

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**ÉTUDES DES PROPRIÉTÉS D'ANTENNES UTILISANT UN PLAN
CONDUCTEUR MAGNÉTIQUE ARTIFICIEL**

BASSEM MARAACH

**DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTREAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)**

Août 2009

©Bassem Maraach, 2009.



Library and Archives
Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*
ISBN: 978-0-494-57258-0
Our file *Notre référence*
ISBN: 978-0-494-57258-0

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTREAL

Ce mémoire intitulé :

**ÉTUDES DES PROPRIÉTÉS D'ANTENNES UTILISANT UN PLAN
CONDUCTEUR MAGNÉTIQUE ARTIFICIEL**

Présenté par : MARAACH Bassem

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. KASHYAP, Raman, Ph.D., Président

M. LAURIN, Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. CHRISTOPHE, Caloz, Ph.D., membre

Remerciements

J'exprime ma gratitude profonde au professeur Jean-Jacques Laurin, qui a encadré ce travail, pour sa disponibilité, sa patience, ses qualités humaines et toute l'aide d'ordre scientifique qu'il a pu m'apporter.

Ma gratitude va aussi à Yves Cassivi et Maxime Thibault qui m'ont aidé et conseillé au niveau des mesures.

Je tiens également à remercier l'équipe de techniciens du centre de recherche Poly-Grames pour leur grand support durant toutes les étapes de mon projet de recherche. Je remercie Jules Gauthier pour ses conseils ; Steve Dube, Roch Brassard et Traian Antonescu pour la fabrication des nombreux antennes et circuits ; Jean-Sébastien Decarie pour son support informatique, sa disponibilité et son bon humeur.

Je remercie aussi sincèrement Madame Ginette Desparois, Secrétaire de l'équipe pour sa disponibilité et sa gentillesse tout le long de mon séjour au centre Poly-Grames.

Mes remerciements vont aussi à Tarek Djerafi pour les discussions scientifiques, ainsi que tous les autres collègues pour la bonne ambiance de travail.

Résumé

Les antennes à membrane déployable représentent une alternative prometteuse pour les prochaines générations de satellites de télédétection. À cause des contraintes physiques exigées, ces antennes doivent avoir une très faible épaisseur. Au cours des dernières années, les chercheurs ont réussi à réaliser des surfaces réfléchissantes à base de structures périodiques. Les propriétés électromagnétiques de ces dernières confèrent aux antennes membranes une faible épaisseur et améliorant leur efficacité. L'utilisation de telles structures s'avère avantageuse quant à la facilité de leur fabrication basée sur la technologie des circuits imprimés, conduisant ainsi à une économie considérable sur le coût, le volume et le temps de fabrication.

Dans ce travail, on propose deux nouvelles structures périodiques se comportant comme un conducteur magnétique artificiel fonctionnant dans la bande C. Une étude paramétrique relative à leur performance est effectuée. Une antenne membrane composée d'un réflecteur et de plusieurs types d'éléments rayonnants a été fabriquée et assemblée. La performance électromagnétique de cette antenne a été étudiée et comparée à celle d'un modèle analytique basé sur la théorie d'image et la théorie des antennes réseaux.

Une nouvelle application s'inspirant de la réponse électromagnétique du réflecteur est proposée. Cette application a pour but de réduire le dépointage avec la fréquence de l'angle de faisceau de rayonnement principal des antennes réseaux alimentées en série.

Abstract

Deployable membrane antennas present a promising alternative for future generations of remote sensing satellites. Due to required physical constraints, the antennas must be characterized by a very low profile. In recent years, scientists have succeeded in designing reflective surfaces based on periodic structures. Electromagnetic properties of these surfaces allow the fabrication of thinner and more efficient membrane antennas that may be manufactured with printed circuit technologies, ensuring considerable savings in cost, volume and fabrication time.

This work proposes two new periodic artificial magnetic conductor structures for C band applications. A parametric study related to their performance is presented. A membrane antenna composed of a reflector and many types of radiated elements has been fabricated and assembled. The electromagnetic performance of this antenna has been studied and compared to that of an analytic model based on image theory and array antenna theory.

A new application inspired from the electromagnetic response of the reflector was proposed in order to reduce the main lobe beam squint of series fed array antenna.

Table des matières

Remerciements.....	iv
Résumé.....	v
Abstract.....	vi
Table des matières.....	vii
Liste des tableaux.....	x
Liste des figures.....	xi
Liste des abréviations.....	xx
0. Introduction.....	1
1. Introduction aux matériaux à bandes interdites photoniques.....	4
1.1. Description générale des surfaces à haute impédance	5
1.2. Les caractéristiques générales des surfaces à haute impédance	7
1.2.1. Caractérisation des bandes électromagnétiques interdites	8
1.2.2. Caractérisation du coefficient de réflexion	9
1.3. Les applications utilisant les structures haute impédance.....	10
1.4. Conclusion	12
2. Conception des structures à Bandes Interdites Photoniques Uniplanaires (BIP-U).....	14
2.1. Les caractéristiques fondamentales des structures périodiques	15
2.1.1 Théorème de Floquet	15
2.1.2. Les Modes de Floquet.....	16
2.1.3. L'impédance de surface	19
2.1.4. Comportement des structures en fente et des structures en ruban.....	23

2.1.5.	Caractéristiques communes des surfaces sélectives en fréquence	27
2.2.	Les réflecteurs magnétiques artificiels.....	30
2.2.1.	Théorie	30
2.2.2.	Résultats des simulations d'une structure CMA	32
2.3.	Discussion générale sur les structures périodiques uniplanaires.....	34
3.	Les structures périodiques compactes.....	36
3.1.	Les structures proposées	37
3.3.1.	Les résultats des simulations.....	38
3.1.2.	Les effets du plan de masse sur l'impédance de surface.....	46
3.2.	Études paramétriques	49
3.2.1.	L'effet de l'épaisseur h et de la permittivité ε du substrat	49
3.2.2.	Analyse des pertes.....	52
3.3.2.	Comparaison avec les autres structures.....	56
3.4.	Discussions sur les résultats obtenus	60
4.	Réalisation des réflecteurs basés sur des structures CMA	62
4.1.	Banc de mesures de champ lointain.....	63
4.2.	La structure de réflecteur à CMA réalisée	63
4.3.	Le comportement d'un élément rayonnant à proximité de la surface CMA.....	65
4.3.1.	Analyse théorique	65
4.3.2.	Mesures de S_{11} d'une antenne dipôle dans l'espace libre	68
4.3.3.	Mesures de S_{11} de l'antenne avec le réflecteur CMA	69
4.3.4.	Mesures des champs lointains.....	71
4.3.5.	Méthode des images approximative appliquée au réflecteur CMA	77

4.4.	Stabilisation de l'angle de rayonnement d'une antenne réseau alimentée en série.....	80
4.4.1.	Théorie	80
4.4.2.	La déviation de l'angle du faisceau principal d'une antenne alimentée en série ...	82
4.4.3.	La réduction de la déviation de l'angle du faisceau principal θ_{Max} en utilisant les réflecteurs AMC.....	85
4.5.	Conception d'une antenne dipôle à profil bas.....	95
4.6.	Discussion générale sur les résultats expérimentaux	102
5.	Conclusion	104
5.1.	Travaux futurs.....	106
	Références.....	107

Liste des tableaux

Tableau 3-1 Comparaison de stabilité de la fréquence de résonance par rapport à l'angle d'incidence θ_i	46
Tableau 3-2 Comparaison avec les structures de référence	58

Liste des figures

Figure 1-1 Exemples des structures périodiques 2D trouvées dans la littérature. (a) Structure champignons hexagonaux présentée par Sievenpiper [4], (b) structure champignons carrés [4], (c) structure spirale [5],(d) structure champignons carrés de périodes distinctes selon x et y [6], (e) et (f) structures périodiques uniplanaires [7] (sans via).	6
Figure 1-2 Comportement LC équivalent de la structure champignons (a) illustration de la capacité et de l'inductance générée entre deux cellules de la structure, (b) modèle équivalent d'éléments distribués (un circuit LC parallèle)	7
Figure 1-3 Résultats des simulations et des mesures extraites de l'article [13] (repris avec permission), (a) diagramme de bande , (b) la structure champignons simulée, (c) résultats des mesures pour le mode TM, (d) résultats des mesures pour le mode TE.....	9
Figure 1-4 Mesures de l'angle du coefficient de réflexion extraites de l'article [13] (repris avec permission), (a) l'angle de coefficient de réflexion obtenu expérimentalement (repris avec permission), (b) modèle de la chambre isolée pour les tests expérimentaux	10
Figure 2-1 La structure à bandes interdite photonique uniplanaire compacte (BIP-UC).	15
Figure 2-2 Structure périodique 2D planaire	16
Figure 2-3 Structure périodique 1D	17
Figure 2-4 Structure des dipôles hertziens périodiques	21
Figure 2-5 Circuit équivalent de la surface des dipôles périodiques	23

Figure 2-6 Exemple des structures en fente et en ruban (a) Une cellule de la surface BIP-UC en ruban (le métal représenté par la couleur noire), (b) Une cellule de la surface BIP-UC en fente (La structure BIP-UC sans le plan de masse), (c) le circuit LC équivalent de BIP-UC en ruban.....	25
Figure 2-7 Le coefficient de réflexion simulé pour une structure BIP-UC en fente sans le plan de masse, (a) Γ pour le mode TM, (b) la structure simulée avec ses différentes dimensions, (c) Γ pour le mode TE, (d) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale, avec normalisation par rapport à une impédance de 377Ω	26
Figure 2-8 La variation de l'admittance normalisée Y_s/jY_0 de la structure BIP-UC fente en fonction de la fréquence à l'incidence normale ($\theta=0^\circ, \varphi=0^\circ$) et oblique ($\theta=60^\circ, \varphi=0^\circ$)	28
Figure 2-9 Distribution du courant à la résonance du mode coude en incidence oblique [30]......	28
Figure 2-10 Le coefficient de réflexion simulé pour une structure BIP-UC en ruban sans le plan de masse, (a) Γ pour le mode TM, les dipôles sont imprimés sur un seule couche conductrice, (b) Γ pour le mode TE, les dipôles sont imprimés sur un seule couche conductrice, (c) Γ pour le mode TM, les dipôles sont imprimés sur deux couches conductrices, (d) Γ pour le mode TE, les dipôles sont imprimés sur deux couches conductrices.	30
Figure 2-11 l'angle de coefficient de réflexion ϕ de la structure BIP-UC, (a) Mode TM, (b) Mode TE.....	33

Figure 3-1 Les structures périodiques proposées avec leurs dimensions respectives (a) La structure BIP-Interdigitale (BIP_ID), (b) La structure BIP-Spirale (BIP_SP).	38
Figure 3-2 Le coefficient de réflexion simulé pour la structure BIP-ID sans le plan de masse, (a) Γ pour le mode TM, (b) Γ pour le mode TE, (c) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale.	39
Figure 3-3 Le coefficient de réflexion simulé pour la structure BIP-SP sans le plan de masse, (a) Γ (dB) pour le mode TM, (b) Γ (dB) pour le mode TE, (c) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale.	40
Figure 3-4 L'angle de coefficient de réflexion ϕ pour la structure BIP-ID ($D=4.2\text{mm}$), (a) Mode TM (ϕ_{TM}), (b) Mode TE (ϕ_{TE}).	41
Figure 3-5 L'angle de coefficient de réflexion ϕ pour la structure BIP-Spirale ($D=4\text{mm}$), (a) Mode TM (ϕ_{TM}), (b) Mode TE (ϕ_{TE}).	43
Figure 3-6 Le coefficient de réflexion simulé pour une structure BIP-UC sans le plan de masse (de période $D=9.2\text{mm}$), (a) Γ pour le mode TM (ϕ_{TM}), (b) Γ pour le mode TE (ϕ_{TE}), (c) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale.	44
Figure 3-7 l'angle de coefficient de réflexion ϕ pour la structure BIP-Uniplanaire avec un plan de masse ($D_{\text{BIP-U}}=9.2\text{mm}$), (a) Mode TM (ϕ_{TM}), (b) Mode TE (ϕ_{TE})	45
Figure 3-8 Les fréquences de résonance calculées et simulées pour les structures BIP- UC et BIP-ID pour différentes valeurs de h	48
Figure 3-9 Résultats des simulations d'incidence normale ($\theta=0^\circ, \varphi=0^\circ$) sur la structure BIP-SP pour différentes valeurs de h et de ε_r , (a) la variation de la fréquence de	

résonance f_r en fonction de ε_r et h , (b) la bande d'opération BW obtenue. (c) la bande maximale calculée par l'équation 3-3. (λ_{rd} est la longueur d'onde dans le diélectrique à la fréquence de résonance)..... 50

Figure 3-10 les résultats des simulations des structures BIP-UC et BIP-ID pour différentes valeurs de h ($\varepsilon_r=1$, $\theta=0^\circ$, $\varphi=0^\circ$), (a) Les fréquences de résonance en fonction de h en mm, (b) La bande d'opération BW obtenue, (c) La bande maximale d'après l'équation 3-3 ($\varepsilon_r=1$)..... 51

Figure 3-11 les pertes à l'incidence normale ($\theta=0^\circ$, $\varphi=0^\circ$), le substrat utilisé est le RT5880 d'épaisseur $h=2\text{mm}$, $\varepsilon_r=2.2$ et $tg\delta=0.0009$, les surfaces conductrices sont en cuivre ($\sigma=58.10^6\text{ S/m}$). (a)UC-BIP $D=9.2\text{mm}$, (b) UC-Interdigitale $D=4.2\text{mm}$ 53

Figure 3-12 les pertes à l'incidence normale ($\theta=0^\circ$, $\varphi=0^\circ$), le substrat utilisé est le RT5880, $\varepsilon_r=2.2$ et $tg\delta=0.0009$, les surfaces conductrices sont en cuivre ($\sigma=58.10^6\text{ S/m}$). (a) BIP-Spirale d'épaisseur de substrat $h=2\text{mm}$, $D=4\text{mm}$ (b) BIP-Spirale d'épaisseur de substrat $h=3\text{mm}$, $D=4\text{mm}$ 53

Figure 3-13 les pertes à l'incidence normale ($\theta=0^\circ$, $\varphi=0^\circ$), en changeant l'épaisseur des lignes spirale ($W1$, $W2$), le substrat utilisé est le RT5880, $\varepsilon_r=2.2$ et $tg\delta=0.0009$, les surfaces conductrices sont en cuivre ($\sigma=58.10^6\text{ S/m}$) et l'épaisseur du substrat $h=2\text{mm}$. 54

Figure 3-14 les pertes dans la structure BIP-ID en changeant l'épaisseur h du substrat et l'angle d'incidence θ ($\varphi=0^\circ$), Le substrat utilisé est le RT5880, $\varepsilon_r=2.2$ et $tg\delta=0.0009$ ($\sigma=58.10^6\text{ S/m}$). (a) Mode TM, $h=2\text{mm}$, (b) Mode TE, $h=2\text{mm}$, (c) Mode TM, $h=3\text{mm}$, (c) Mode TE, $h=3\text{mm}$ 55

Figure 3-15 les pertes dans la structure BIP-SP en changeant l'angle d'incidence θ , le substrat utilisé est le RT5880, $\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$ et $h = 3\text{mm}$ ($\sigma = 58.10^6 \text{ S/m}$). (a) Mode TM, (b) Mode TE.....	56
Figure 3-16 (a) Structure à dipôle périodique imprimé, (b) structure à patch, (c) structure optimisée par l'Algorithme Génétique (A.G.).....	57
Figure 4-1 (a) La structure PIB-ID fabriquée, (b) l'amplitude du coefficient de réflexion S_{11} , (c) la phase de S_{11}	64
Figure 4-2 Modèle de circuit équivalent d'une source de courant infinie et son image, (a) le circuit équivalent d'une source rayonnante à proximité d'une structure à CMA, (b) l'impédance normalisée z_T (l'impédance Z_T divisée par l'impédance de l'air Z_0 de la structure sans pertes).....	67
Figure 4-3 Les résultats des simulations de l'antenne dans l'espace libre faites par le logiciel <i>Ansoft Designer</i> ainsi que les mesures du facteur S_{11} de l'antenne fabriquée, (a) S_{11} présenté en dB et dimensions de l'antenne dipôle fabriquée, (b) S_{11} présenté dans l'abaque de Smith.	69
Figure 4-4 Les résultats des mesures du facteur S_{11} pour différentes valeurs de d , (a) dans le cas d'un réflecteur à CMA (Structure BIP-ID), (b) Dans le cas d'un réflecteur en aluminium	70
Figure 4-5 Le gain de l'antenne mesuré (en dBi) à une distance $d = \lambda_{fr}/4 = 11\text{mm}$ ($f_r = 6.84\text{GHz}$). (a) gain dans le plan H de l'antenne avec un réflecteur métallique, (b) gain dans le plan E avec un réflecteur métallique, (c) gain dans le plan H avec un réflecteur CMA, (d) gain dans le plan E avec un réflecteur CMA	72

- Figure 4-6 variation de l'angle de gain maximal θ_{GMax} en fonction de la fréquence, (a)-(g) les courbes de gain (polarisé et contra-polarisé) de l'antenne mesuré en dBi, dans les deux cas des réflecteurs (AMC et métallique), (h) la variation de l'angle θ_{GMax} avec la fréquence correspond au réflecteur CMA..... 74
- Figure 4-7 le gain de l'antenne en position diagonale mesuré à une distance $d=\lambda_{fr}/4=11\text{mm}$ ($f_r=6.84\text{GHz}$). (a) schéma de l'antenne mesurée en dessus du réflecteur.(b) gain dans le plan H avec un réflecteur CMA, (c) gain dans le plan E avec un réflecteur CMA 76
- Figure 4-8 une comparaison entre le modèle analytique de deux éléments et les résultats des mesures de gain normalisé dans le plan H, (a) le gain mesuré avec $d=11\text{mm}$, (b) le gain obtenu analytiquement à l'aide de l'équation 4-6 avec $d=11\text{mm}$, (c) le gain mesuré avec $d=22\text{mm}$, (d) le gain obtenu avec l'équation 4-6 pour $d=22\text{mm}$ 79
- Figure 4-9 les antennes alimentées en série, (a) Quelques types des réseaux linéaires (b) le circuit équivalent..... 81
- Figure 4-10 représentation graphique de la déviation de l'angle de faisceau principal correspond à une antenne de 8 éléments alimentés en série, (a) le diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau série de huit éléments, (b) variation de l'angle du faisceau principal θ_{Max} avec la fréquence, (c) déviation de θ_{Max} entre les fréquences $f=6.175$ ($\theta_{Max}=-30^\circ$) et $f_0=8.23$ ($\theta_{Max}=0^\circ$) (Note : le diagramme de rayonnement a une symétrie de rotation autour de l'axe x), (d) schéma de l'antenne réseau de 8 éléments... 84

Figure 4-11 résultats des simulations présentent la réduction de déviation de faisceau principal correspond à une antenne de 8 éléments alimentés en série, (a) FR_2 normalisé avec $d=14\text{mm}$, (b) FR_S normalisé avec $N=8$, $D=L=12\text{mm}$ et $\epsilon_r=2.33$, (c) $FA_R = FR_2 \times FR_S$, (d) FA_R normalisé, (e) le faisceau à $F=6.2\text{GHz}$ et $F=6.7\text{GHz}$ de l'antenne réseau des dipôles dans le plan H sans le réflecteur ($FR_S \times 1$), (f) le faisceau à $F=6.2\text{GHz}$ et $F=6.7\text{GHz}$ de l'antenne avec le réflecteur (FA_R normalisé), (g) le schéma du modèle, (h) les angles des faisceaux principaux θ_{Max} de FR_2 , FR_S et FA_R 87

Figure 4-12 résultats des mesures de l'antenne à 8 éléments alimentés en série, (a) gain de l'antenne avec un réflecteur en aluminium, mesuré (en dBi) dans le plan H, (b) le gain dans le plan H (en dB) obtenu par les simulations de l'antenne avec le réflecteur CEP où $d=12\text{mm}$, (c) le coefficient de réflexion S_{11} mesuré, (d) les coefficients de réflexion et de transmission (S_{11} et S_{12}) obtenus par les simulations, le coefficient S_{12} est obtenu en remplaçant l'adaptation de 50Ω par un autre port (port 2), (e) Le schéma de l'antenne fabriquée avec ses différentes dimensions,..... 90

Figure 4-13 Photographie de l'antenne avec le réflecteur. 92

Figure 4-14 mesures expérimentales présentent la réduction de déviation de faisceau principal correspondant à une antenne de 8 éléments alimentés en série (a) gain co-polarisé dans le plan H de l'antenne avec le réflecteur à CMA mesuré (en dBi) pour $d=13\text{mm}$. (b) le même gain normalisé (en dB) obtenu par les mesures de l'antenne avec le réflecteur à métallique avec $d=13\text{mm}$, (c) comparaison de gain maximal G_{Max} mesuré à l'angle θ_{Max} dans les deux cas (réflecteur métallique et à CMA), (d) comparaison de la

déviation de l'angle θ_{Max} dans les deux cas, (e) Gain mesuré à $f=6.3\text{GHz}$ et $f=6.82\text{GHz}$ avec le réflecteur métallique, (f) gain mesuré à $f=6.3\text{GHz}$ et $f=6.82\text{GHz}$ avec le réflecteur à CMA, (g) le même gain que (e) normalisé, (h) le même gain que (f) normalisé.....	93
Figure 4-15 Circuit déphaseur de 180° (a) résultats des simulations de la différence de phase entre les portes 2 et 4, (b) résultats des simulations du coefficient de réflexion S_{11} à la porte 1 et les coefficients de transmission entre cette dernière et les porte 2 et 4, S_{12} et S_{14}	96
Figure 4-16 (a) Schéma et photographie de l'antenne mesurée, (b) coefficient de réflexion S_{11} mesuré, ...	97
Figure 4-17 Le gain mesuré de l'antenne dipôle, (a) mesures de gain co-polarisé et contra-polarisé mesuré dans le plan H à $f=6.8\text{GHz}$ et $f=7.6\text{GHz}$, (b) le gain dans le plan H entre $f=6\text{GHz}$ et $f=8\text{GHz}$, (c) et (d) mêmes mesures que (c) et (d) dans le plan E. Le réflecteur est en aluminium.....	99
Figure 4-18 Le gain dans le plan H lorsque l'antenne est à $d=2\text{mm}$ des réflecteurs (Métallique et CMA), (a) les mesures de gain polarisé et contra-polarisé à $f=6.6\text{GHz}$ mesuré dans le plan H de l'antenne avec le réflecteur CMA et $d=2\text{mm}$, (b) les mêmes mesures que a dans la bande entre 6GHz et 8GHz , (c) et (d) les mêmes mesures que (a) et (b) en remplaçant le réflecteur CMA par un réflecteur métallique en conservant $d=2\text{mm}$	100
Figure 4-19 Le gain dans le plan E de l'antenne à profil bas, (a) les mesures de gain polarisé et contra-polarisé à $f=6.6\text{GHz}$ mesuré dans le plan E de l'antenne avec le réflecteur CMA et $d=2\text{mm}$, (c) les mêmes mesures que b dans la bande entre 6GHz et 8	

GHz, (d) et (e) les mêmes mesures que (b) et (c) en remplaçant le réflecteur CMA par un réflecteur métallique	101
--	-----

Liste des abréviations

- CEP : Conducteur électrique parfait
- CMP : Conducteur magnétique parfait
- CMA : Conducteur magnétique artificiel
- SSF : Surface à sélection de fréquence
- BIP : Bandes interdites photoniques
- SHI : Surfaces hautes impédances
- BEI : Bande électromagnétique interdite
- TE : Transverse Électrique
- TM : Transverse Magnétique
- BIP-U : Bandes Interdites Photoniques Uniplanaire

0. Introduction

Les antennes membranes sont généralement composées d'éléments rayonnants distribués sur un réflecteur métallique. Ce dernier se comporte comme un conducteur électrique parfait (CEP), car il réfléchit une onde incidente en inversant la phase. Par conséquent, un effet destructif est généré lorsqu'un élément rayonnant est positionné à proximité d'un tel réflecteur. L'inversement de la phase peut être compensé lorsque l'élément rayonnant est positionné à un quart de longueur d'onde par rapport au plan réflecteur.

