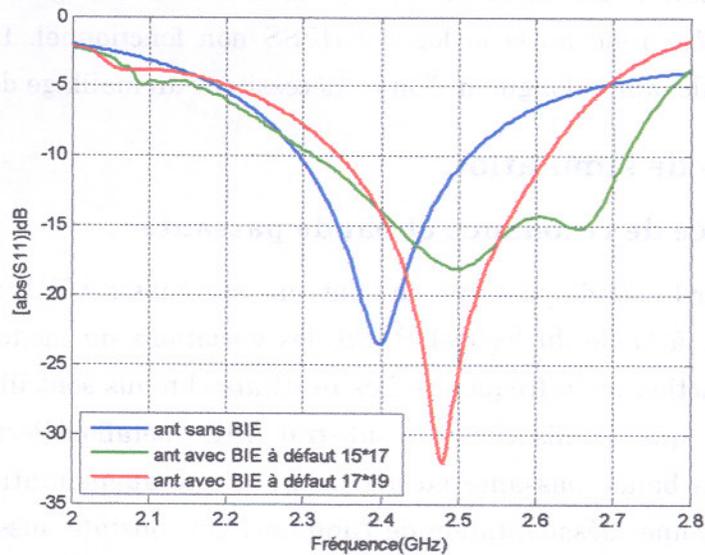


Fig. 4.15. Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du défaut créé dans la SHI entourant l'antenne

4.3.1.2. Diagrammes de rayonnement

Nous avons présenté dans la figure 4.16 le diagramme de rayonnement en directivité de l'antenne pour différentes dimensions des défauts introduits dans la SHI. On remarque que le niveau des lobes secondaires a été réduit par l'utilisation du substrat BIE.

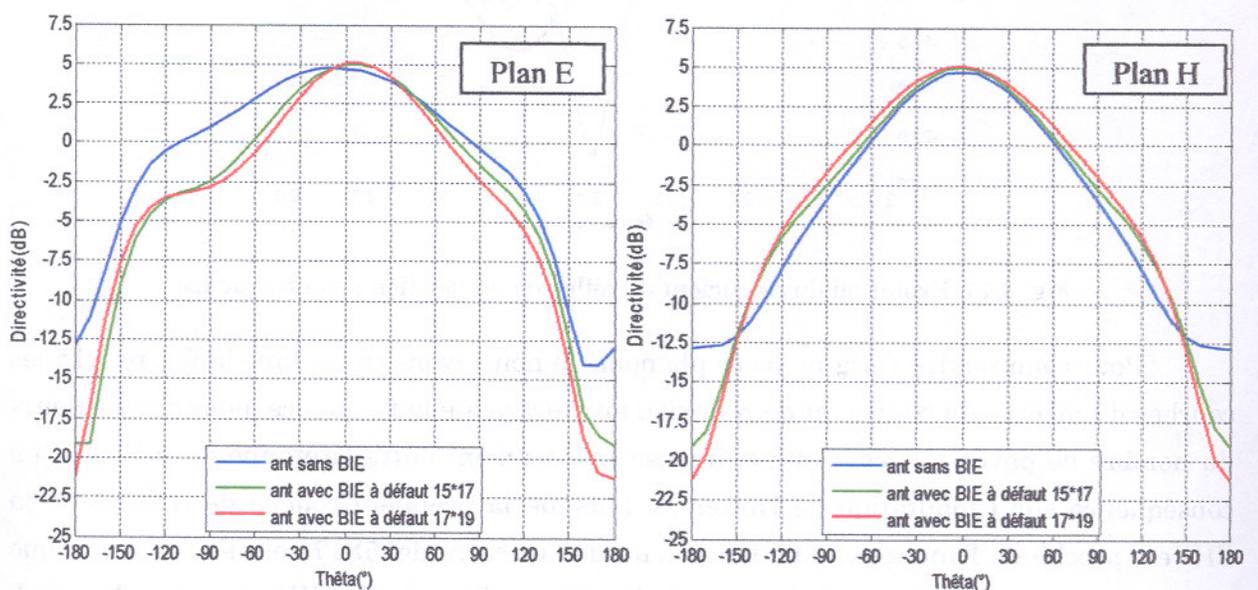


Fig. 4.16. Diagramme de rayonnement en directivité dans le plan E et H à 2.4 GHz pour différentes dimensions du défaut créé dans la SHI entourant l'antenne (Résultats de simulations HFSS).