Récemment, les chercheurs ont réussi à réaliser des surfaces réfléchissantes constituées de structures périodiques. À certaines fréquences, ces structures se comportent comme des surfaces à conducteur magnétique parfait (CMP), car elles réfléchissent les ondes incidentes sans inversion de phase. Elles sont classifiées sous le nom de surfaces à conducteur magnétique artificiel (CMA). Cette propriété électromagnétique permet de positionner les éléments rayonnants d'une antenne membrane à proximité du réflecteur et de diminuer par conséquence son épaisseur, réduisant considérablement le volume de l'espace occupé.

Les objectifs visés dans ce mémoire sont :

- Étudier le comportement électromagnétique des éléments rayonnants à proximité des réflecteurs à CMA. Ce comportement est sensible à plusieurs facteurs. Ceux-ci peuvent être entre autres, l'orientation et la distribution de ces éléments, la

distance de séparation entre ces derniers et le plan du réflecteur, la structure et le type de réflecteur à CMA utilisé ;

- Concevoir des structures à CMA compactes, afin d'augmenter la stabilité de ces structures par rapport aux angles d'incidence ;
- Fabriquer ces structures et vérifier leur comportement expérimentalement ;
- Réaliser une antenne à profile bas en utilisant un réflecteur à CMA.

Le mémoire est composé de cinq chapitres. Dans le premier chapitre, une revue bibliographique présente les structures périodiques ainsi que leurs caractéristiques, leurs principales applications et les défis entourant leur fabrication. Dans le deuxième chapitre, on étudiera un cas particulier des structures périodiques; il s'agit en l'occurrence des structures périodiques uniplanaires. L'étude sera basée sur la théorie de surface à sélection de fréquence (SSF) et la méthode des lignes de transmission. Dans le troisième chapitre, deux nouvelles structures proposées seront simulées avant de les soumettre à une étude paramétrique relative à leur performance. Dans le quatrième chapitre, on présente les résultats des mesures expérimentales du rayonnement de plusieurs types d'antennes positionnées à proximité de deux types de réflecteurs, un à CMA et un autre de mêmes dimensions en métal. Les effets de ces réflecteurs sur le rayonnement sont comparés et un modèle analytique basé sur la théorie des images et la théorie des antennes réseaux est proposé. Les mesures expérimentales sont ensuite comparées avec les simulations et le modèle analytique proposé. Par la suite, une nouvelle application utilisant les réflecteurs CMA sera proposée. Cette application a

pour but de réduire le dépointage avec la fréquence de l'angle de faisceau de rayonnement principal des antennes réseaux alimentées en série. Finalement une antenne membrane à CMA de très petite épaisseur est fabriquée. Les résultats de mesures du rayonnement de cette antenne sont comparés à ceux obtenus dans le cas d'une antenne membrane à réflecteur métallique de mêmes dimensions. Dans le dernier chapitre, on présente le bilan des résultats obtenus dans ce mémoire ainsi que des perspectives de travaux futurs possibles.

1. Introduction aux matériaux à bandes interdites photoniques

Les matériaux à bandes interdites photoniques (BIP en français, PBG en anglais (Photonic Band Gap)) sont des structures périodiques dans lesquelles la propagation des ondes est interdite à certaines bandes de fréquences et pour certains angles d'incidence. Dès le début des années 90, ces structures ont fait l'objet de recherche pour un large éventail d'applications dans la bande visible de fréquences. Profitant de la technologie héritée de l'industrie des semi-conducteurs, plusieurs types de structures BIP périodiques unidimensionnelles (1D), bidimensionnelles (2D) et tridimensionnelles (3D) ont été fabriquées et caractérisées expérimentalement [1-3].

De nos jours, les logiciels de simulations commerciaux permettent aux scientifiques d'étudier de nouvelles générations d'antennes ayant des formes géométriques de haute complexité et intégrant de nouveaux matériaux. Appuyée à la fois par cette évolution au niveau logiciel et de la rapidité des calculs informatiques, la recherche permet d'analyser de nouvelles structures périodiques impliquant une large gamme d'applications et couvrant les bandes d'ondes millimétriques et centimétriques.

En présence d'une onde incidente, le comportement des structures périodiques bidimensionnelles peut être assimilé à celui d'un circuit LC parallèle ayant une fréquence de résonance f_r . Par analogie avec les structures BIP, ces structures possèdent une ou plusieurs bandes pour lesquelles la propagation des ondes de surface est interdite.

D'autre part, lorsque l'onde incidente est plane, elle se réfléchit (à certaines fréquences) sans inversion de phase. Ce comportement est dû principalement à

l'augmentation de l'impédance équivalente Z_S de la structure à la fréquence f_r . Partant de ce fait, ces structures sont identifiées comme des structures à surfaces hautes impédances SHI. Leur comportement équivalent à celui d'un circuit LC sera expliqué plus en détail dans les chapitres suivants.

Le présent chapitre a pour objectif de présenter les structures périodiques 2D. D'abord, on expose de façon générale la structure SHI. On présente ensuite quelques modèles ainsi que leurs caractéristiques avant d'aborder les différentes techniques de mesures et de simulations utilisées. Finalement, on présente quelques applications récentes.

1.1. Description générale des surfaces à haute impédance

Les structures SHI sont généralement constituées de deux ou plusieurs couches conductrices séparées entre elles par une ou plusieurs couches de diélectrique. Les couches conductrices supérieures sont conçues de façon à former un motif périodique d'une quelconque forme géométrique (par abus de langage, on utilise souvent le terme anglais *patch* pour désigner ces motifs). La couche inférieure est un plan de masse. Dans un réseau périodique à maille rectangulaire, les patches sont placés périodiquement selon deux axes orthogonaux. Ces patches sont séparés entre eux par une distance fixe, le pas du réseau pouvant être différent suivant les deux axes. L'une des premières structures SHI fonctionnant dans la bande millimétrique est celle de forme champignon présentée par D. F. Sievenpiper [4] et montrée à la figure 1-1 (a).

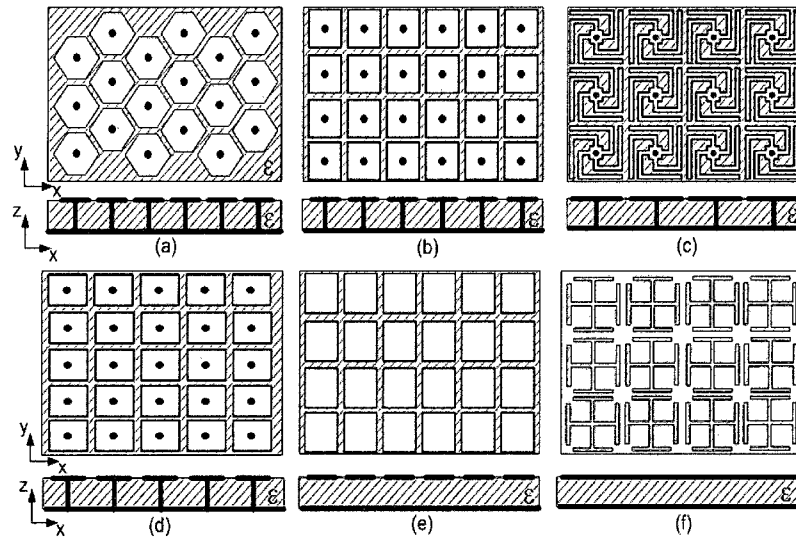


Figure 1-1 Exemples des structures périodiques 2D trouvées dans la littérature. (a) Structure champignons hexagonaux présentée par Sievenpiper [4], (b) structure champignons carrés [4], (c) structure spirale [5], (d) structure champignons carrés de périodes distinctes selon x et y [6], (e) et (f) structures périodiques uniplanaires [7] (sans via).

L'ensemble d'un patch hexagonal avec son via constitue une cellule de forme champignon. En présence d'une onde incidente, une charge électrique sera accumulée dans le gap entre deux cellules contigües (voir Figure 1-2 (a)), induisant un effet capacitif C . Par la suite, le déplacement de cette charge génère un courant sur les couches conductrices et dans les vias, créant à son tour un effet inductif L . Lorsque la grandeur de la cellule devient petite par rapport à la longueur d'onde λ ($< 0.25\lambda$), il est possible de modéliser la structure par des éléments distribués. Dans ce cas, le modèle équivalent est un ensemble de circuits LC parallèle présenté dans la figure 1-2 (b).

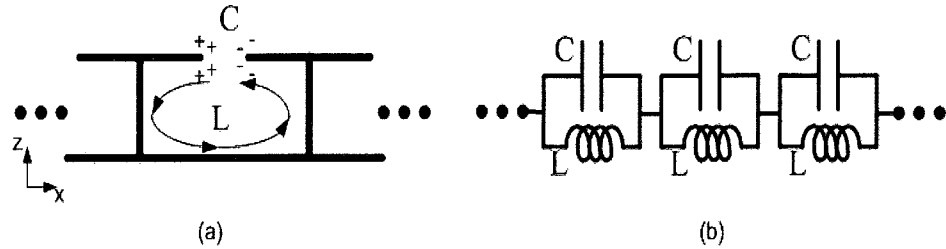


Figure 1-2 Comportement LC équivalent de la structure champignons (a) illustration de la capacité et de l'inductance générée entre deux cellules de la structure, (b) modèle équivalent d'éléments distribués (un circuit LC parallèle)

Présentement, on trouve dans la littérature d'autres formes de structures périodiques. La Figure 1-1 (a)-(f) montre quelques modèles des ces structures dont les patches possèdent des formes géométriques et des dimensions variant selon la configuration, la performance souhaitée, les matériaux disponibles, la fréquence d'opération et le type d'application. Les structures périodiques uniplanaires [8] ne nécessitent pas de vias entre les couches conductrices et le plan de masse (1-1 (e) et (f)). Elles ont le même comportement LC décrit auparavant. Ces structures seront étudiées en détail dans les chapitres suivants.

1.2. Les caractéristiques générales des surfaces à haute impédance

En présence d'une onde plane incidente, les structures périodiques possèdent généralement deux propriétés électromagnétiques. La première propriété se manifeste par la présence d'une bande électromagnétique interdite (BEI en français, Electromagnetic Band Gap EBG en anglais) autour de f_r , où l'onde de surface ne peut se propager dans le substrat de la structure. La deuxième propriété se traduit par le comportement équivalent à celui d'un conducteur magnétique lorsque la fréquence utilisée est proche de f_r . Dans ces conditions, l'onde incidente est réfléchie sans

inversion de phase. À cause de cette dernière propriété, ces structures prennent également le nom de surfaces à Conducteur Magnétique Artificiel (CMA).

1.2.1. Caractérisation des bandes électromagnétiques interdites

La plupart des structures BIP utilisées en micro-ondes sont des structures bidimensionnelles, comme celles montrées à la Figure 1-1. Afin de caractériser ces structures périodiques, les ingénieurs utilisent souvent des logiciels basés sur des méthodes numériques comme: l'approche d'expansion d'ondes planes [9], la méthode des moments, la méthode des différences finies [10], la méthode des éléments finis [11] et autres [12]. La suppression des ondes de surface dans une structure périodique peut être caractérisée analytiquement en calculant le diagramme de bande correspondant. Ce diagramme est obtenu en cherchant les fréquences des modes pouvant se propager dans le substrat. Dans la Figure 1-3 (a) extraite de [13], on retrouve les résultats des simulations relatifs aux différents modes de propagation dans le substrat associé à la structure des champignons carrés présentée dans la Figure 1-1 (b). Ces résultats montrent la présence d'une bande interdite autour de la fréquence $f=12\text{GHz}$. Dans cette bande, aucun mode ne peut se propager dans aucune direction (soit Γ -X, X-M ou M- Γ) dans le substrat. Il est possible de visualiser cette bande interdite expérimentalement en mesurant l'énergie transmise entre deux sondes positionnées d'un côté et de l'autre de la structure testée, tel qu'illustré dans les encarts des Figures 1-3 (c) et 1-3 (d). Ces figures montrent les résultats des mesures correspondants aux cas où les sondes sont en positions verticale et horizontale respectivement. Ces deux positions correspondent aux

deux excitations TE (Transverse Électrique) et TM (Transverse Magnétique). D'après ces deux figures, on remarque que la transmission (S_{21}) mesurée est fortement atténuée à la bande entre 12 et 16 GHz, tel que prédit par les simulations.

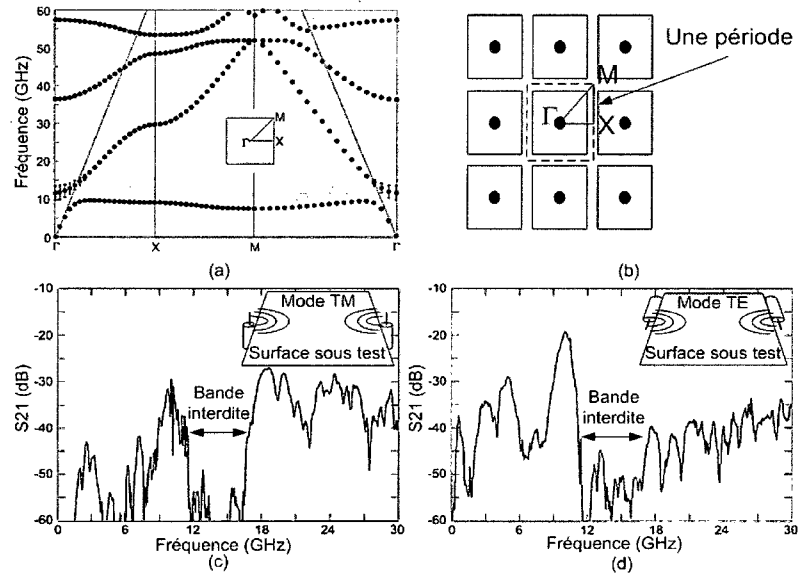


Figure 1-3 Résultats des simulations et des mesures extraites de l'article [13] (repris avec permission), (a) diagramme de bande, (b) la structure champignons simulée, (c) résultats des mesures pour le mode TM, (d) résultats des mesures pour le mode TE

1.2.2. Caractérisation du coefficient de réflexion

De par la simplicité de la forme géométrique des surfaces de certains modèles de structures BIP, il est possible de prédire analytiquement les paramètres L et C des circuits équivalents [14,15]. Cependant, ces modèles restent approximatifs et ne sont valides que pour un angle d'incidence nul, i.e. une direction d'incidence normale à la surface de la structure. Par contre, dans le cas des structures de géométrie complexe et pour les ondes d'incidence oblique, les simulations restent le moyen le plus approprié pour l'optimisation des SHI. Néanmoins, ces simulations peuvent être validées

expérimentalement en effectuant des mesures bi-statiques dans une chambre anéchoïde (Figure 1-4 (b)). La Figure 1-4 (a) extraite de [13], montre les résultats des mesures de phase du coefficient de réflexion obtenues pour la même structure de champignons présentée à la section précédente. Dans ce cas, l'angle d'incidence n'est pas connu avec précision mais il est proche de 0° (i.e. incidence quasi normale).

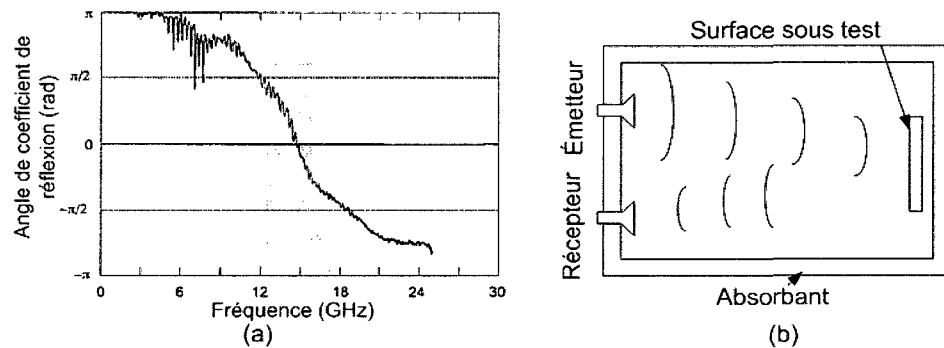


Figure 1-4 Mesures de l'angle du coefficient de réflexion extraites de l'article [13] (repris avec permission), (a) l'angle de coefficient de réflexion obtenu expérimentalement (repris avec permission), (b) modèle de la chambre isolée pour les tests expérimentaux

On constate que, pour une fréquence croissante, la phase du coefficient de réflexion varie de π vers $-\pi$, en passant par 0° à $f_r=15\text{GHz}$. Ceci suggère que la structure se comporte comme une surface CMA à cette fréquence, ce qui est cohérent avec l'effet de coupure très net visible à la Figure 1-3 (c) et (d).

1.3. Les applications utilisant les structures haute impédance

Les caractéristiques des surfaces à haute impédance décrites dans les sections précédentes ouvrent la porte à l'élaboration de nouvelles applications et à l'amélioration de la performance des antennes et des circuits micro-ondes. Plus loin, on décrira quelques applications utilisant les structures BIP.

Une application intéressante consiste à utiliser les structures BIP comme des plans réflecteurs au voisinage d'antennes de type dipôle. Lorsqu'une antenne dipôle est placée parallèlement à un plan réflecteur de type conducteur électrique (i.e. plan métallique), celui-ci produit une image inversée de l'antenne. Le rayonnement total de l'antenne et de son image tend vers zéro au fur et à mesure que l'antenne s'approche du réflecteur. Pour cette raison, les antennes doivent être gardées à une certaine distance du réflecteur, environ à un quart de longueur d'onde. Ceci conduit à des structures antenne-réflecteur épaisses. Dans le but de réduire cette épaisseur, il est suggéré de remplacer le réflecteur métallique par un réflecteur de type CMA. Dans ce cas, l'image produite par le réflecteur n'est pas inversée et il devient alors avantageux de rapprocher l'antenne du réflecteur [16].

Dans d'autres applications, les structures BIP sont utilisées pour augmenter les gains des antennes planaires, comme dans [17,18], où une structure périodique a été placée autour d'une antenne patch. Ceci a pour effet de réduire les pertes associées aux ondes de surface dans le substrat, augmentant par conséquent l'efficacité de rayonnement.

Dans [19] les structures périodiques ont été positionnées entre deux éléments d'une antenne réseau, améliorant ainsi l'isolation et réduisant le couplage mutuel de ces deux éléments.

Une autre structure proposée dans [6] et montrée dans la Figure 1-1 (d) présente des cellules ayant des périodes distinctes selon x et y . Par conséquent, cette structure possède deux fréquences de résonance et la phase de l'onde réfléchie varie selon la

direction de la polarisation de l'onde incidente. Si l'onde incidente est polarisée diagonalement par rapport à x et y , l'onde réfléchie pourra avoir une polarisation circulaire ou elliptique à certaines fréquences. Ce changement de polarisation de l'onde réfléchie est dû aux déphasages différents subits selon les composantes x et y lors de la réflexion.

Dans des applications de lignes de transmission en circuits micro-ondes, les structures BIP ont été considérées dans la conception de filtres imprimés. Dans [20], le plan de masse en dessous d'une ligne de transmission de type micro-ruban a été perforé périodiquement. Le rayon et la période ont été ajustés dans le but de créer une bande interdite dans le substrat et ainsi réduire la transmission de la ligne autour de la fréquence demandée.

Dans un système de communications, les circuits souffrent généralement du phénomène d'interférence entre les différents modules. Ceci est dû principalement au couplage entre les lignes de transmissions adjacentes imprimées sur le même substrat. Dans [21], le plan de masse perforé a été proposé comme une solution et les résultats expérimentaux montrent une réduction supplémentaire de 10 dB dans le couplage entre deux lignes contigües.

1.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a introduit de façon générale les structures périodiques et on a discuté brièvement de leur comportement. Les caractéristiques générales ainsi que les

méthodes de caractérisation typiquement utilisées ont été aussi discutées. Par la suite, on a introduit quelques applications récentes des BIP.

En ce qui concerne le comportement en réflexion de ces structures, il faut noter que la distribution de courant induite par une onde incidente à la surface d'un BIP imprimé dépend de l'angle d'arrivée et de la polarisation de cette onde. Cette dépendance fait en sorte que la fréquence de résonance f_r et donc la réponse fréquentielle du réflecteur, varie en fonction de l'angle d'incidence et de la polarisation. Par conséquent, la tendance actuelle consiste à trouver des structures qui ont des performances moins sensibles à ces derniers. Dans la littérature, on trouve plusieurs prototypes de structures présentant une grande stabilité par rapport à l'angle d'incidence [22, 23, 24]. Normalement, ces structures sont compactes, i.e. qu'elles se caractérisent par des cellules de petite taille par rapport à la longueur d'onde.

Selon la figure 1-1 on remarque que les deux structures (e) et (f) sont dépourvues de vias, leur attribuant ainsi la propriété d'être des structures uniplanaires. Ces dernières sont introduites et étudiées théoriquement dans le chapitre suivant.

2. Conception des structures à Bandes Interdites Photoniques Uniplanaires (BIP-U)

Ces structures sont généralement constituées de deux ou plusieurs couches conductrices séparées entre elles par une ou plusieurs couches de diélectrique. La couche conductrice supérieure est modélisée sous forme de patches d'une forme géométrique quelconque. L'autre couche est un plan de masse. Ces structures sont qualifiées d'uniplanaire à cause du fait que les patches ne sont pas liés au plan de masse par des vias. Cela présente un grand avantage comparativement aux autres structures BIP, puisqu'il est possible d'utiliser la technologie des circuits imprimés à une seule couche dans le processus de fabrication, ce qui a pour effet de diminuer le coût et le temps de fabrication.

Le comportement électromagnétique d'une structure BIP-U n'est pas stable, car la réflexion d'une onde sur une telle surface varie selon l'angle d'incidence et la fréquence de cette onde. Plusieurs études ont été élaborées durant les années récentes [25, 26] ; les résultats montrent que les structures compactes (de périodes plus petites) possèdent généralement des coefficients de réflexion plus stables par rapport à l'angle d'incidence. L'une des structures les plus connues a été présentée par F.-R. Yang [7] en 1999 sous le nom " La structure à Bandes Interdite Photonique Uniplanaire Compacte (BIP-UC)" (Figure 2-1).

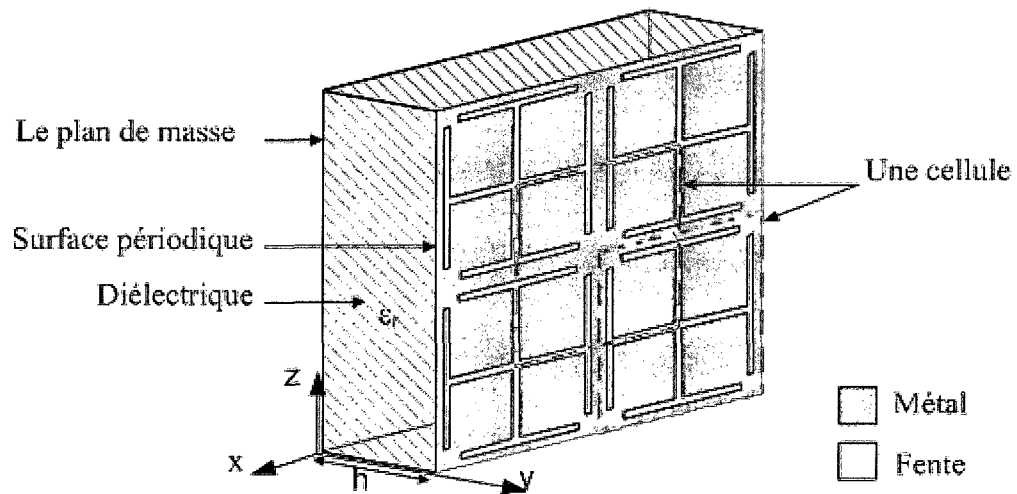


Figure 2-1 La structure à bandes interdite photonique uniplanaire compacte (BIP-UC).

Dans ce chapitre, l'étude des structures BIP-U sera divisée en deux parties. La première sera consacrée à l'étude des surfaces périodiques sans le plan de masse, basée sur la théorie des surfaces sélectives en fréquence (SSF). Dans la deuxième, l'approche de lignes de transmission sera appliquée afin d'étudier et de modéliser les structures avec le plan de masse.

2.1. Les caractéristiques fondamentales des structures périodiques

2.1.1 Théorème de Floquet

La solution du champ électromagnétique dans une structure est définie par les équations de Maxwell et les conditions aux frontières. Dans le cas d'une structure uniplanaire quelconque (Figure 2-2) ayant les mêmes propriétés qui se répètent périodiquement dans le plan xy , on doit résoudre un système d'équations différentielles

avec des coefficients périodiques. Selon le théorème de Floquet [27], la solution à ce type de système est de la forme suivante :

$$\begin{aligned}\psi(x + kD_x, y + mD_y) &= \psi(x + (k-1)D_x, y + (m-1)D_y) e^{-j(\beta_x D_x + \beta_y D_y)} \\ \Rightarrow \psi(x + kD_x, y + mD_y) &= \psi(x, y) e^{-j(\beta_x kD_x + \beta_y mD_y)}\end{aligned}\quad (2-1)$$

où k et m sont des entiers représentant la position d'un élément par rapport à l'élément de référence. D_x et D_y sont respectivement les longueurs des périodes dans les directions x et y . β_x et β_y sont des constantes complexes. ψ peut représenter le champ électrique E , le champ magnétique H , la densité de courant électrique J ou de courant magnétique M .

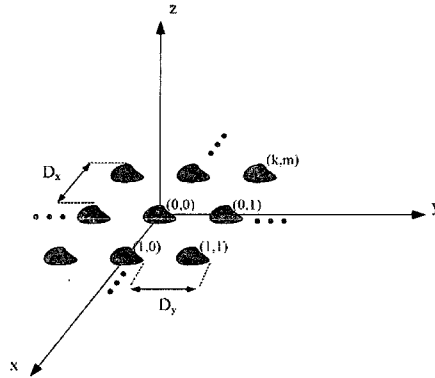


Figure 2-2 Structure périodique 2D planaire

2.1.2. Les Modes de Floquet

Supposons qu'une structure distribuée périodiquement dans une direction et supposée infinie dans une autre direction, telle que présentée dans la figure 2-3. Cette structure est composée de tiges conductrices de rayon très petit par rapport à la longueur d'onde (supposé infiniment mince ici) et de longueur infinie dans la direction x . Les tiges sont placées périodiquement selon y et séparées d'une distance D_y .

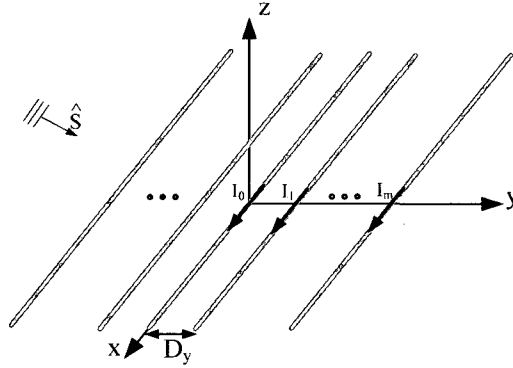


Figure 2-3 Structure périodique 1D

En présence d'une onde incidente se propageant dans la direction $\hat{s} = \hat{x}s_x + \hat{y}s_y + \hat{z}s_z$, un courant électrique sera induit sur chaque tige. D'après l'équation 2-1, le courant induit dans l'élément à l'origine I_0 et celui dans le $m^{\text{ième}}$ élément doivent respecter la relation suivante :

$$I_m = I_0 e^{-j\beta s_y m D_y} \quad (2-2)$$

Le Champ E généré par chaque élément est le suivant [28]:

$$E_{xm} = -\frac{Z_0 \beta}{4} I_m H_0^{(2)}(\beta r_m) \hat{x} \quad (2-3)$$

Où Z_0 est l'impédance d'une onde plane uniforme dans le vide, β la constante de propagation dans le milieu, $H_0^{(2)}$ la fonction de Hankel de deuxième espèce et d'ordre 0, et r_m la distance entre le $m^{\text{ème}}$ élément et un point d'observation de coordonnées (x, y, z) :

$$r_m = \sqrt{z^2 + (m D_y - y)^2} \quad (2-4)$$

En appliquant le principe de superposition, le champ diffusé par toutes les tiges en ce point devient:

$$E_{xT} = -\frac{Z_0 \beta}{4} I_0 \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j\beta S_y m D_y} H_0^{(2)}(\beta r_m) \hat{x} \quad (2-5)$$

La série dans l'équation 2-5 possède une convergence lente, car le champ total doit être calculé pour un nombre m très élevé. Afin d'améliorer la convergence de la série, la sommation de Poisson a été utilisée [29] et le champ total devient :

$$E_{xT} = \left(-\frac{Z_0 I_0}{2D_y} \frac{1}{\sqrt{1-S_y^2}} e^{-j\beta \sqrt{1-S_y^2} |z|} - j \frac{Z_0 I_0}{D_y} \sum_{i=1}^{\infty} \cos\left(\beta \frac{i\lambda}{D_y} y\right) \frac{e^{-\beta \alpha_{iz} |z|}}{\alpha_{iz}} \right) \hat{x} \quad (2-6)$$

avec $\alpha_{iz} = \sqrt{\left(S_y + \frac{i\lambda}{D_y}\right)^2 - 1}$

L'équation précédente divise l'ensemble des ondes planes en deux termes. Le premier terme du membre de droite représente une onde plane générée par un courant moyen de I_0/D_y se propageant vers l'infini. Le second terme représente le reste des modes de propagation appelés les modes de Floquet. Cette équation converge numériquement pour une certaine valeur de $i=N_{max}$ plus petite que celle de m requise pour avoir une convergence dans l'équation 2-5. En analysant ce terme, on constate que pour D_y très petit par rapport à la longueur d'onde λ ($< \lambda/2$), la variable α_{iz} sera toujours positive. Par conséquent, ces modes seront évanescents, ils seront atténués exponentiellement en s'éloignant de la surface.

La méthode d'analyse présentée ici est reliée à l'approche d'expansion d'onde plane, car le champ total E_{xT} est présenté sous forme d'une série de Fourier. Il est important de noter que toutes les solutions du champ réfléchi sur une structure périodique quelconque seront similaires à celles trouvées dans l'exemple montré ici. Il y a toujours une partie correspondant à des ondes uniformes et une autre correspondant aux ondes évanescentes. L'énergie totale de ce champ sera distribuée sur l'ensemble de ces modes. Cette distribution est caractérisée par la forme géométrique des éléments, la fréquence, la période et l'angle d'incidence. Si la période est grande par rapport à λ ($>\lambda/2$), α_{iz} sera imaginaire pour plusieurs valeurs de i . En conséquence, plusieurs modes d'ondes uniformes pourront exister en se propageant dans diverses directions.

2.1.3. L'impédance de surface

Le coefficient de réflexion Γ d'une structure périodique est le rapport du champ réfléchi E_r sur le champ incident E_i (dans le cas de la structure précédente $E_r=E_{xT}$). Γ peut être calculée différemment en se basant sur l'approche de ligne de transmission, où le comportement de cette structure en présence d'une onde incidente est équivalent à une ligne de transmission d'impédance caractéristique β_0 (si la structure est excitée dans l'air). Cette ligne est chargée par une impédance Z_A en parallèle. Z_A est l'impédance propre de la structure périodique. Cette impédance est souvent évaluée en utilisant les méthodes numériques comme celles mentionnées dans le chapitre précédent. Dans [30], la méthode des moments a été appliquée avec l'approche d'expansion d'onde plane afin d'évaluer l'impédance Z_A d'une structure périodique bidimensionnelle. Cette structure

est composée de dipôles élémentaires orientés selon z comme illustré dans la figure 2-4. Chaque élément possède une longueur Δl , d'un rayon a et chargé par une certaine impédance $Z_L = R_L + jX_L$. D'après la référence [30], l'impédance propre de la structure en présence d'une onde incidente est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 Z_A^{TE} &= \frac{Z_0}{2D_x D_z} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-j\beta a r_y}}{r_y} \Delta l^2 \\
 Z_A^{TM} &= \frac{Z_0}{2D_x D_z} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j\beta a r_y} \Delta l^2 r_y \\
 r_y &= \sqrt{1 - \left(S_x + k \frac{\lambda}{D_x} \right)^2 - \left(S_z + m \frac{\lambda}{D_z} \right)^2}
 \end{aligned} \tag{2-7}$$

Dans le cas d'un seul mode réel, Z_A sera imaginaire pour toutes les valeurs $(k, n) \neq (0, 0)$, la partie réelle R_A de Z_A devient alors:

$$\begin{aligned}
 R_A^{TE} &= \frac{Z_0}{2D_x D_z} \frac{\Delta l^2}{\cos \theta} \\
 R_A^{TM} &= \frac{Z_0}{2D_x D_z} \Delta l^2 \cos \theta \\
 r_y &= \sqrt{1 - S_x^2 - S_z^2} = \cos \theta
 \end{aligned} \tag{2-8}$$

D'après l'équation précédente, on constate que la résistance R_A est reliée à $\cos \theta$ (voir figure 2-4). Dans le cas du mode TE, elle augmente avec l'angle d'incidence tandis que dans le mode TM, elle est proportionnelle à $\cos \theta$, donc elle diminue si θ augmente.

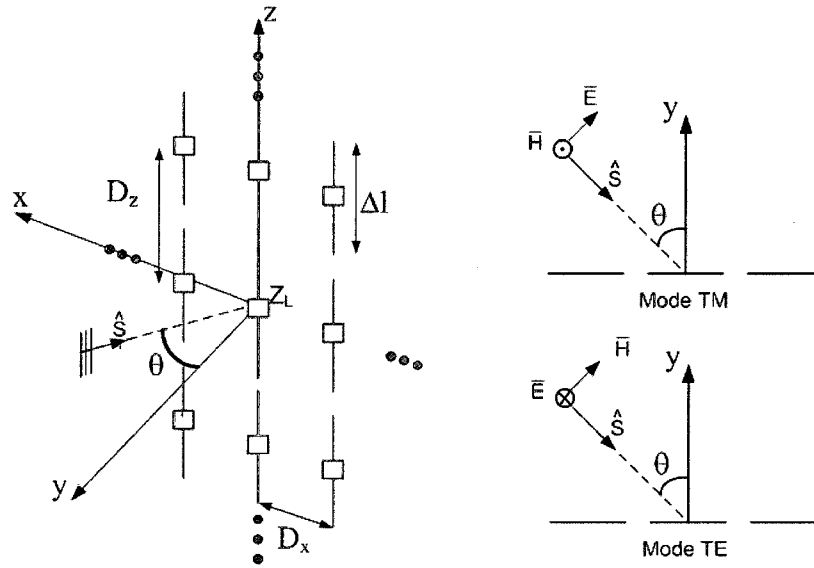


Figure 2-4 Structure des dipôles hertziens périodiques

La partie imaginaire de l'impédance est donc la somme des contributions de tous les modes restants (les ondes évanescentes):

$$\begin{aligned}
 X_A^{TE} &= \frac{-Z_0}{2D_x D_z} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\beta a r'_y}}{r'_y} \Delta l^2 \\
 X_A^{TM} &= \frac{Z_0}{2D_x D_z} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-\beta a r'_y} r'_y \Delta l^2 \\
 r'_y = -j r_y &= \sqrt{\left(S_x + k \frac{\lambda}{D_x} \right)^2 + \left(S_z + n \frac{\lambda}{D_z} \right)^2} - 1 \\
 &\quad (k, n) \neq (0, 0)
 \end{aligned} \tag{2-9}$$

L'impédance propre Z_A deviendra :

$$Z_A^{TE/TM} = R_A^{TE/TM} + jX_A^{TE/TM} \tag{2-10}$$

Le coefficient de réflexion Γ d'une onde plane incidente sur le réseau est donné dans [30]:

$$\Gamma^{TE/TM} = -\frac{R_A^{TE/TM}}{R_A^{TE/TM} + jX_A^{TE/TM} + Z_L} \quad (2-11)$$

L'admittance de surface Y_S équivalente :

$$Y_s^{TE/TM} = -Y_0 \frac{2\Gamma^{TE/TM}}{1 + \Gamma^{TE/TM}} \quad (2-12)$$

D'après les équations 2-11 et 2-12, l'impédance de la surface équivalente Z_S vue par une onde plane incidente (Voir figure 2-5):

$$Z_S^{TE/TM} = \frac{1}{Y_S^{TE/TM}} = \frac{Z_0(jX_A^{TE/TM} + Z_L)}{2R_A^{TE/TM}} = R_S + jX_S \quad (2-13)$$

On doit mentionner que R_A ne représente pas les pertes dans la surface périodique. En fait, R_A est la résistance de radiation; elle représente la partie de l'énergie rayonnée après réflexion. Par contre, les pertes ohmique R_L sont représentées par la partie réelle de l'impédance de charge Z_L . Dans les simulations suivantes, la résistance R_L est supposée négligeable. La section 3.2.2 sera consacrée à l'analyse des pertes.

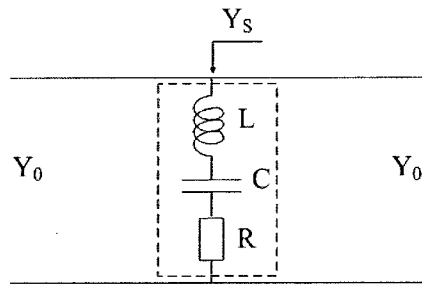


Figure 2-5 Circuit équivalent de la surface des dipôles périodiques

Selon les équations 2-8 et 2-9, on remarque que les parties réelle R_A et imaginaire X_A de Z_A sont proportionnelles au paramètre r_y . Ce dernier est un paramètre variable qui dépend de la fréquence et de l'angle de l'onde incidente. Cela signifie que l'impédance Z_S sera toujours variable par rapport à l'angle d'incidence. Par ailleurs, on constate toujours selon l'équation 2-9 que la variation de r_y est moins importante avec des périodes Dx et Dz petites par rapport à la longueur d'onde λ . Par conséquent, X_A et Z_S sont plus stables pour les structures plus compactes.

2.1.4. Comportement des structures en fente et des structures en ruban

La structure périodique de dipôles (figure 2-4) étudiée jusqu'ici se caractérise par une géométrie relativement simple. Dans le cas de structures ayant des formes géométriques plus complexes et plongeant dans un milieu autre que le vide, la distribution des courants sur la surface des éléments varie selon la géométrie des motifs. Des logiciels basés sur des techniques numériques existent afin de résoudre ce problème. Comme le logiciel Ansoft Designer ® dont l'algorithme est basé sur la méthode de moments périodique (MMP), ce logiciel est utilisé pour toutes les simulations présentées dans ce travail.

Généralement, il existe deux façons pour définir les structures périodiques uniplanaire: soit en la définissant à l'aide de fentes coupées dans une surface métallique infinie, ou en la définissant à l'aide de rubans métalliques. Ainsi, pour toute structure définie à l'aide de fentes, il est possible d'obtenir une structure ruban complémentaire (et vice-versa), de telle sorte que la superposition des deux structures remplisse complètement un plan métallique. Un exemple de ces structures est présenté dans la figure 2-6 (a) et (b). Il découle du principe de Babinet que deux structures géométriquement complémentaires présentent des comportements contraires en fréquence. Par exemple, un filtre bidimensionnel constitué de fentes linéaires périodiques présente un comportement de type passe-bande, dont l'impédance équivalente Z_S est un circuit LC parallèle, alors que son complémentaire consistant en un réseau de dipôles correspond à un filtre coupe-bande, présentant une impédance Z_S équivalente à un circuit LC série [31].

Jusqu'à maintenant, plusieurs modèles de SSF définies à l'aide de fentes ou de rubans ont été étudiés ; la liste de ces modèles est donc exhaustive [30]. La surface périodique (sans le plan de masse) de la structure BIP-UC (figure 2-6 (b)) consiste en l'une des configurations de la structure en fente, alors que son complément, communément appelé croix de Jérusalem, (figure 2-6 (a)) est une structure en ruban.