4.4. Conclusion

L'amélioration des propriétés de l'antenne microruban à l'aide des surfaces à haute impédance est montrée dans ce chapitre. Le niveau des lobes secondaires est nettement réduit, ce qui confirme la propriété importante des SHI pour l'élimination des ondes de surface dans le substrat des APM.

L'utilisation de ce matériau nous a montré aussi la possibilité de l'augmentation de la bande passante des antennes plaques microruban. Cette augmentation dépend de la position des pavés par rapport au patch. En effet, plus ils sont proches, plus la bande passante est importante. Ainsi, au lieu d'utiliser des substrats épais pour augmenter la bande passante des APM, l'utilisation des SHI permet de s'affranchir de tous les inconvénients en terme d'encombrement et d'excitation des ondes de surface que présente les APM sur substrat ordinaire.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons mis en évidence la propriété des substrats BIE bidimensionnels pour empêcher la propagation des ondes électromagnétiques ayant une certaine bande de fréquence. Cette caractéristique est mise à profit pour éliminer les ondes de surface qui se propagent de manière guidée dans les substrats diélectriques utilisés pour réaliser les antennes plaques microruban (APM). Une première structure composée d'un réseau carré de trou d'air dans le substrat d'antennes a été proposée.

A l'aide de la méthode des ondes planes, nous avons pu déterminer, en élaborant un logiciel en Matlab, les bandes de fréquences interdites autour de la fréquence de travail de l'antenne. Cette étude nous a permis par la suite de dimensionner le substrat BIE diélectrique. En utilisant le logiciel HFSS, nous avons montré l'intérêt de ce type de substrat pour améliorer le gain des antennes particulièrement lors de l'utilisation des substrats épais.

Nous avons également déterminé les limitations de l'antenne plaque microruban sur substrat BIE diélectrique en terme d'encombrement et de bande passante. Afin de supprimer ces limitations, nous avons proposé et validé une nouvelle structure BIE, la surface à haute impédance de Sievenpiper. Une structure qui a conduit à la réalisation d'antenne de faible profil, fonctionnant sur une bande passante supérieure à 10 %, avec un rayonnement relativement stable. Un modèle développé sous HFSS nous a permis de dimensionner très rapidement la structure BIE métallodiélectrique, et ce en étudiant l'évolution de ses propriétés en fonction des paramètres physiques de cette structure. L'antenne plaque sur substrat BIE métallodiélectrique présente une bonne adaptation d'impédance, des diagrammes de rayonnement bien formés et stables.

Deux perspectives peuvent être avancées à l'issue de cette étude. Il sera judicieux, en premier lieu d'optimiser les performances de l'antenne à substrat BIE 2D diélectrique en réalisant une étude sur l'influence des paramètres du substrat BIE sur la fréquence de résonance, la bande passante et le gain de l'antenne. Cette étude se fera en utilisant toujours le logiciel HFSS qui représente un simulateur assez puissant et en comparant les résultats avec ceux obtenus avec un modèle analytique dans lequel le substrat BIE est remplacé par un substrat équivalent.

La possibilité de l'augmentation du gain de l'antenne BIE métallodiélectrique en utilisant le substrat BIE 2D diélectrique comme radôme, constitue une autre perspective. La structure composée du radôme BIE 2D diélectrique, placé à une hauteur d'une demi onde par rapport à l'antenne BIE métallodiélectrique sera équivalente à une cavité résonante. L'évolution des propriétés de cette antenne en fonction des paramètres physiques du BIE diélectrique à savoir sa hauteur, ses dimensions horizontales ainsi que ceux des inclusions, va permettre d'optimiser les performances de l'antenne étudiée.