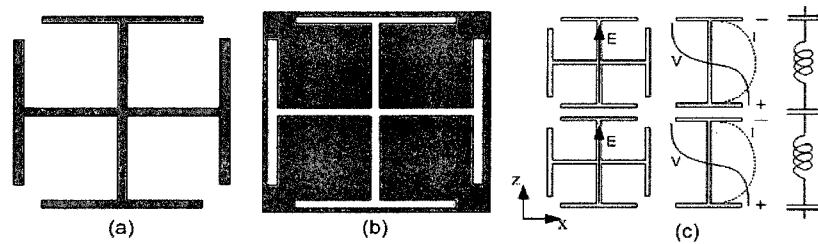


Figure 2-6 Exemple des structures en fente et en ruban (a) Une cellule de la surface BIP-UC en ruban (le métal représenté par la couleur noire), (b) Une cellule de la surface BIP-UC en fente (La structure BIP-UC sans le plan de masse), (c) le circuit LC équivalent de BIP-UC en ruban.

La structure BIP-UC en ruban peut être modélisée comme deux dipôles croisés et chargés capacitivement à leurs extrémités. En présence d'une onde incidente de champ E dirigée selon z , seulement les dipôles verticaux sont excités (figure 2-6 (c)). Un champ électrique est induit entre les extrémités de deux dipôles consécutifs. Comme l'indique la figure 2-6(c), l'interstice entre deux dipôles définit une capacité série, alors que le fil central formant le dipôle (e.g. en z) se comporte comme une inductance. À la fréquence de résonance f_r , l'impédance du circuit LC série est nulle et donc le courant induit dans la SSF est maximal. On s'attend donc à avoir un maximum de réflexion. La structure fente complémentaire de la figure 2.6 (b) devrait quant à elle montrer un minimum de réflexion.

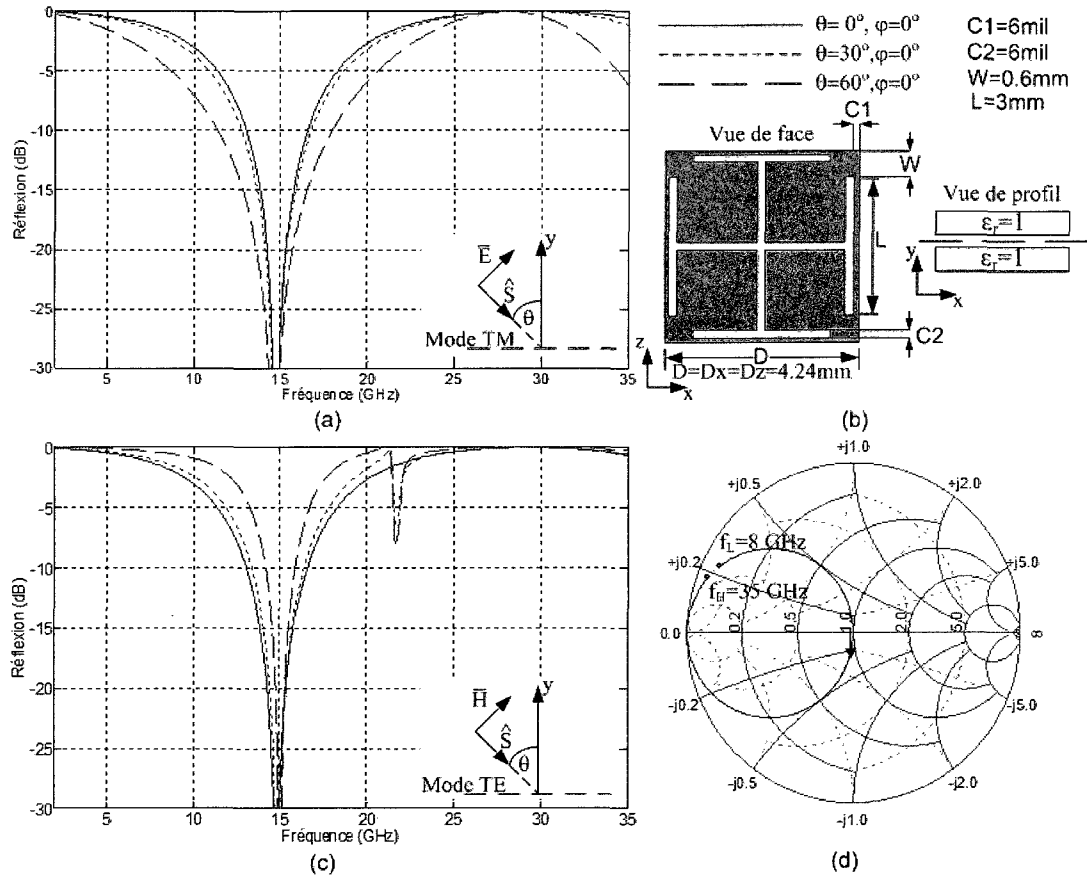


Figure 2-7 Le coefficient de réflexion simulé pour une structure BIP-UC en fente sans le plan de masse, (a) Γ pour le mode TM, (b) la structure simulée avec ses différentes dimensions, (c) Γ pour le mode TE, (d) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale, avec normalisation par rapport à une impédance de 377Ω .

La Figure 2-7 montre les résultats de simulations d'une structure BIP-UC en fente sans le plan de masse. Pour une période fixe $D = D_x = D_z = 2.42 \text{ mm}$, les dimensions de la structure montrées dans la figure 2-7 (b) ont été optimisées afin d'avoir la plus petite fréquence de résonance f_r possible. Les courbes de coefficient de réflexion montrent que f_r est centrée autour de $f = 15 \text{ GHz}$. Dans les cas d'incidence oblique de mode TE, on remarque qu'une discontinuité s'affiche autour de $f = 22 \text{ GHz}$ pour un angle

d'incidence de 60 degrés. Cette discontinuité est causée par un effet de couplage et elle sera discutée en détail dans la section suivante.

2.1.5. Caractéristiques communes des surfaces sélectives en fréquence

La théorie des SSF est très vaste. Nous nous limiterons dans cette section à présenter les caractéristiques importantes qui affectent la performance des structures CMA constituées d'une SSF et d'un plan de masse sous-jacent.

D'après le théorème de Foster [32], la réponse de n'importe quel filtre passif sans pertes est un ensemble de pôles et de zéros alternés le long de l'axe des fréquences. C'est effectivement dans le cas de la structure BIP-UC (Figure 2-8) où un zéro apparaît à $f_z = 15\text{GHz}$, suivi d'un pôle à $f_p = 29\text{GHz}$. Toujours selon le théorème de Foster, cela signifie que la dérivée de Y_S par rapport à la fréquence est toujours positive ($dY_S/df > 0$) dans la bande où la période D est plus petite que $\lambda/2$. À partir de la fréquence où D devient plus grand que $\lambda/2$, d'autres modes réels deviennent possibles. L'énergie couplée dans ces modes est l'équivalent d'une perte dans l'admittance shunt Y_S . Dans ce cas, il est possible d'avoir une dérivée dY_S/df négative sur certaines bandes de fréquence [33].

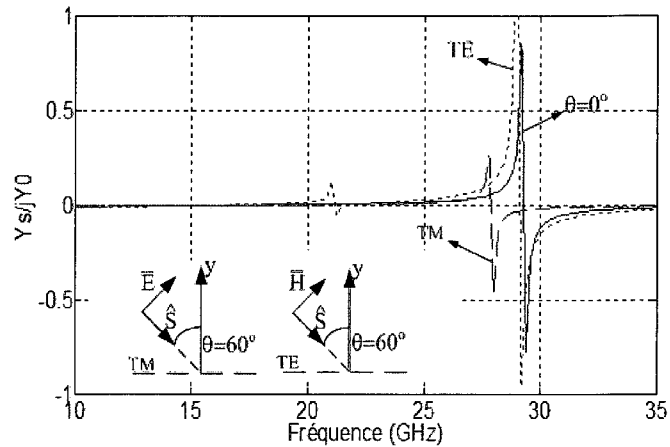


Figure 2-8 La variation de l'admittance normalisée Y_s/jY_0 de la structure BIP-UC fente en fonction de la fréquence à l'incidence normale ($\theta=0^\circ, \varphi=0^\circ$) et oblique ($\theta=60^\circ, \varphi=0^\circ$)

Dans le cas de la structure BIP-UC (Figure 2-8), à l'incidence oblique de mode TE, un pôle apparaît à la fréquence $f_p=21.5\text{GHz}$. Ce pôle est causé par le couplage entre les dipôles horizontaux et verticaux des cellules résultant un mode dans lequel la distribution de courant fait un coude de 90 degrés (Voir figure 2-9), soit en empruntant un bras vertical et un bras horizontal de la croix [30].

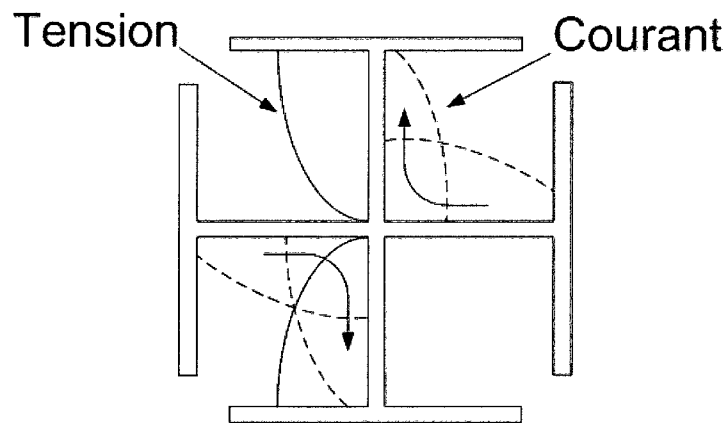


Figure 2-9 Distribution du courant à la résonance du mode coude en incidence oblique [30].

À l'incidence normale, l'excitation de la structure par l'onde incidente est parfaitement symétrique et le mode précédent ne se manifeste pas. À l'incidence oblique, le mode « coude » est excité, ce qui cause une perturbation dans la réponse en fréquence de Γ . Par conséquent, le comportement de la structure CMA se détériore si sa fréquence de fonctionnement f_{rAMC} appartient à cette bande. Notons ici que la fréquence f_{rAMC} est différente de la fréquence de résonance f_{rSFS} de la SSF.

En général, cette résonance de mode TE a lieu seulement dans certains modèles de SSF en fente. Dans le cas des SSF en ruban, ce type de perturbation se manifeste à l'incidence oblique de mode TM (Figure 2-10 (a), $f=21.5\text{GHz}$).

Le couplage entre les fils horizontaux et verticaux donnant lieu au mode « coude » peut être réduit considérablement en imprimant les dipôles verticaux et horizontaux sur deux couches différentes (Figure 2-10 (c) et (d)). Or, cette solution est applicable lorsque les SSF sont en ruban. Pour les SFS en fente, l'épaisseur h et la permittivité ϵ_r du substrat ajouté doivent être convenablement choisies afin d'éloigner f_{rAMC} de la bande perturbante.

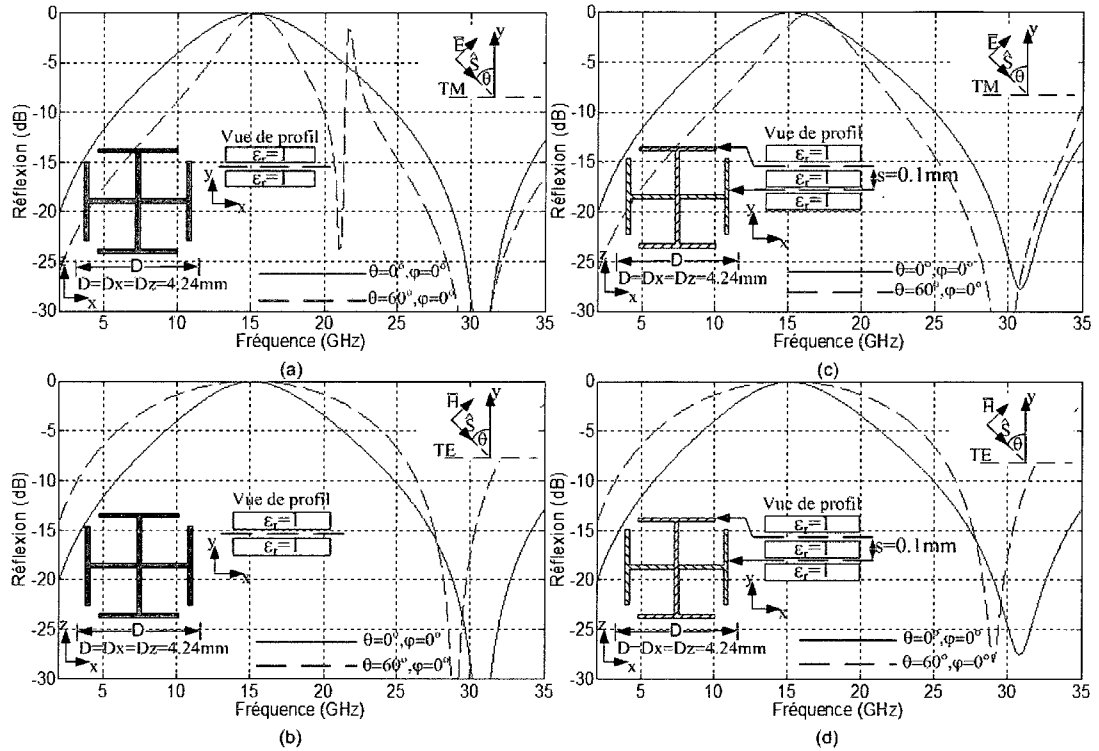


Figure 2-10 Le coefficient de réflexion simulé pour une structure BIP-UC en ruban sans le plan de masse, (a) Γ pour le mode TM, les dipôles sont imprimés sur un seule couche conductrice, (b) Γ pour le mode TE, les dipôles sont imprimés sur un seule couche conductrice, (c) Γ pour le mode TM, les dipôles sont imprimés sur deux couches conductrices, (d) Γ pour le mode TE, les dipôles sont imprimés sur deux couches conductrices.

2.2. Les réflecteurs magnétiques artificiels

2.2.1. Théorie

Dans la bande de fréquence où la surface périodique est capacitive (ex : entre 15 GHz et 25GHz, dans le cas de la structure présentée dans la Figure 2-7) l'impédance équivalente de la SSF sans pertes est $Z_S = jX_C$. Lorsqu'un plan de masse est placé à une distance h de cette structure (Voir figure 2-1), avec un substrat suffisamment mince tel que $h < \lambda_d/4$

(λ_d est la longueur d'onde dans le diélectrique), la réactance équivalente X_{Ld} du substrat à la surface ($y=h$) devient inductive avec:

$$\begin{aligned} X_{Ld}^{TE} &= \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta_t)} \tan(r_y h) \\ X_{Ld}^{TM} &= \frac{Z_0 \cos(\theta_t)}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(r_y h) \end{aligned} \quad (2-14)$$

$r_y = \beta_0 \times \cos(\theta_t)$ est la constante de phase dans la direction y et θ_t est l'angle d'onde transmise dans le substrat. L'impédance de substrat devient :

$$Z_d = R_d + jX_{Ld} \quad (2-15)$$

R_d représente les pertes dans le diélectrique.

L'admittance totale Y_T de la structure composée d'un plan de masse et d'une SSF uniplanaire séparés d'un substrat devient :

$$Y_T^{TE/TM} = Y_S^{TE/TM} + Y_d^{TE/TM} \quad (2-16)$$

Notons que l'admittance Y_S dépend également des angles d'incidence (θ et φ). À la surface de la structure ($y=h$), l'impédance de la surface Z_T et les moyennes respectives des champs tangentiels magnétique et électrique sont reliées par l'équation suivante [22] :

$$\langle E_t \rangle(y=h) = Z_T \langle H_t \rangle(y=h) \quad (2-17)$$

Le coefficient de réflexion de la structure périodique avec le plan de masse :

$$\begin{aligned}\Gamma_{TE} &= \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = |\Gamma_{TE}| \angle \phi_{TE} \\ \Gamma_{TM} &= \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = |\Gamma_{TM}| \angle \phi_{TM}\end{aligned}\quad (2-18)$$

À f_r , la somme des admittances capacitive $1/X_C$ de la surface sélective et $1/X_{Ld}$ devient nulle. Si les pertes sont négligeables, l'impédance totale équivalente tend vers l'infini ($Z_T \rightarrow \infty$) et le coefficient de réflexion devient unitaire $\Gamma = 1 \angle 0^\circ$. L'onde réfléchie sur cette surface sera en phase avec celle incidente et le comportement de la surface dans une bande autour de f_r devient semblable à celui d'un conducteur magnétique parfait (CMP).

2.2.2. Résultats des simulations d'une structure CMA

La bande d'opération BW d'une structure CMA est souvent définie par la bande des fréquences où l'angle de coefficient de réflexions φ varie de $+90^\circ$ à -90° , normalisée par la fréquence de résonance f_r définie comme la fréquence à laquelle φ est nul :

$$BW = \frac{f_{\varphi=-90^\circ} - f_{\varphi=90^\circ}}{f_r} \times 100\% \quad (2-19)$$

Comme l'impédance de surface Z_S et l'impédance de substrat Z_d varient selon l'angle et le mode d'incidence, le coefficient de réflexion Γ ainsi que la bande BW seront affectées. La variation de la phase de Γ pour la structure UC-BIP est montrée dans la figure suivante.

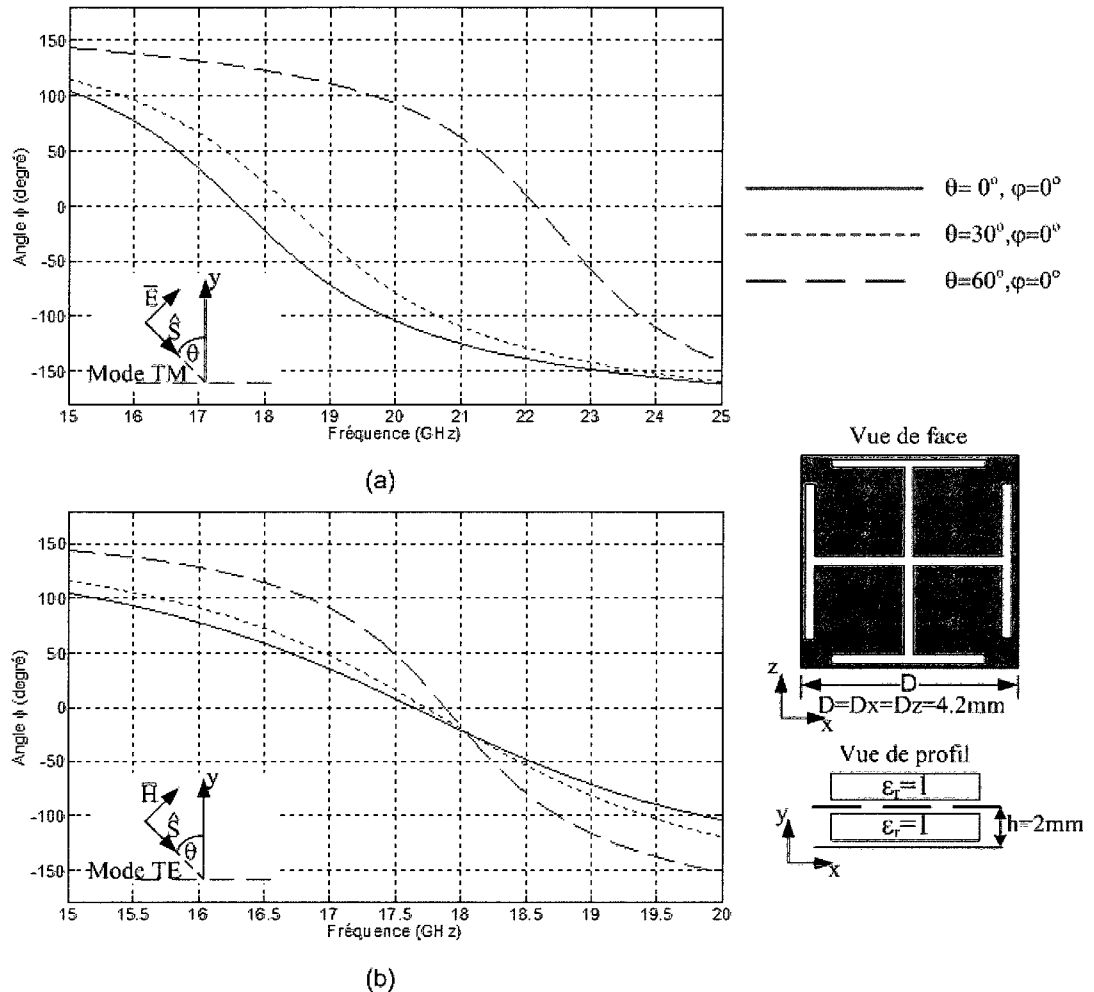


Figure 2-11 l'angle de coefficient de réflexion ϕ de la structure BIP-UC, (a) Mode TM, (b) Mode TE

À l'incidence normale, la bande obtenue avec un substrat de permittivité relative $\epsilon_r=1$ et d'épaisseur $h=2\text{mm}$ est de $BW=22\%$. Dans le cas de TM à 60° , la fréquence de résonance a été déplacée de 4.6 GHz par rapport à celle de l'incidence normale et la bande reste de même ordre à savoir $BW = 18\%$. Dans le cas d'incidence TE, le déplacement de f_r est presque nul mais la bande devient plus étroite $BW=9.5\%$. La

variation de ϕ par rapport aux modes d'incidence oblique est semblable pour toutes les structures ; elle est liée à la variation de Z_S avec le mode d'incidence.