Bibliographie

- [1] Y. Merle. Etude de la dispersion électromagnétique dans les matériaux périodiques diélectriques bidimensionnels. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [2] P. Ferrand. Solution de filtrage millimétrique et submillimétrique à structure périodique en technologies innovantes. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.
- [3] S.J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves & Antennas," www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa, June 21, 2004.
- [4] M. M. Sigalas, C. T. Chan, K. M. Ho and C. M. Soukoulis, "Metallic photonic band-gap materials," *Phys. Rev. B.*, vol.52, no.16, pp. 11744-11751, 1995.
- [5] D. F. Sievenpiper. High-Impedance Electromagnetic Surfaces. Thèse de doctorat, University of California, 1999.
- [6] A. Ourir. Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications. Thèse de doctorat, Université de Paris XI d'Orsay, 2006.
- [7] M. Zelsmann. Cristaux photoniques en silicium sur isolant pour le guidage, le filtrage, l'émission et l'extraction de lumière. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier- Grenoble 1, 2003.
- [8] F. Raineri. Optique non linéaire dans les cristaux photoniques en semi-conducteur III-V. Thèse de doctorat, université de Paris XI Orsay, 2004.
- [9] A. Hafiane. Etude du couplage d'antenne imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique. Thèse de doctorat, Université de Marne La vallée, 2003.
- [10] V. Radisic, Y.Qian, R. Coccioli, T. Itoh, "Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters.*, vol.8, no.2, pp. 69 - 71, Feb. 1998.
- [11] F.R. Yang, K.P. Ma, Y. Qian, T. Itoh, "A novel TEM waveguide using uniplanar compact photonic band gap (UC-PBG) structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no.11, pp. 2092 - 2098, Nov. 1999.
- [12] O. Vanbesien, J. Danglot, D. Lippens, "A smart K-band resonant switch based on photonic band gap structure engineering," *European Microwave Conference*, 1999. 29th, vol. 2, pp. 57-60, Oct. 1999.
- [13] I. Rumsey, P. May, M. Kelly, P.K, "Photonic bandgap structures used as filter in microstrip circuits," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters.*, Vol. 8, no.10, pp. 336 - 338, Oct.1998.

- [14] J. Danglot, O. Vanbesien, D. Lippens, "A. 4 port resonant switch patterned in photonic crystal," *IEEE Microwave and guided wave letters.*, vol. 9, n°7, pp. 274-276, july 1999.
- [15] R Coccioli, K.P Ma, T Itoh, "UC-PBG substrate for planar antennas," *European Microwave Conference.*, vol.3, pp.158-161, oct.1999.
- [16] S. Collardey , G. Poilasne, A.-C. Tarot, P. Pouliguen, C. Terret, K. Mahdjoubi, "Metallic Photonic Band Gap Propagation Modes characterization," *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol.28, no.6, pp. 434-440, Feb 2001.
- [17] M. Thévenot, C. Cheype, A.Reineix, and B. Jecko, "Directive photonic Band gap antennas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, No. 11, pp.2115-2122, Nov.1999.
- [18] C. Serier, C. Cheype, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Mondiere, A. Reineix, B. Jecko, "1-D Photonic Band Gap resonator," *Microwaves and Optical Technology Letters.*, vol 29, no 5, pp312-315. 2001.
- [19] C.Chype, C. Serier, M. THEvenot, T. Mondiere, A. Reineix, B. Jeckoo, "An electromagnetic bandgap resonator antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 50, no.9, pp 1285-1290 , Sept 2002.
- [20] M. Diblanc. Développement du concept de l'antenne a résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [21] D. Bidou. Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Application dans le domaine millimétrique. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [22] T. Jaffre. Caractérisation des matériaux à bande interdite électromagnétique multipériodique et leurs applications aux antennes. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.
- [23] R. Chantalat. Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [24] L.Leger. Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire. Thèse de doctorat, Université de Limoge, 2004.
- [25] C. Serier. Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain". Thèse de doctorat, Université de Limoges-2002.
- [26] L.Freytag. Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunication sans fil. Thèse de doctorat, Université de Limoge, 2004.