En fait, la figure 2-7 montre les effets de la variation de Z_S sur le coefficient de réflexion Γ_{SSF} de la surface SSF de la structure BIP-UC (sans le plan de masse). Selon cette figure, on remarque que pour la bande comprise entre 15 GHz et 25GHz, la variation de Γ_{SSF} diminue à l'incidence oblique du mode TM. Par contre, Γ_{SSF} varie plus rapidement avec la fréquence à incidence oblique du mode TE. Comme il a été montré précédemment, la résonance de la surface CMA se manifeste à une fréquence où l'impédance de la surface SSF correspondante est capacitive. Dans le mode TM, la surface SSF reste au voisinage de cette valeur sur une bande plus large que celle du mode TE. Par conséquent, la bande devient plus étroite dans ce mode lorsque le plan de masse est ajouté (Figure 2-11 (b)).

2.3. Discussion générale sur les structures périodiques uniplanaires

Dans ce chapitre, l'étude de la structure CMA a été divisée en deux parties, en commençant d'abord par l'étude de la surface conductrice sans le substrat et le plan de masse (la surface SSF). On a modélisé ensuite toute la structure. Le modèle équivalent obtenu est basé sur la méthode de lignes de transmission; il est représenté par l'impédance de la surface SSF en parallèle avec celle équivalente du substrat. Par la suite, on a pu montrer que si le substrat est mince, son impédance équivalente devient

inductive et la résonance de la structure CMA se manifeste à la bande capacitive de la SSF.

D'autre part, le coefficient de réflexion et la bande de la surface CMA varient avec les incidences obliques. En fait, la distribution du courant sur le conducteur se voit modifiée. Par conséquent, le comportement de la surface SSF ainsi que celui du substrat varient selon l'angle et le mode de l'onde incidente. Cette variation est décrite dans les équations des impédances équivalentes.

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à montrer que la sensibilité de la structure CMA aux variations d'angle d'incidence et de fréquence peut être réduite en optant pour des cellules compactes. Deux nouveaux prototypes seront suggérés. Une analyse paramétrique sera présentée et ils seront comparés à d'autres structures compactes déjà présentées dans la littérature.

3. Les structures périodiques compactes

Comme on a montré dans le chapitre précédent, la stabilité des structures périodiques est très difficile à atteindre pour un grand angle d'incidence θ_i , à cause de la variation des admittances Y_s de la SSF et Y_d du substrat. Cependant, il est possible de réduire la variation de la partie imaginaire de Y_s en utilisant des structures compactes ayant des périodes petites par rapport à λ . Ceci a pour effet de rendre la structure plus stable par rapport à θ_i . De plus, la stabilité vis-à-vis l'angle n'est pas le seul avantage associé aux structures compactes. Dans l'analyse théorique faite au chapitre précédent, les structures étaient supposées infinies. Il en était de même que pour les méthodes numériques utilisées par les logiciels de simulation. Évidemment, il est impossible de fabriquer une structure infinie sachant que toute structure réelle est composée d'un nombre fini de périodes. Dans ce cas, un phénomène d'onde de surface, non lié à la théorie de Floquet, apparaît. Ces ondes sont excitées aux limites de la structure périodique [34], elles interfèrent avec les modes de Floquet. Cette interférence peut être la source de rayonnement imprévisible et peut augmenter le niveau des lobes secondaires. Plus la structure contient de périodes, plus l'importance relative des courants associés aux modes de Floquet est grande, réduisant d'autant le phénomène d'interférence.

Dans ce chapitre, on propose deux structures périodiques compactes. Des simulations analysant ces prototypes seront présentées. L'influence des paramètres

physiques sur leurs caractéristiques sera étudiée. Finalement, leur performance sera comparée avec certaines autres structures présentées dans la littérature.

3.1. Les structures proposées

Dans la section 2.2.1 on a montré qu'autour de la fréquence de résonance, l'impédance équivalente de la surface SSF d'une structure CMA est capacitive (de capacité équivalente C), tandis que l'impédance de son substrat est inductive (de capacité équivalente L), si ce dernier est suffisamment mince. L'impédance Z vue par une l'onde incidente peut s'écrire sous cette forme :

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - LC\omega^2} \quad (3-1)$$

La fréquence de résonance de CMA est inversement proportionnelle au produit LC :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-2)$$

Afin de réduire la taille d'une cellule, il est souhaitable de diminuer la fréquence de résonance en augmentant L ou C tout en gardant la même période. L'inductance L peut être augmentée en variant les paramètres h ou ε_r (équation 2-14). La capacité C peut être augmentée en optant pour des modèles de SSF ayant une bande capacitive à plus basses fréquences. La première structure que l'on propose consiste à remplacer la capacité en gap entre les patches de la structure BIP-UC en fente par une capacité interdigitale (Figure 3-1 (a)). Par conséquent, on aura une capacité plus élevée pour le

même espace occupé. Dans la deuxième structure, la modification proposée consiste à augmenter l'inductance de la structure BIP-UC en ruban, en remplaçant les segments droits de la croix formée de deux dipôles orthogonaux par une structure en spirale (Figure 3-1 (b)). De cette façon, la fréquence de résonance f_{rSFS} de la surface SFS sera diminuée, i.e. le passage vers la bande où le comportement de la structure SFS est capacitif sera plus rapide.

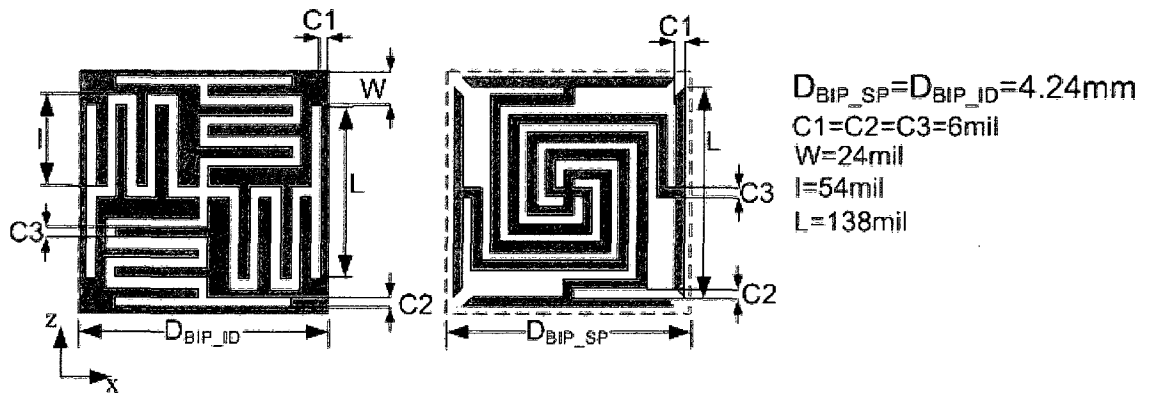


Figure 3-1 Les structures périodiques proposées avec leurs dimensions respectives (a) La structure BIP-Interdigitale (BIP_ID), (b) La structure BIP-Spirale (BIP_SP).

3.3.1. Les résultats des simulations

Les figures suivantes montrent les résultats des simulations des structures périodiques infinies ayant la même taille de cellule BIP-UC montrée dans la Figure 2-10 du chapitre précédent ($D_{BIP_UC} = D_{BIP_ID} = 4.24\text{mm}$).

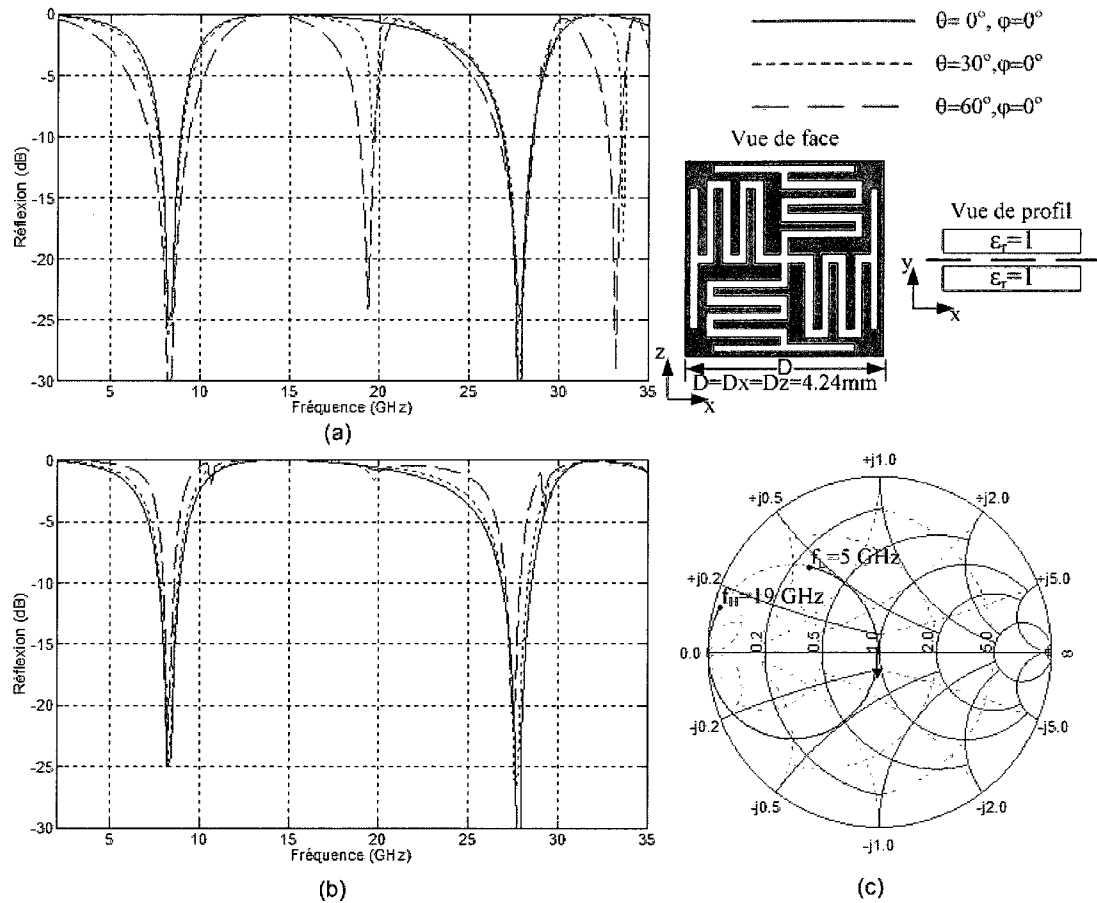


Figure 3-2 Le coefficient de réflexion simulé pour la structure BIP-ID sans le plan de masse, (a) Γ pour le mode TM, (b) Γ pour le mode TE, (c) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale.

La bande capacitive de la structure BIP-ID montrée dans la figure 3-2 (a) est située entre 8 GHz et 15GHz, alors que celle de BIP-UC originale était située entre 15GHz et 30GHz environ (Figure 2-7 (a) et (c)). Ceci montre l'effet de l'introduction de la capacité interdigitale sur la réduction de la fréquence. La structure BIP-SP présentée dans la figure 3-3 possède deux bandes capacitives; la première se situe autour de 5GHz et l'autre entre 10GHz et 23GHz.

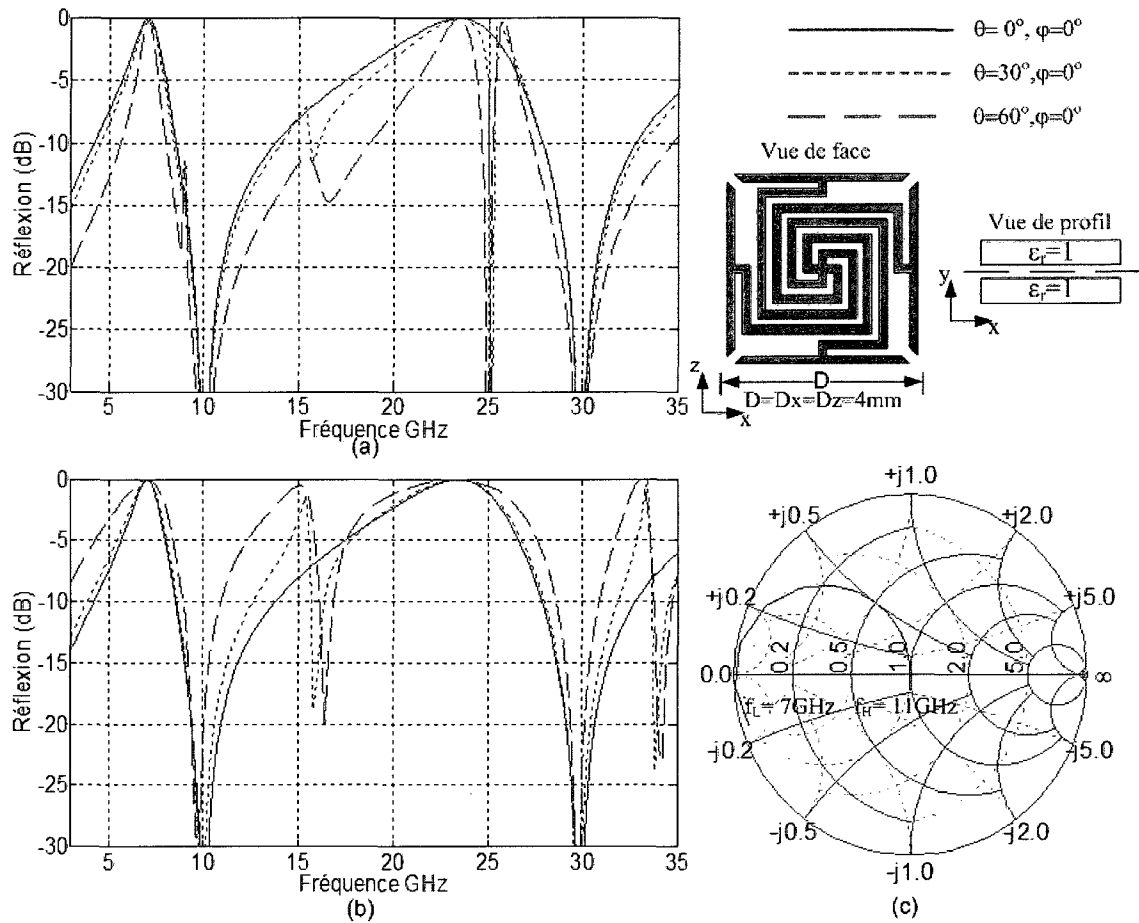


Figure 3-3 Le coefficient de réflexion simulé pour la structure BIP-SP sans le plan de masse, (a) Γ (dB) pour le mode TM, (b) Γ (dB) pour le mode TE, (c) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale.

Les graphes suivants montrent les résultats des simulations lorsqu'un substrat de permittivité relative $\epsilon_r=1$ et d'épaisseur $h=2\text{mm}$ est inséré entre la SSF et le plan de masse.

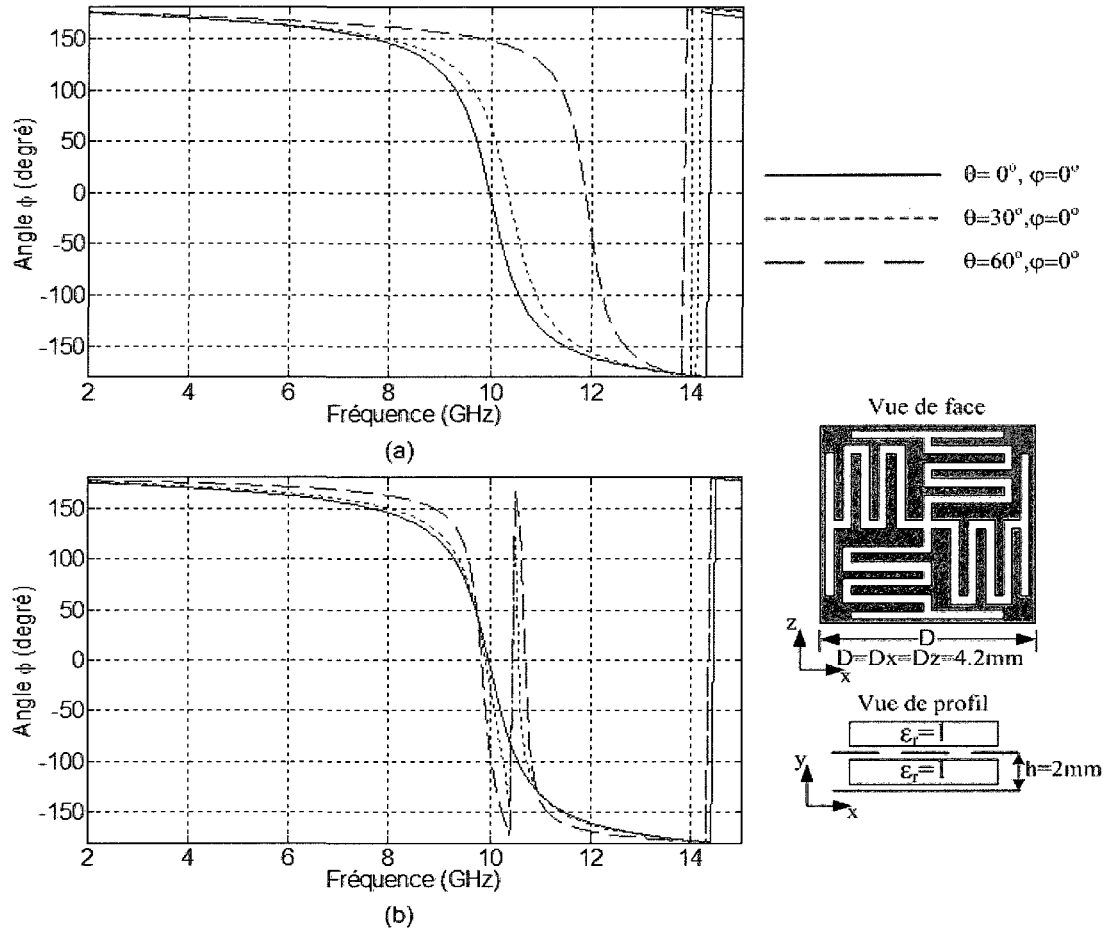


Figure 3-4 L'angle de coefficient de réflexion ϕ pour la structure BIP-ID ($D=4.2\text{mm}$), (a) Mode TM (ϕ_{TM}), (b) Mode TE (ϕ_{TE}).

La bande de comportement magnétique de la structure BIP-ID se situe autour de la fréquence de résonance $f_{r\text{BIP-ID}}=10\text{GHz}$ (Figure 3-4). Cette fréquence est presque deux fois plus petite que celle obtenue par la structure BIP-UC ($f_{r\text{BIP-UC}}=17.5\text{GHz}$, Figure 2-10) et ceci pour la même période $D=4.2\text{mm}$. La période électrique dans le cas de la structure BIP-ID est $D_{\text{BIP-ID}}=0.14\lambda_f$, tandis que celle de la structure BIP-UC est $D_{\text{BIP-UC}}=0.25\lambda_f$. Par conséquent, le nombre de périodes occupées sera doublé lorsque la

structure BIP-ID est utilisée. En plus, on remarque la présence de la double résonance aux incidences obliques du mode TE. La deuxième résonance perturbante est due au mode coude qui apparaît dans les simulations de la SSF de la même structure (voir figure 3-2 (b)).

La figure suivante présente les résultats des simulations de la structure BIP-SP en présence du plan de masse.

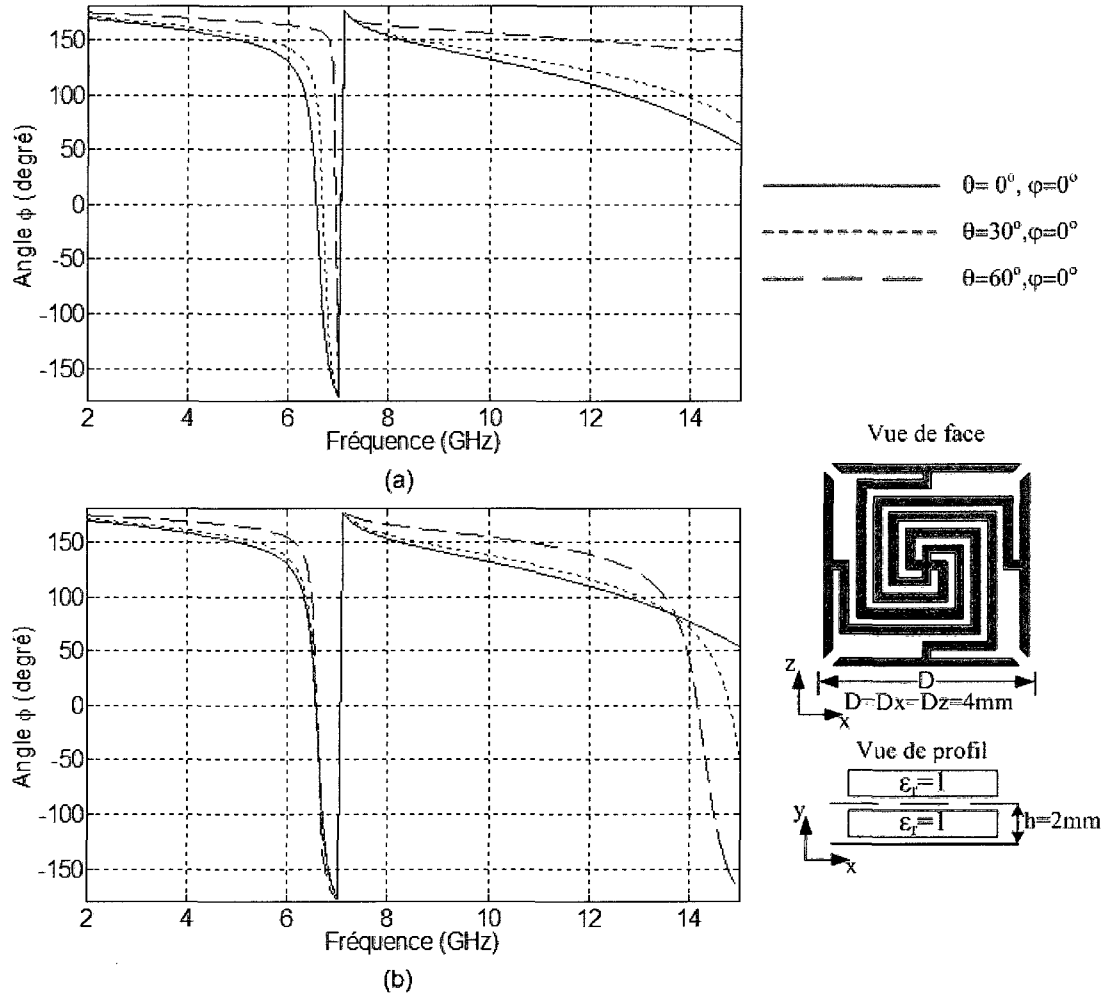


Figure 3-5 L'angle de coefficient de réflexion ϕ pour la structure BIP-Spirale ($D=4\text{mm}$), (a) Mode TM (ϕ_{TM}), (b) Mode TE (ϕ_{TE}).

La fréquence de résonance obtenue pour cette structure est $f_{r\text{BIP-S}} = 6.6\text{GHz}$ qui est 62% plus petite que celle de la structure BIP-UC. La longueur électrique de la période de cette structure est $D_{\text{BIP-S}} = 0.09\lambda_{fr}$.

Afin d'analyser l'effet de la diminution de la période sur la stabilité de ϕ en fonction de la variation de l'angle d'incidence, la taille de la structure BIP-UC a été

modifiée afin d'avoir approximativement la même fréquence de BIP-ID ($f_{rBIP-ID}=10\text{GHz}$ et $h=2\text{mm}$).

Les résultats des simulations sont illustrés dans les figures suivantes (Figures 3-6 et 3-7).

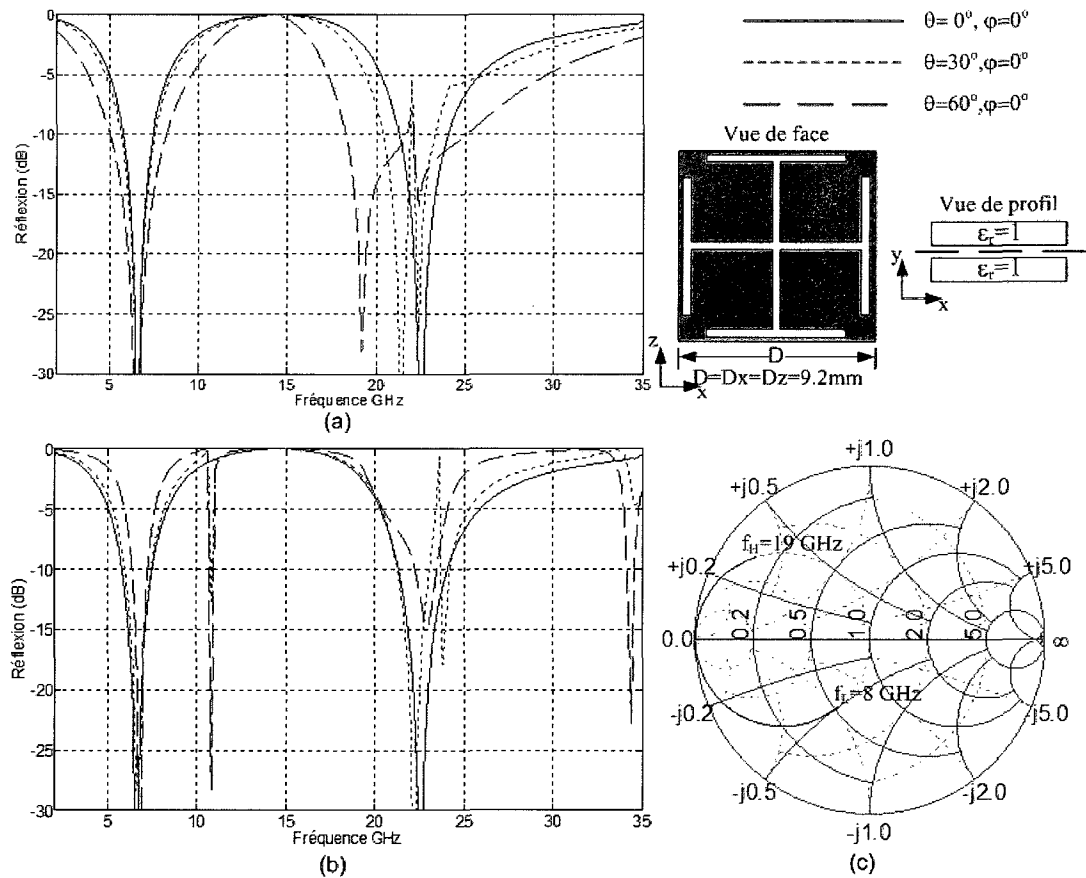


Figure 3-6 Le coefficient de réflexion simulé pour une structure BIP-UC sans le plan de masse (de période $D=9.2\text{mm}$), (a) Γ pour le mode TM (ϕ_{TM}), (b) Γ pour le mode TE (ϕ_{TE}), (c) Γ présenté dans l'abaque de Smith dans le cas d'incidence normale

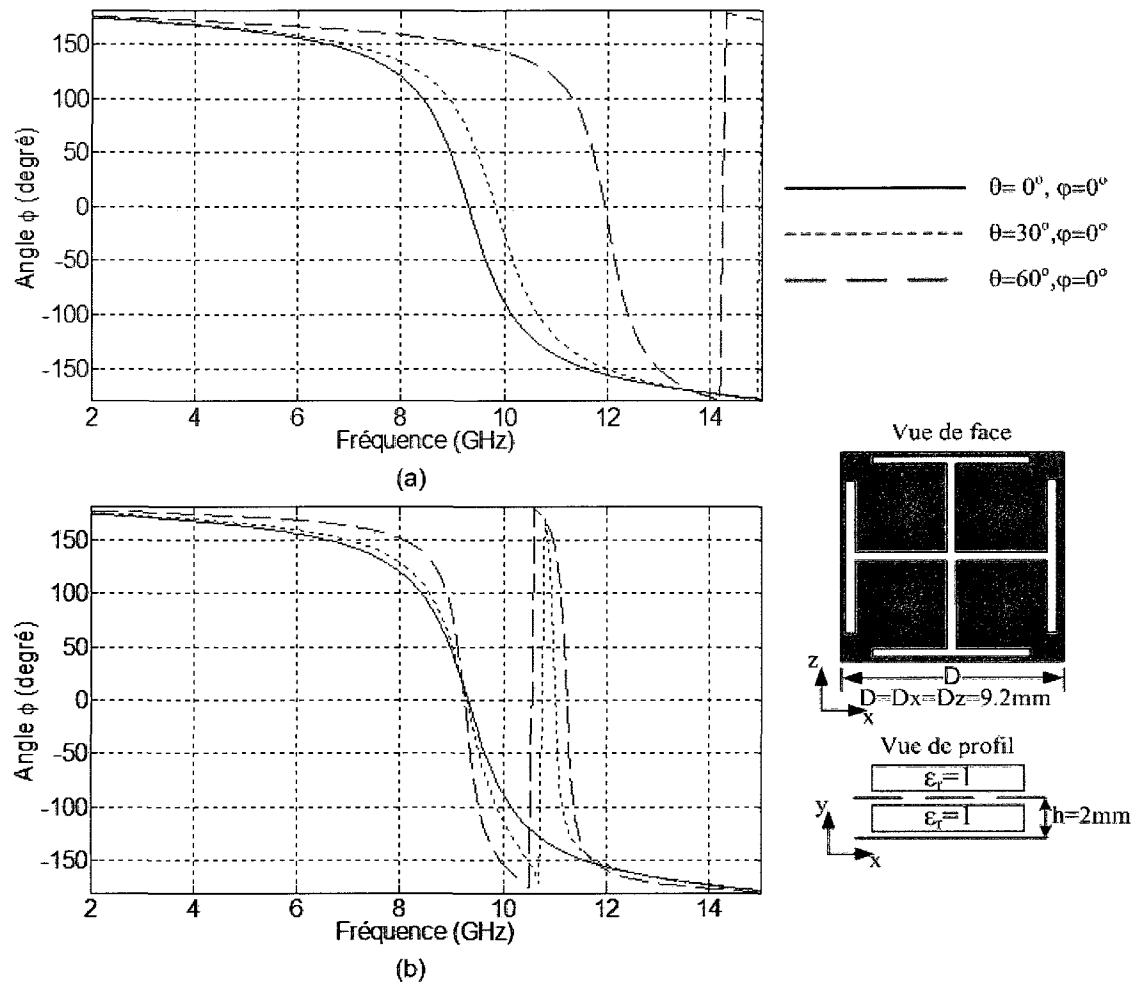


Figure 3-7 l'angle de coefficient de réflexion ϕ pour la structure BIP-Uniplanaire avec un plan de masse ($D_{BIP-U} = 9.2 \text{ mm}$), (a) Mode TM (ϕ_{TM}), (b) Mode TE (ϕ_{TE})

Le tableau suivant montre une comparaison entre les structures dans le cas d'incidence oblique du mode TM.

	D (mm)	f_r (GHz) à $\theta_i=0^\circ$	BW à $\theta_i=0^\circ$	D (λ_{fr})	f_r (GHz) à $\theta_i=60^\circ$	$\Delta f_r/f_r$ (%)
BIP-U	9.2	9.3	15%	0.25	11.95	28%
BIP-I	4.2	10	11%	0.14	11.85	18.5%
BIP-S	4	6.6	3%	0.09	7	6%

Tableau 3-1 Comparaison de stabilité de la fréquence de résonance par rapport à l'angle d'incidence θ_i

Les résultats dans le tableau 3-1 montrent que le décalage de f_r par rapport à l'angle d'incidence est augmenté avec la taille de la cellule. Néanmoins, ceci défavorise la bande qui voit sa largeur diminuer considérablement.

3.1.2. Les effets du plan de masse sur l'impédance de surface

L'analyse des structures périodiques présentée précédemment à l'aide du logiciel de simulation *Ansoft Designer* tient compte rigoureusement du couplage électromagnétique entre la surface du SSF et le plan de masse métallique sous-jacent. Le modèle de circuit équivalent représente la SSF comme une impédance Z_s branchée en parallèle sur une ligne de transmission se terminant par un court circuit. Ce modèle ne prend en considération que le mode de Floquet d'ordre 0 pour représenter le couplage possible entre le plan de masse et la surface périodique. L'équation 2-6 montre que les modes de Floquet imaginaires d'ordre supérieur restent à proximité de la surface périodique. Si le plan de masse est très proche de cette surface, il y a la possibilité de réflexion de ces modes sur cette surface avant qu'ils ne soient suffisamment atténués,

induisant ainsi un changement de l'impédance de la surface périodique Z_S . Pour cela, l'utilisation de la valeur de Z_S obtenue en simulant la SSF dans l'espace libre n'est pas valide pour des valeurs de h très petites. En effet, l'impédance Z_S peut être calculée par l'équation 2-17 en utilisant Γ obtenue par les simulations.

Afin d'analyser l'effet de réflexion des modes de Floquet, les étapes ci-dessous ont été suivies:

1. Les impédances Z_S des surfaces périodiques (sans le plan de masse) des deux structures BIP-ID ($D_{BIP-ID}=4.2\text{mm}$) et BIP-UC ($D_{BIP-UC}=9.2\text{mm}$), ont été estimées par l'équation 2-12, en se basant sur le coefficient de réflexion Γ obtenu par les simulations.
2. Pour chaque valeur de h , la fréquence de résonance fait en sorte que la somme des deux impédances X_{LD} (calculée en utilisant l'équation 2-14) et X_S soit nulle, a été déterminée.
3. La fréquence de résonance ainsi obtenue est comparée ensuite avec celle obtenue par la simulation électromagnétique de la structure complète (avec le plan de masse). Les résultats de comparaison sont montrés dans la Figure 3-8.

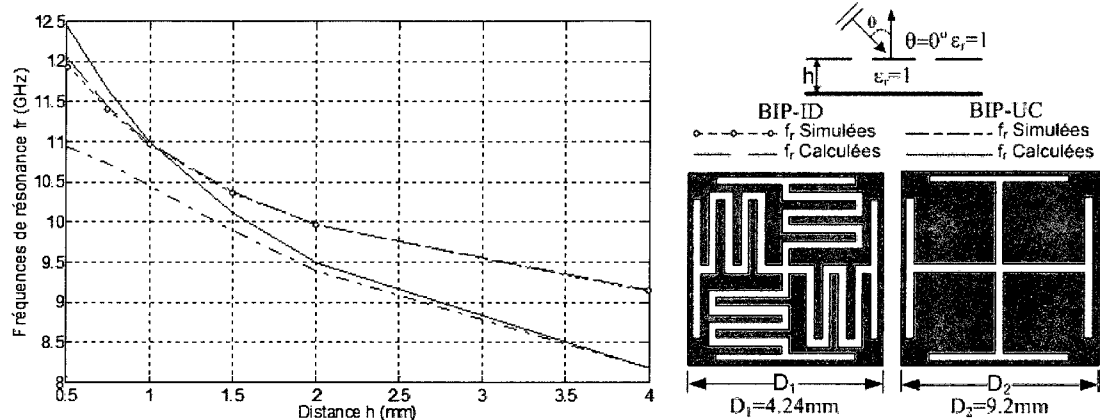


Figure 3-8 Les fréquences de résonance calculées et simulées pour les structures BIP-ID et BIP-UC pour différentes valeurs de h

Les résultats présentés ci-dessus montrent que dans le cas de la structure BIP-ID, l'équation 2-14 reste valide pour des petites valeurs de h (limite inférieure de 0.5mm) où les valeurs de f_r simulées et calculées s'accordent. Par contre, dans le cas de BIP-UC qui a une période plus grande, l'erreur devient très grande pour $h < 3$ mm et l'équation 2-17 n'est plus valide.

Selon l'équation 2-9, le changement de Z_S est lié au facteur d'atténuation r'_y . Ce facteur est toujours plus grand pour des périodes D plus petites. Ceci signifie que pour des structures plus compactes, les modes de Floquet d'ordre supérieur seront atténués fortement en s'éloignant de la surface périodique, réduisant ainsi le couplage avec le plan de masse.

Du point de vue application, l'utilisation d'une petite période est avantageuse. Par exemple, si le CMA est utilisé en présence d'éléments rayonnants (ex. antennes patch) l'adaptation d'impédance de ces éléments sera moins sensible à leurs positions

relatives par rapport aux éléments du motif, grâce à la grande atténuation des modes d'ordres supérieurs.

3.2. Études paramétriques

3.2.1. L'effet de l'épaisseur h et de la permittivité ε du substrat

La largeur de bande BW est un facteur important qu'il faut prendre en considération dans la caractérisation d'une structure CMA. Une bande de 10% est généralement suffisante pour la plupart des applications. Cependant, il existe une limite maximale qui résulte de la causalité et de la passivité de n'importe quelle structure CMA. Selon [33], la bande maximale d'une structure périodique uniplanaire est limitée par l'inégalité suivante :

$$BW \leq \frac{\lambda_0 \sin^2(\beta_{yd}h)}{4\varepsilon_r h} \quad (3-3)$$

La figure 3-9 (a) ci-dessous montre que f_r diminue lorsque h ou ε_r augmente. Cette diminution est causée par l'augmentation de l'admittance équivalente du substrat (équation 2-14). Par conséquent, on utilise souvent des substrats ayant une permittivité ε_r élevée, réduisant ainsi la fréquence de résonance et l'épaisseur du substrat. Par contre, selon l'inégalité 3-3, l'augmentation de ε_r s'accompagne d'une réduction de la bande BW .

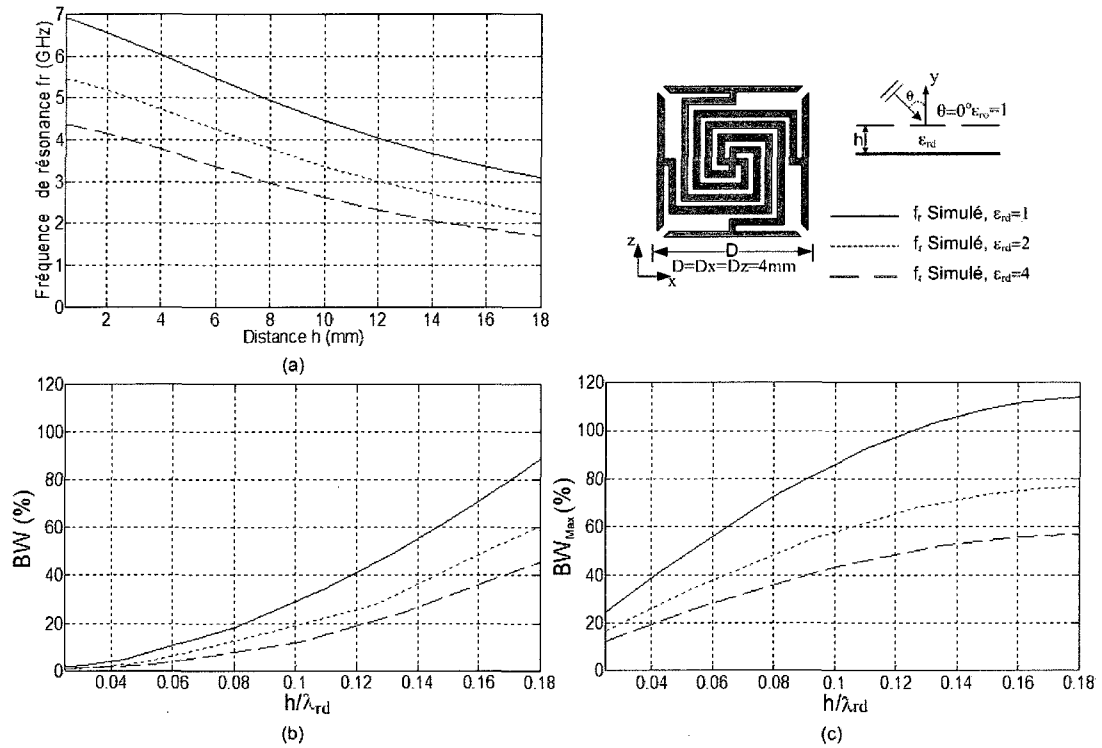


Figure 3-9 Résultats des simulations d'incidence normale ($\theta=0^\circ, \varphi=0^\circ$) sur la structure BIP-SP pour différentes valeurs de h et de ϵ_r , (a) la variation de la fréquence de résonance f_r en fonction de ϵ_r et h , (b) la bande d'opération BW obtenue. (c) la bande maximale calculée par l'équation 3-3. (λ_{rd} est la longueur d'onde dans le diélectrique à la fréquence de résonance)

La figure 3-9 ci-dessus montre les résultats d'analyse paramétrique de la structure BIP-SP simulée avec des substrats ayant des permittivités ϵ_r et des épaisseurs h différentes. Selon la figure 3-9 (a), on remarque que pour des épaisseurs de substrats fixes, les fréquences de résonance diminuent en augmentant la permittivité de substrat. Pour une fréquence de résonance fixe de 4GHz par exemple, l'épaisseur requise du substrat de permittivité $\epsilon_r=1$ est de $h_{\epsilon_r=1}=12\text{mm}=0.16\lambda_{rd}$ (λ_{rd} est la longueur d'onde dans le diélectrique). Mais, pour un substrat de permittivité $\epsilon_r=4$, l'épaisseur requise est

$h_{\varepsilon_r=4}=3\text{mm}=0.08\lambda_{rd}$. D'après la figure 3-9 (b), on remarque l'effet de la permittivité sur la largeur de bande à $f_r=4\text{GHz}$, qui vaut $BW_{\varepsilon_r=1}=70\%$ et $BW_{\varepsilon_r=4}=18\%$.

Le graphe suivant présente les résultats des simulations des structures BIP-UC et BIP-ID pour différentes valeurs de h .