- [27] E. Rodes, T. Jaffre, M. Diblanc, M. Thevenot, B. Jecko, "Design of a bidirectionnal directive antenna using a metallic EBG structure," JINA – 13th International Symposium on Antennas, Nov. 2004.
- [28] C. Balanis, "Antenna theory. Analysis and design," Second edition, John Wiley & Sons, inc, 1997.
- [29] User's guide - High Frequency Structure Simulator. www.ansoft.com.
- [30] K. Parikh. Simulation of rectangular, single layer, coax-fed patch antennas using agilent high frequency structure simulator (HFSS). Thèse de Master, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute, 2003.
- [31] Kuchar. Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna Array. These de doctorat, Technische University at Wien, 1996.
- [32] D. Pozar, "Considerations for millimeter wave printed antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.31, no.5, pp.740-747, Sep. 1983.
- [33] J.R. James, A. Henderson, "High-frequency behaviour of microstrip open-circuit terminations," IEE, J. Microwaves, Opt. & Acoust., vol.3, pp. 205-218, 1979.
- [34] J.M. Louritioz, H. Benisty, Inc NetLibrary, V. Berger, J.M. Gerard, D. Maystre, A.Tchelnokov, "Photonic Crystals Towards Nanoscale Photonic Devices," Springer, 2005.
- [35] Pop Marius. Calcularea benzilor de energie în cristale fotonice. Licence de Y Universitaté Babeş-Bolyai (Roumanie), 2007.
- [36] L. G. Zheng and W. X. Zhang, "Study on bandwith of 2-D dielectric PBG material," Progress In Electromagnetics Research., vol.41, pp. 83–106, 2003.
- [37] Y. Qian, R. Coccioli, D. Sievenpiper, V. Radisic, E. Yablonovitch and T. Itoh, "A microstrip patch antenna using novel photonic band-gap structures," Microwave Journal., vol.42, p66-76, Jan. 1999.
- [38] S. A. Tretyakov and C. R. Simovski, "Dynamic model of artificial reactive impedance surfaces," Journal of Electromagnetic Waves and Applications., vol.17, n°1, pp. 131–145, 2003.
- [39] D. F. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," IEEE Trans Microwave Theory Tech., vol. 47, no 11, pp. 2059–2074, Nov1999.
- [40] T. C. Edwards. Foundations of Microstrip Circuit Design. John Wiley, 1981.
- [41] F. Yang, C.S Kee and Y. Rahmat-Samii, "Step-Like Structure and EBG Structure to improve the Performance of Patch Antennas on High Dielectric Substrate," IEEE. Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, pp. 482-485, 2001.

- [42] K. Agi, M. Mojahedi, B. Minhas, E. Schamiloglu, and K.J. Malloy, "The Effects of an Electromagnetic Crystal Substrate on a Microstrip Patch Antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, Vol. 50, no. 4, pp.451 – 456, Apr. 2002.
- [43] R. Gonzalo, P. de Maagt, and M. Soroll, "Enhanced Patch-Antenna Performance by Suppressing Surface Waves Using Photonic-Bandgap Substrates," *IEEE Trans. microwave Theory Tech.*, Vol. 47, no. 11, pp. 2131-2138, Nov 1999.
- [44] R. Gonzalo, G. Nagore and P. de Maagt, "Simulated and measured performance of a patch antenna on 2-dimentionnal photonic crystals substrate," *Progress In Electromagnetics Research.*, vol. 37, pp.257–269, 2002.
- [45] Q-c. LIN, F-m.ZHU and S-l.HE, "A new photonic bandgap cover for a patch antenna with a photonic bandgap substrate," *Journal of Zhejiang University Science.* vol.5, no.3, pp.269-273, 2003.
- [46] D. Guha, "Microstrip and Printed Antennas: Recent Trends and Developments," *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service. 6th International Conference on.*, vol.1, pp. 39- 44, Oct.2003.
- [47] N. Boisbouvier. *Application des matériaux à Bande Interdite Photonique (BIP) pour la conception d'antennes et dispositifs associés destinés aux réseaux domestiques sans fils.* Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 2004.
- [48] L. Schreider. *Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz.* Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, 2006.
- [49] Jing Liang and H-Y.D. Yang, "Radiation Characteristics of a Microstrip Patch Over an Electromagnetic Bandgap Surface," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 55, no. 6, pp. 1691 – 1697, June. 2007.
- [50] S.K. Hampel, O. Schmitz, O. Klemp, and H. Eul, "Design of Sievenpiper HIS for use in planar broadband antennas by means of effective medium theory," *Advances in audio Science.*, vol.5, pp.87–94, 2007.