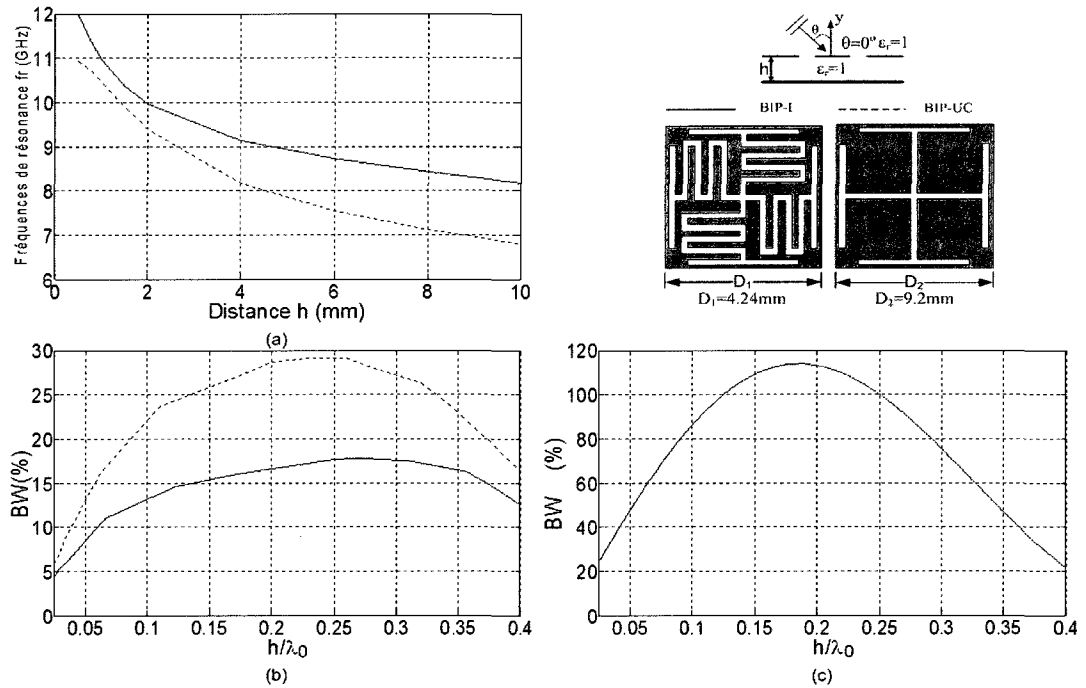


Figure 3-10 les résultats des simulations des structures BIP-UC et BIP-ID pour différentes valeurs de h ($\varepsilon_r=1$, $\theta=0^\circ$, $\varphi=0^\circ$), (a) Les fréquences de résonance en fonction de h en mm, (b) La bande d'opération BW obtenue, (c) La bande maximale d'après l'équation 3-3 ($\varepsilon_r=1$)

Selon le graphe 3-10, on remarque que les bandes obtenues restent toujours plus petites que les valeurs maximales prédites par l'équation 3-3. De plus, on constate que la bande de la structure BIP-UC est presque 2 fois plus grande que celle de la structure BIP-ID.

3.2.2. Analyse des pertes

Dans les structures simulées jusqu'à présent, les surfaces conductrices et les couches de diélectrique sont supposées sans pertes. Les pertes dans le diélectrique sont liées au facteur de dissipation $\tan\delta$, qui est prédéfini selon le type de matériau utilisé dans les substrats. Les pertes dans les métaux sont représentées par la puissance dissipée P_d , elle-même liée aux courants circulant dans le métal :

$$P_d = I^2 R_M \quad (3-4)$$

R_M est la résistance d'une pièce métallique déterminée par la conductivité σ et la géométrie. Pour une pièce métallique planaire, la résistance est donnée par l'équation suivante :

$$R_M = \frac{l}{\sigma t w} (\Omega) \quad (3-5)$$

Avec l la longueur de la pièce, w la largeur et t l'épaisseur.

Obtenir des structures compactes sans changer la période provoque souvent la complication de la géométrie d'un patch. Dans nos structures, l'intégration de la capacité interdigitale ou de l'inductance spirale conduit à l'introduction de lignes métalliques plus étroites. D'autre part, la période devient électriquement plus petite, donc les pertes ohmiques deviennent plus significatives. Afin d'analyser ces pertes, des surfaces de

conductivité finie ont été simulées et les résultats sont présentés dans les figures suivantes.

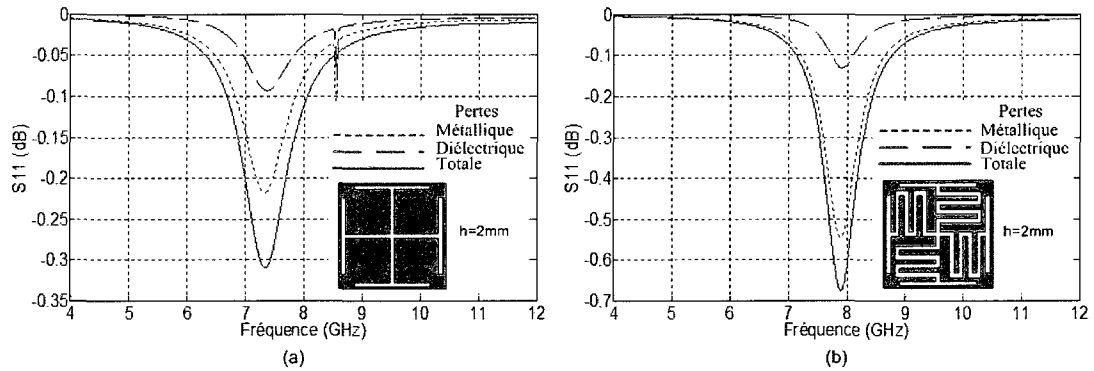


Figure 3-11 les pertes à l'incidence normale ($\theta=0^\circ, \varphi=0^\circ$), le substrat utilisé est le RT5880 d'épaisseur $h=2\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$ et $\text{tg}\delta=0.0009$, les surfaces conductrices sont en cuivre ($\sigma=58.10^6\text{ S/m}$). (a) UC-BIP $D=9.2\text{mm}$, (b) UC-Interdigitale $D=4.2\text{mm}$

D'après la figure 3-11, on remarque que les pertes dans le cas de la structure BIP-ID sont deux fois plus importantes que celles de la structure BIP-UC. Cette différence est principalement due aux pertes dans la couche conductrice de la SSF, où la période électrique de la structure BIP-ID est la moitié de celle de BIP-UC. Les pertes dans le diélectrique restent approximativement les mêmes pour les deux structures.

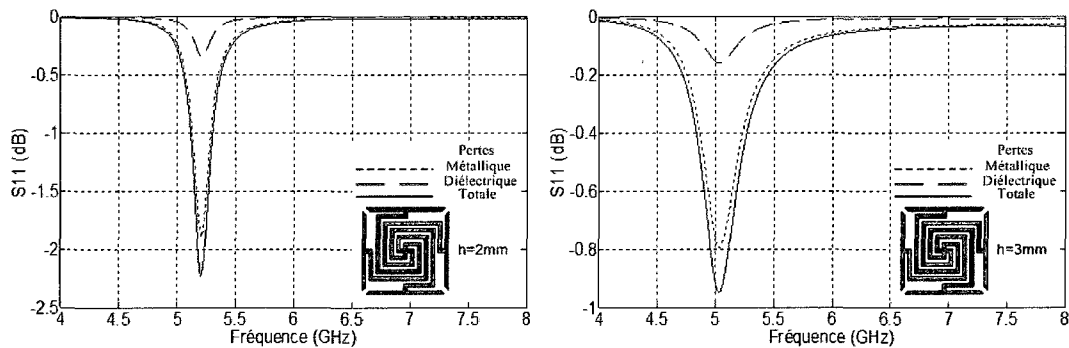


Figure 3-12 les pertes à l'incidence normale ($\theta=0^\circ, \varphi=0^\circ$), le substrat utilisé est le RT5880, $\epsilon_r=2.2$ et $\text{tg}\delta=0.0009$, les surfaces conductrices sont en cuivre ($\sigma=58.10^6\text{ S/m}$). (a) BIP-Spirale d'épaisseur de substrat $h=2\text{mm}$, $D=4\text{mm}$ (b) BIP-Spirale d'épaisseur de substrat $h=3\text{mm}$, $D=4\text{mm}$

Dans le cas de la structure BIP-Spirale, les pertes sont plus élevées. La figure 3-12 (a) montre qu'à l'incidence normale, le signal réfléchi sera diminué de plus de 2dB. Ceci est valide pour le même substrat utilisé auparavant (RT5880, $h=2\text{mm}$).

L'une des façons de réduire les pertes consiste à augmenter l'épaisseur h du substrat. Lorsque $h=3\text{mm}$, les simulations montrent que les pertes totales diminuent jusqu'à atteindre -1dB (Figure 3-12 (b)). Il est aussi possible de réduire les pertes en modifiant les dimensions des lignes dans la cellule. Dans ce cas, il faut prendre en considération les contraintes de fabrication liées à la tolérance. La figure 3-13 suivante montre que les pertes pour $h=2\text{mm}$ deviennent comparables à celles du cas $h=3\text{mm}$ lorsque les épaisseurs des lignes spirales sont modifiées ($W1=2\text{mil}$, $W2=10\text{mil}$).

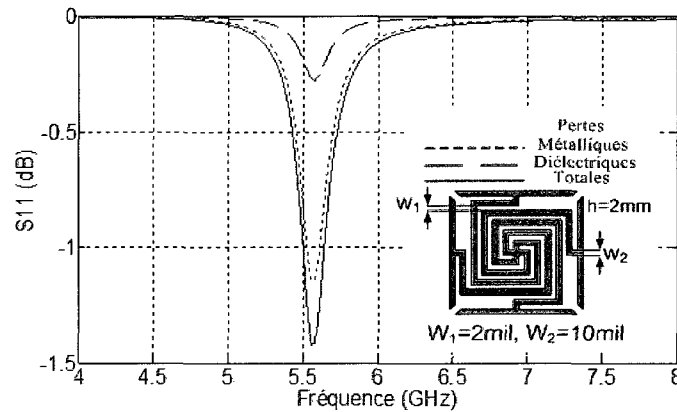


Figure 3-13 les pertes à l'incidence normale ($\theta=0^\circ, \varphi=0^\circ$), en changeant l'épaisseur des lignes spirale ($W1, W2$), le substrat utilisé est le RT5880, $\epsilon_r = 2.2$ et $\text{tg}\delta = 0.0009$, les surfaces conductrices sont en cuivre ($\sigma=58.10^6 \text{ S/m}$) et l'épaisseur du substrat $h=2\text{mm}$

À l'incidence oblique, les pertes varient selon le mode de l'onde incidente. Dans le cas de la structure BIP-ID, les simulations montrent que dans le mode parallèle (TM),

les pertes diminuent légèrement à l'incidence oblique (Figure 3-14 (a) et (c)). Cette diminution est causée par l'augmentation de la fréquence de résonance, où les dimensions électriques deviennent plus grandes. Dans le cas d'incidence oblique de mode perpendiculaire (TE), une augmentation de pertes survient (Figure 3-14 (b)). Cette dernière est due à l'excitation instantanée de courants sur les dipôles verticaux et horizontaux de la SFS, augmentant ainsi les pertes. Dans ce mode, un autre pic de pertes est constaté autour de $f=8.4\text{GHz}$; il est causé par une boucle de résonance associée au mode de couplage entre les dipôles verticaux et horizontaux.

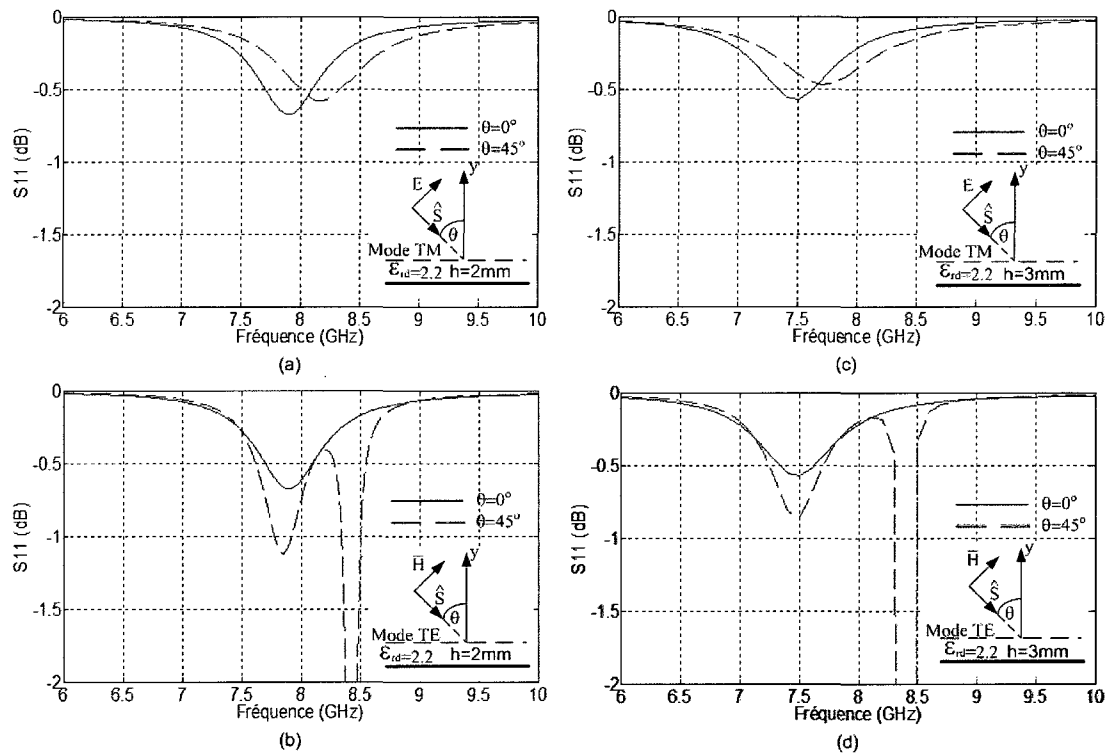


Figure 3-14 les pertes dans la structure BIP-ID en changeant l'épaisseur h du substrat et l'angle d'incidence θ ($\varphi=0^\circ$), Le substrat utilisé est le RT5880, $\epsilon_r=2.2$ et $\tan\delta=0.0009$ ($\sigma=58.10^6\text{ S/m}$). (a) Mode TM, $h=2\text{mm}$, (b) Mode TE, $h=2\text{mm}$, (c) Mode TM, $h=3\text{mm}$, (d) Mode TE, $h=3\text{mm}$

Dans le cas de la structure BIP-SP (Figures 3-15 (a) et (b)), les pertes sont plus élevées dans les deux cas de mode d'incidence (TE et TM), à cause de la géométrie de la cellule où le courant sera excité simultanément dans les lignes horizontales et verticales indépendamment du mode d'incidence oblique.

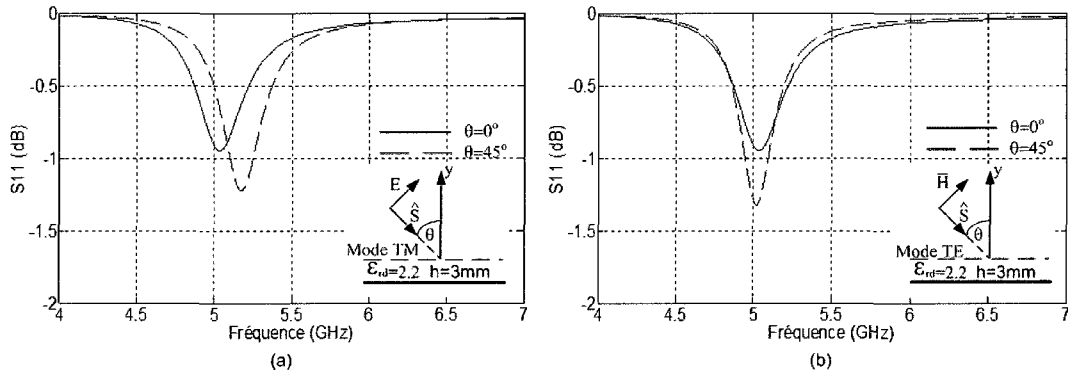


Figure 3-15 les pertes dans la structure BIP-SP en changeant l'angle d'incidence θ , le substrat utilisé est le RT5880, $\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$ et $h = 3\text{mm}$ ($\sigma = 58.10^6 \text{ S/m}$). (a) Mode TM, (b) Mode TE

3.3.2 Comparaison avec les autres structures

Cette partie est consacrée à la comparaison de la performance des nouvelles structures AMC proposées dans ce mémoire avec celle des autres structures uniplanaires publiées dans la littérature. La liste de ces structures est présentée dans la figure suivante :

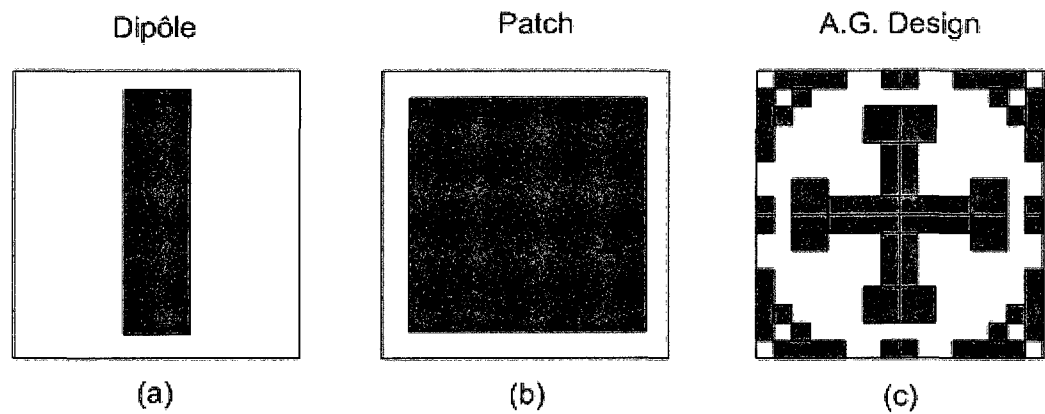


Figure 3-16 (a) Structure à dipôle périodique imprimé, (b) structure à patch, (c) structure optimisée par l'Algorithme Génétique (A.G.)

La première structure simulée est trouvée dans [35], elle est composée de dipôles orientés dans une seule direction (figure 3-16 (a)). La deuxième structure est constituée de patches carrés [36] (figure 3-16 (b)) et la troisième présentée dans [37] se caractérise par une forme géométrique dont la SSF est optimisée par algorithme génétique (figure 3-16 (c)). Les structures BIP-ID et BIP-SP sont simulées à nouveau en utilisant les mêmes substrats que ceux des structures auxquelles elles sont comparées. Le tableau suivant résume les résultats obtenus :

Dimensions de la structure présentées dans [35] : $h=1.9\text{mm}=0.16\lambda_{rd}, \varepsilon_r=10.2, D=8\text{mm}$		BIP-I	BIP-S	
			1 ^{ère} Bande	2 ^{ème} Bande
f_r (GHz)	8	4.24	2.77	6.88
BW (GHz)	7.5-8.5	4.1-4.35	2.75-2.88	6.33-7.4
BW (%)	13	6	5	16
BW_{MAX} (%)	35	24	17	33
Période	$0.21\lambda_0$	$0.057\lambda_0$	$0.036\lambda_0$	$0.096\lambda_0$
[36] $h=2\text{mm}=0.13\lambda_{rd}, \varepsilon_r=2.2, D=4.5\text{mm}$				
f_r (GHz)	12.8	7.86	5.18	13
BW (GHz)	10.5-14.2	7.5-8.2	5.07-5.26	10.9-14.7
BW (%)	29	9	4	29
BW_{MAX} (%)	68	48	33	68
Période	$0.19\lambda_0$	$0.11\lambda_0$	$0.07\lambda_0$	$0.17\lambda_0$
[37] $h=5\text{mm}=0.22\lambda_{rd}, \varepsilon_r=2.98, D=2.57\text{mm}$				
f_r (GHz)	7.6	6.24	4	7.76
BW (GHz)	5.5-11	5.87-6.6	3.5-4.35	6.5-9.5
BW (%)	72	11	21	37
BW_{MAX} (%)	63	39	25	47
Période	$0.065\lambda_0$	$0.087\lambda_0$	$0.053\lambda_0$	$0.1\lambda_0$

Tableau 3-2 Comparaison avec les structures de référence

La comparaison avec les références [35]-[37] montre clairement que les périodes des structures BIP-I et BIP-S sont généralement plus petites.

Les différentes largeurs de bande BW peuvent être seulement comparables lorsque les fréquences de résonance des structures sont relativement proches. Selon les résultats obtenus (les cases en gris), on remarque que les bandes sont relativement de même largeur, sauf pour la structure présentée dans la référence [37]. La bande de cette structure est de $BW=72\%$. Cette dernière est la plus large parmi celles des autres structures considérées. La fréquence de résonance de cette structure est de 7.6GHz et l'épaisseur du substrat $h=5\text{mm}=0.22\lambda_{rd}$. Cette valeur est très proche de $0.2\lambda_{rd}$, qui est l'épaisseur pour laquelle la bande devrait théoriquement être la plus grande. Avec le même substrat, la structure BIP-S a deux fréquences de résonance. Selon le graphe 3-9 (b), on remarque que la bande de la première fréquence de résonance peut être augmentée jusqu'à 72% si l'on utilise un substrat de permittivité $\epsilon_r=1$ et d'épaisseur $h=0.16\lambda_{rd}$. Dans ce cas, la fréquence de résonance est 2.8GHz et la période de cellule $D_{BIP-SP}=0.04\lambda_0$. Ceci est avantageux par rapport à la structure précédente où $h=0.22\lambda_{rd}$, $f_r=7.6\text{GHz}$ et $D=0.065\lambda_0$.

Finalement, on remarque que la première et la deuxième fréquence de résonance de la structure BIP-SP sont relativement proches l'une de l'autre. Leurs bandes sont suffisamment larges ($BW>10\%$) rendant leur utilisation avantageuse pour les applications à bandes multiples.

3.4. Discussions sur les résultats obtenus

Dans ce chapitre, l'étude des structures uniplanaire compactes a été divisée en trois parties. Dans la première partie, on a présenté deux structures compactes avant de les comparer avec la structure classique BIP-UC. On a montré par la suite l'effet de la distance entre le plan de masse et la surface SSF sur la performance de la structure CMA. En fait, lorsque la période est petite, l'effet du couplage avec la SFS sera moins important. Ce couplage est causé par les réflexions des modes de Floquet d'ordres supérieurs. L'atténuation de ces modes en s'éloignant de la SSF sera plus élevée pour les structures compactes. Bref, l'avantage des périodes compactes réside dans le fait que le design des éléments rayonnants ainsi que du réflecteur peut être réalisé séparément, sachant que l'impédance de la surface de CMA ne sera pas affectée à l'assemblage.