Annexes

Annexe 1. Transformé de Fourier de l'inverse de la permittivité relative d'un réseau périodique 2D carré

Soit les tiges diélectriques de permittivité relative ϵ_{ri} réparties de façon périodique dans une matrice diélectrique de permittivité relative ϵ_{rs} . Les tiges sont cylindriques de section circulaire de rayon R_c ($R_c \leq a$), ou a est la période du réseau. La cellule élémentaire d'un réseau carré est représentée en figure I.1

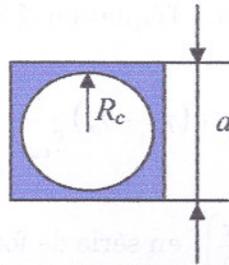


Figure I.1. Maille élémentaire d'un réseau bidimensionnel carré

On peut écrire que l'inverse de la permittivité $\eta(\vec{r})$ satisfait la relation suivante

$$\eta(\vec{r}) = \eta_b + \sum_R (\eta_a - \eta_b) S(\vec{r} - \vec{R}) \quad (\text{I.1})$$

avec

$$\eta_a = \frac{1}{\epsilon_{ri}} \text{ et } \eta_b = \frac{1}{\epsilon_{rs}}$$

$$\vec{R} = l_1 \vec{a}_1 + l_2 \vec{a}_2$$

où, \vec{a}_1 et \vec{a}_2 sont les vecteurs de base du réseau direct

$S(\vec{r})$ est la fonction d'Heaviside (échelon d'espace) définie par :

$$S(\vec{r}) = \begin{cases} 0 & \text{si } r \leq R_c \\ 1 & \text{si } r \geq R_c \end{cases}$$

Les coefficients de Fourier $\hat{\eta}(\vec{G})$ de $\eta(\vec{r})$ sont donnés par la relation

$$\hat{\eta}(\vec{G}) = \frac{1}{S_{cell}} \int_{S_{cell}} \eta(\vec{r}) e^{-i\vec{G}\vec{r}} d^2\vec{r} \quad (\text{I.2})$$

où S_{cell} est la surface de la cellule élémentaire

En remplaçant $\eta(\vec{r})$ dans l'équation (I.2) et en procédant au changement de variables, $\vec{r} - \vec{R} \rightarrow \vec{r}$ et $\vec{R}\vec{G} = 2n\pi$ où n est un entier, nous obtenons

$$\hat{\eta}(\vec{G}) = \eta_b \delta_{\vec{G}} + (\eta_a - \eta_b) \frac{1}{S_{cell}} \int_{S_{cell}} S(\vec{r}) e^{-i\vec{G}\vec{r}} d^2\vec{r} \quad (I.3)$$

avec

$$\delta_{\vec{G}}(\vec{r}) = \begin{cases} 0 & \text{si } \vec{G} = \vec{0} \\ 1 & \text{si } \vec{G} \neq \vec{0} \end{cases}$$

Nous avons

$$\vec{G}\vec{r} = |\vec{G}|r \cos \phi = -|\vec{G}|r \sin\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right)$$

où, ϕ est l'angle formé entre les vecteurs \vec{G} et \vec{r} .

Dans un système de coordonnées polaires, l'équation (I.3) devient

$$\hat{\eta}(\vec{G}) = \eta_b \delta_{\vec{G}} + (\eta_a - \eta_b) \frac{1}{S_{cell}} \int_{r=0}^{R_c} \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} e^{i|\vec{G}|r \sin\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right)} r dr d\phi \quad (I.4)$$

En développant $\exp\left(i|\vec{G}|r \sin\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right)\right)$ en série de fonction de Bessel et en intégrant sur ϕ , nous arrivons à l'expression suivante pour les coefficients de Fourier $\hat{\eta}(\vec{G})$

$$\hat{\eta}(\vec{G}) = \eta_b \delta_{\vec{G}} + (\eta_a - \eta_b) \frac{1}{S_{cell}} \frac{2\pi R_c^2 J_1\left(|\vec{G}|R_c\right)}{|\vec{G}|R_c} \quad (I.5)$$

ou encore

$$\hat{\eta}(\vec{G}) = \eta_b \delta_{\vec{G}} + (\eta_a - \eta_b) \frac{S_{inc}}{S_{cell}} \frac{2J_1\left(|\vec{G}|R_c\right)}{|\vec{G}|R_c} \quad (I.6)$$

où, $S_{inc} = \pi R_c^2$, représente la surface des inclusions qui sont de forme circulaire.

En posant $f_{remp} = \frac{S_{inc}}{S_{cell}}$ (facteur de remplissage de la structure BIE), on obtient

$$\hat{\eta}(\vec{G}) = \eta_b \delta_{\vec{G}} + (\eta_a - \eta_b) f_{remp} \frac{2J_1\left(|\vec{G}|R_c\right)}{|\vec{G}|R_c} \quad (I.7)$$

Soit

$$\hat{\eta}(\vec{G}) = \begin{cases} \eta_a f_{remp} + \eta_b (1 - f_{remp}) & \text{si } \vec{G} = \vec{0} \\ (\eta_a - \eta_b) f_{remp} \frac{2J_1\left(|\vec{G}|R_c\right)}{|\vec{G}|R_c} & \text{si } \vec{G} \neq \vec{0} \end{cases} \quad (I.8)$$

Pour un réseau carré ($S_{cell} = a^2$), le facteur de remplissage est

$$f_{remp} = \frac{\pi R_c^2}{a^2}$$

Annexe 2. Représentation du matériau BIE 2D carrée dans le repère cartésien

Pour un BIE 2D carré, les vecteurs du réseau direct et ceux du réseau réciproque sont définis dans le plan xy à l'aide des vecteurs unitaires (\hat{e}_x, \hat{e}_y) du repère cartésien

$$\vec{a}_1 = a\hat{e}_x \text{ et } \vec{a}_2 = a\hat{e}_y$$

$$\vec{r} = x\hat{e}_x + y\hat{e}_y$$

$$\vec{R} = al_1\hat{e}_x + al_2\hat{e}_y, l_1 \text{ et } l_2 \text{ sont des entiers arbitraires}$$

$$\vec{b}_1 = \frac{2\pi}{a}\hat{e}_x \text{ et } \vec{b}_2 = \frac{2\pi}{a}\hat{e}_y$$

$$\vec{G} = \frac{2\pi}{a}h_1\hat{e}_x + \frac{2\pi}{a}h_2\hat{e}_y, h_1 \text{ et } h_2 \text{ sont des entiers arbitraires}$$

$$\vec{k} = k_x\hat{e}_x + k_y\hat{e}_y$$

Les points de haute symétrie de la première zone de Brillouin sont définis par les coordonnées du vecteur d'onde.

$$\Gamma \quad k_x = 0 \text{ et } k_y = 0$$

$$X \quad k_x = \frac{\pi}{a} \text{ et } k_y = 0$$

$$M \quad k_x = \frac{\pi}{a} \text{ et } k_y = \frac{\pi}{a}$$

Ces informations ainsi que la transformé de Fourier de l'inverse de la permittivité sont utilisées pour résoudre les équations aux valeurs propres pour les deux modes TE ou TM du BIE 2D diélectrique.