Dans la deuxième partie, une analyse paramétrique est présentée. Les effets de l'épaisseur h et de la permittivité ϵ_r du substrat sur la variation de la bande ont été examinés. On a montré que pour des valeurs élevées de h , la bande s'élargit. Pour réduire l'épaisseur du substrat, des matériaux de permittivité plus élevés peuvent être utilisés. Par contre il faut toujours prendre en considération que la bande est inversement proportionnelle à ϵ_r . Dans l'analyse des pertes, on a montré que les structures compactes

présentent des pertes plus élevées à l'incidence oblique. Elles peuvent être réduites en augmentant l'épaisseur h du substrat, ou en changeant les dimensions de la cellule afin de réduire les pertes ohmiques. Finalement, par comparaison avec la littérature, on a montré que nos structures ont de bonnes performances électromagnétiques; leurs périodes sont comparativement les plus petites et leurs bandes de fonctionnement sont très comparable aux autres structures.

Dans le chapitre suivant, on expose le travail expérimental effectué. Un réflecteur CMA composé de la structure BIP-ID est fabriqué, ainsi que plusieurs types d'antennes. La performance de ces dernières est examinée à proximité de ce réflecteur qui est lui-même comparé à un réflecteur métallique. Finalement, une nouvelle application utilisant la surface CMA sera préposée.

4. Réalisation des réflecteurs basés sur des structures CMA

Ce chapitre est consacré à l'étude expérimentale du comportement des sources rayonnantes en présence des structures CMA uniplanaires. Pour ce faire, plusieurs types d'antennes ont été fabriqués. Les performances de ces antennes ont ensuite été comparées en utilisant deux types de réflecteurs: un réflecteur métallique en aluminium se comportant approximativement comme une surface à conducteur électrique parfait (CEP) et un autre constitué de l'une des structures périodiques présentées dans le chapitre précédent. Cette structure est conçue pour qu'elle se comporte comme une surface à conducteur magnétique artificiel (CMA) sur la même bande de fonctionnement que celle des antennes fabriquées.

Ce chapitre se divise en trois parties. Dans la première, on présente les résultats expérimentaux ainsi que l'analyse théorique d'une antenne dipôle rayonnant à proximité des réflecteurs. Un modèle d'antennes réseau à deux éléments, basé sur la théorie des images, sera présenté afin de comparer les résultats des mesures avec ceux obtenus par les simulations. Dans la deuxième partie, on présente les résultats des mesures d'une antenne réseau. On démontre ensuite la possibilité d'utiliser les réflecteurs à CMA afin de réduire le dépointage (en anglais *squint*) de l'angle du lobe principal de rayonnement en fonction de la fréquence. Ensuite, on présente un prototype d'une antenne dipôle alimentée par des câbles coaxiaux, et enfin, on montre les résultats des mesures de rayonnement de cette antenne lorsqu'elle est positionnée à une distance d très proche du réflecteur ($d \approx \lambda/22$).

4.1. Banc de mesures de champ lointain

Les diagrammes de rayonnement des différentes antennes présentées dans ce chapitre sont mesurés à l'aide d'un banc de mesures de champ lointain disponible au centre de recherche Poly-Grames. Le système de mesure conçu par MI Technologies est installé dans la chambre anéchoïde. Les antennes et les réflecteurs sont positionnés sur une table rotative, ce qui permet de faire des mesures pour différents angles. Les diagrammes de rayonnement des antennes testées sont présentés selon le système de coordonnées sphériques.

Le gain isotrope de l'antenne est obtenu en dBi, en utilisant les résultats des mesures pour des antennes à cornet standard dont le gain est connu. Les cornets à gain standard utilisés sont ETS Lindgren 3160-05 et 3160-06 pour les bandes de fonctionnement entre 3.95 - 5.85 GHz et 5.85 – 8.2GHz respectivement.

4.2. La structure de réflecteur à CMA réalisée

Le substrat du réflecteur à CMA est composé de deux couches de diélectrique (Figure 3-1). La couche supérieure est très mince $h_1=5\text{mil}=0.127\text{mm}$, elle est constituée de Polyimide de permittivité relative $\epsilon_r=3.5$, de perméabilité relative $\mu_r=1$ et de facteur de dissipation $\text{tg}\delta=0.008$. La couche inférieure est d'épaisseur $h_2=3\text{mm}$, elle est constituée de Rohacell 51 de type IG (Industriel garde) de la compagnie *Rohm*. Ce substrat possède une constante diélectrique très près de celle de l'air et possède de faible pertes diélectriques ($\epsilon_r=1.09$, $\mu_r=1$ et $\text{tg}\delta=0.0004$ à $f=6$ GHz). La surface périodique est

composée de cellules BIP-ID de mêmes dimensions que celles présentées dans la figure 3-1 de chapitre précédent (Voir figure 3-1). Elle est imprimée sur la couche de Polyimide. La permittivité élevée de Polyimide permet d'augmenter la valeur de capacité interdigitale, ce qui a pour effet de diminuer la fréquence de résonance. La basse permittivité de la couche de mousse sert à augmenter la bande (Voir section 3.2.1). Le réflecteur de grandeur maximale qu'il a été possible de fabriquer à des dimensions de 16×9.6 cm et les couches conductrices sont en cuivre. Le résultat de simulation présenté dans la figure suivante correspond à une onde plane arrivant à incidente normale sur une structure périodique infinie.

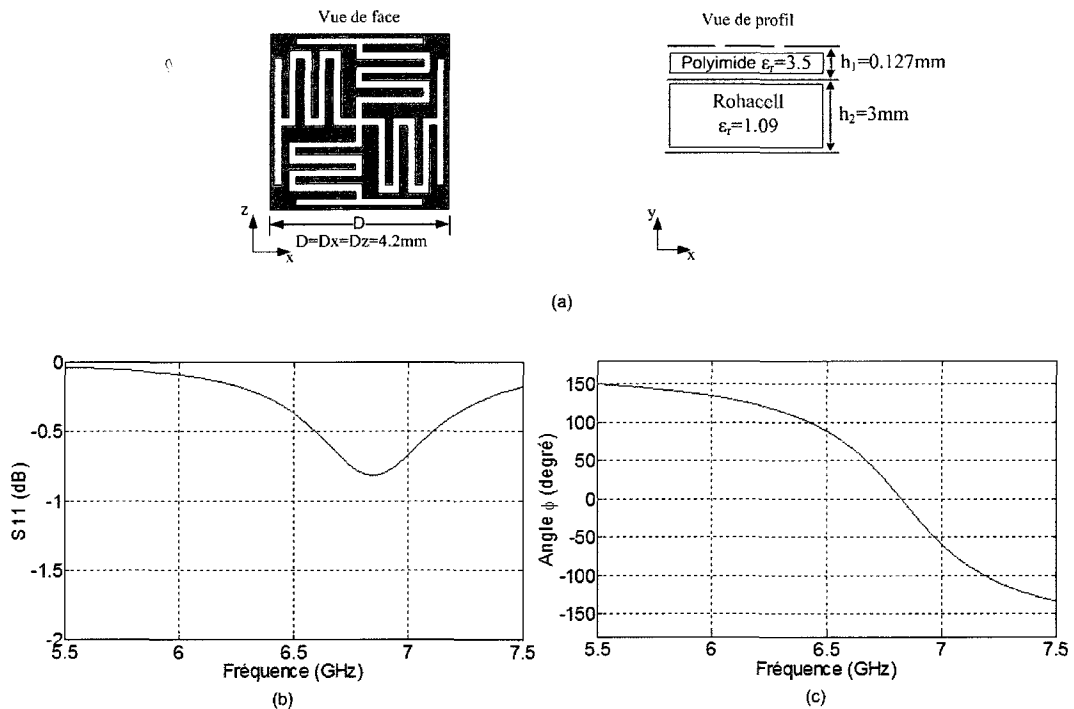


Figure 4-1 (a) La structure PIB-ID fabriquée, (b) l'amplitude du coefficient de réflexion S_{11} , (c) la phase de S_{11} .

Selon la figure 4-1 (c), La fréquence de résonance obtenue par simulation est $f_r=6.84\text{GHz}$ et $BW=10\%$. Notons ici que le plan de réflecteur est dans le plan xz (Figure 4-1 (a)), ce qui diffère de la convention montrée dans les chapitres précédent. Cette orientation sera appliquée partout dans ce chapitre.

4.3. Le comportement d'un élément rayonnant à proximité de la surface CMA

4.3.1. Analyse théorique

La conception d'antenne doit prendre en considération l'environnement dans lequel cette antenne est utilisée. En effet, l'adaptation de cette antenne est affectée par le phénomène de couplage avec les éléments entourants, comme le support, le couplage mutuel avec d'autres antennes, le circuit d'alimentation, etc. [38]. Dans le cas des antennes membranes, le couplage entre chaque élément et le réflecteur doit être pris en considération car c'est l'un des facteurs principaux affectant l'efficacité des éléments rayonnants. L'efficacité de rayonnement e_r est le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} et la puissance nette fournie à l'élément P_{IN} , elle peut s'écrire sous forme de l'équation suivante :

$$e_r = \frac{P_{ray}}{P_{IN}} \quad (4-1)$$

Dans le cas d'un réseau infini d'éléments rayonnants sur une surface CMA, ces éléments peuvent être modélisés par une source de courant J . Cette source sera en

parallèle avec l'impédance équivalente Z_T (Figure 4-2 (a)). Comme mentionné auparavant, Z_T est l'impédance de la structure à CMA correspondant approximativement à celle d'un circuit LC parallèle. En présence de la source J placée à une distance d de cette structure, une partie de l'onde électromagnétique émise par la source sera réfléchie sur la surface de la structure à CMA pour ensuite s'ajouter à la partie rayonnée vers le haut. Ceci se traduit par la superposition de deux courants relatifs à ces deux parties et dont la somme est le courant J [39] :

$$\bar{J} = \bar{J}_{img} + \bar{H}_{ray} = \hat{x} \bar{J}_0 \delta(y-d) \quad (4-2)$$

Où $\bar{J}_{img} = \bar{E} / Z_T$ est le courant d'image excité sur la surface de CMA en négligeant les pertes dans le diélectrique et les conducteurs, ainsi que les pertes sous forme de courants de surface. $\bar{H}_{ray} = \bar{E} / Z_0$ représente le champ rayonné dans l'air. Le modèle de circuit équivalent devient une résistance η (dans l'air $\eta = Z_0 = 377\Omega$) en parallèle avec J et Z_T (Figure 4-2 (a)). Si $d \ll \lambda/4$ et la fréquence utilisée se situe à l'extérieur de la bande de la structure BIP où l'impédance Z_T tend vers zéro, la partie réfléchie de l'onde sera en antiphasé avec celle rayonnée directement vers le haut. En conséquence, la puissance rayonnée sera réduite.

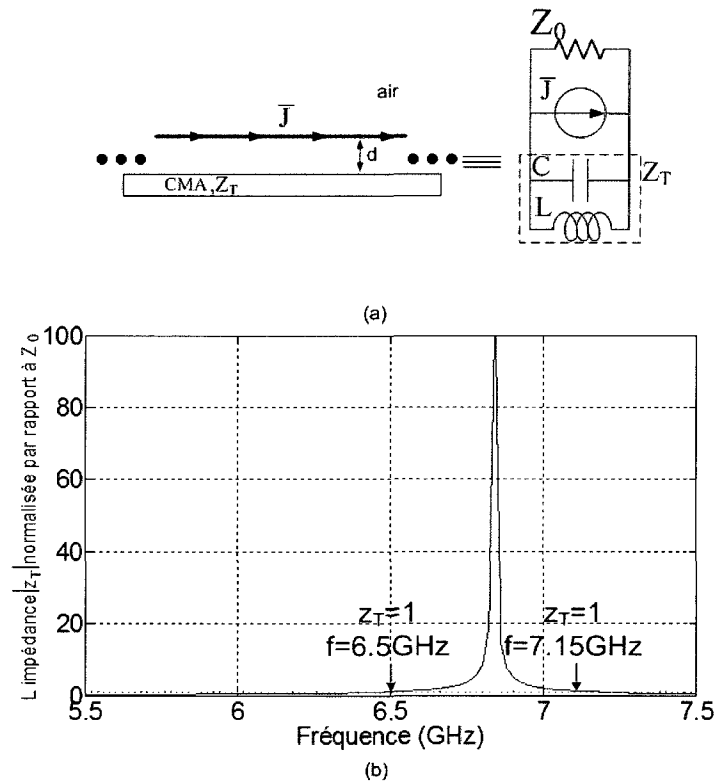


Figure 4-2 Modèle de circuit équivalent d'une source de courant infinie et son image, (a) le circuit équivalent d'une source rayonnante à proximité d'une structure à CMA, (b) l'impédance normalisée z_T (l'impédance Z_T divisée par l'impédance de l'air Z_0 de la structure sans pertes)

L'équation 4-2 s'écrit également sous la forme:

$$J = \frac{E}{Z_T} + \frac{E}{Z_0} \quad (4-3)$$

L'efficacité de rayonnement étant liée à la quantité d'énergie fournie à l'impédance caractéristique Z_0 représentant l'espace libre, elle sera maximale lorsque l'impédance Z_T tend vers l'infini. Cette impédance à son tour devient maximale à la fréquence de résonance f_r . L'impédance de surface normalisée z_T peut être calculée en utilisant l'équation 2-18 où à l'incidence normale ($\theta=0^\circ$) on a:

$$z_T = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (4-4)$$

La figure 4-2 (b) montre la variation de l'impédance de la structure BIP-ID en fonction de la fréquence. On remarque que $z_T = Z_T/Z_0 \rightarrow \infty$ à $f=f_r=6.84\text{GHz}$. À cette fréquence, l'efficacité est maximale puisque le courant dans la résistance est maximal et toute l'énergie de la source est rayonnée. C'est pourquoi les structures à CMA sont souvent nommées des structures à haute impédance. Lorsque $f=6.5\text{GHz}$ ou $f=7.15\text{GHz}$, la variation de phase de Γ est de 90° par rapport à une surface à CEP (voir Figure 4-1), $Z_T=Z_0$ et l'efficacité (Voir équation 4-1) devient la moitié de sa valeur maximale.

Il faut noter que dans l'analyse précédente on a supposé que la source de rayonnement est une source de courant 2D, uniforme en phase et en amplitude. L'augmentation de l'impédance de surface est due ici à l'augmentation de la valeur imaginaire de Z_T , puisque les pertes dans le CMA ont été négligées lors de la simulation.

4.3.2 Mesures de S11 d'une antenne dipôle dans l'espace libre

La méthode de caractérisation proposée ici sert à fabriquer un élément rayonnant afin d'analyser son comportement sur le réflecteur CMA, Cet élément est un dipôle conçu pour fonctionner dans la même bande que la structure BIP-ID montrée dans la figure 4-1. Les dimensions physiques de l'antenne sont montrées dans la figure 4-3 (a). Elle est imprimée sur un substrat Rogers 5880 ($\epsilon_r=2.2$, $\mu=1$, $\text{tg}\delta=0.0009$) d'épaisseur 20 mils (0.508 mm). Un symétriseur (*balun*) est ajouté à la ligne de transmission de l'antenne afin de pouvoir la brancher à un câble d'alimentation coaxial. Les résultats des

simulations et des mesures de facteur S_{11} de l'antenne (lorsqu'elle est dans l'air) sont présentés aux figures 4-3 (a) et (b).

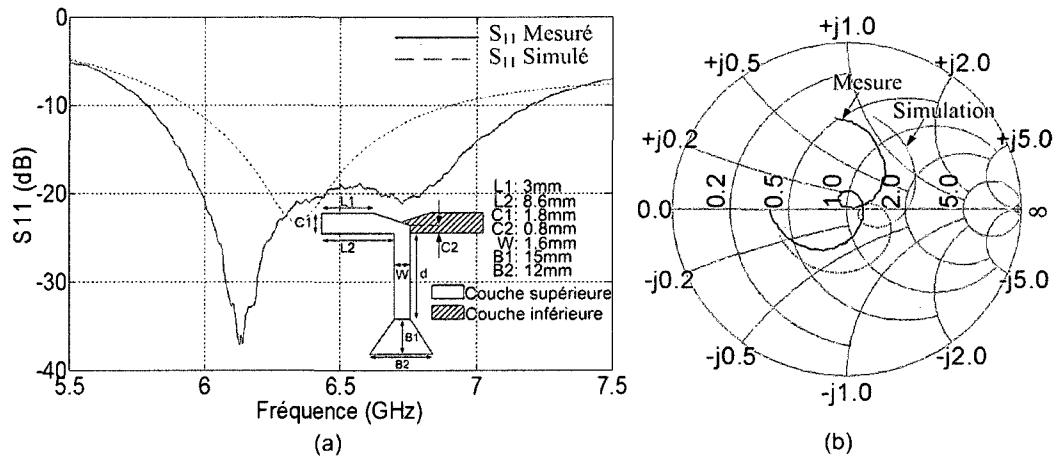


Figure 4-3 Les résultats des simulations de l'antenne dans l'espace libre faites par le logiciel *Ansoft Designer* ainsi que les mesures du facteur S_{11} de l'antenne fabriquée, (a) S_{11} présenté en dB et dimensions de l'antenne dipôle fabriquée, (b) S_{11} présenté dans l'abaque de Smith.

Les résultats présentés dans la figure 4-3 (a), montrent que l'antenne dipôle a une bande de 1.4GHz (5.8GHz - 7.2GHz) où le facteur S_{11} reste inférieur à -10dB. Cette bande correspond à la bande de fonctionnement de la structure BIP-ID présentée dans la figure 4-1 (entre 6.5GHz et 7.15GHz).

4.3.3. Mesures de S_{11} de l'antenne avec le réflecteur CMA

La figure suivante montre le changement du coefficient de réflexion S_{11} lorsque l'antenne dipôle est à une distance d du réflecteur BIP-ID et parallèle à celui-ci. Pour des distances d variant entre 1.5 mm et 11 mm ($0.03\lambda_{6.84\text{GHz}}$ et $0.25\lambda_{6.84\text{GHz}}$), les résultats des mesures de S_{11} sont comparés avec ceux obtenus en remplaçant le réflecteur BIP-I par un réflecteur d'aluminium (approximant un CEP) de mêmes dimensions (16×9.6 cm).

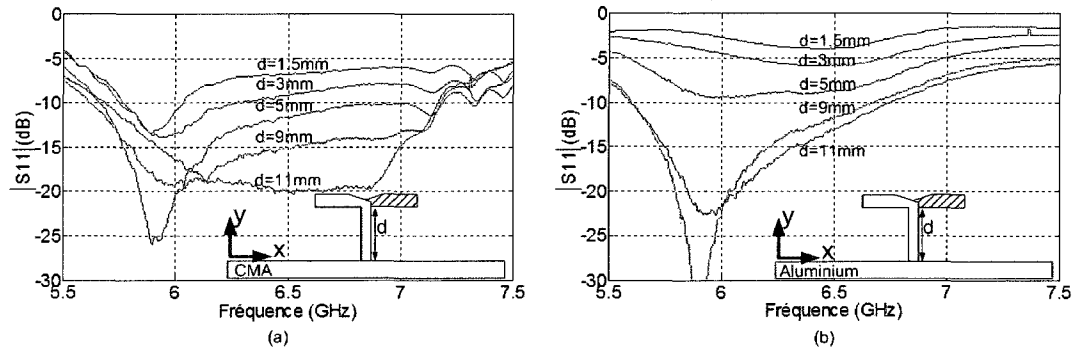


Figure 4-4 Les résultats des mesures du facteur S_{11} pour différentes valeurs de d , (a) dans le cas d'un réflecteur à CMA (Structure BIP-ID), (b) Dans le cas d'un réflecteur en aluminium

Selon la figure 4-4 (a), on remarque que dans le cas du réflecteur CMA, S_{11} diminue au moins de 4dB (à $f_r=6.84\text{GHz}$) par rapport à celui mesuré avec le réflecteur en aluminium (la figure 4-4 (b)). Cela est cohérent avec l'analyse d'efficacité présentée auparavant, ce qui signifie que l'énergie rayonnée dans le cas des réflecteurs CMA est plus élevée, et ce même pour des petites valeurs de d . De plus, on constate qu'avec le réflecteur CMA, l'antenne reste adaptée sur une bande de fréquence autour de 5.9GHz. Cette bande s'élargit avec l'augmentation de d , lui conférant ainsi une largeur supérieure à celle mesurée avec le réflecteur métallique. Ceci est dû au couplage de deux résonateurs à faible facteur de qualité représentés par l'antenne et son image. Par conséquent, une augmentation dans l'efficacité de rayonnement est obtenue [40].

4.3.4. Mesures des champs lointains

4.3.4.1. Comparaison des résultats de mesures entre un réflecteur métallique et un réflecteur CMA

Le comportement des surfaces CMA est généralement étudié en présence d'une onde plane incidente, où les antennes émettrice et réceptrice sont positionnées à une distance de plusieurs longueurs d'onde par rapport au réflecteur [41]. Ce comportement ne peut pas être le même lorsque l'élément rayonnant est très proche du réflecteur. En effet, les surfaces équiphasse des ondes émises par l'antenne dans ce cas ne sont pas planaires et l'angle d'incidence n'est pas uniforme sur toute la surface réflectrice. De plus, étant donné que les propriétés de réflexion du CMA varient fortement en fonction de l'onde d'incidence, il n'est pas possible d'appliquer rigoureusement la théorie classique des images, comme on pourrait le faire pour un CEP ou un CMP. En conséquence, le comportement de la surface à CMA ne peut être uniforme et les effets constructifs et destructifs pourraient se produire en fonction de l'angle d'incidence et de la fréquence.

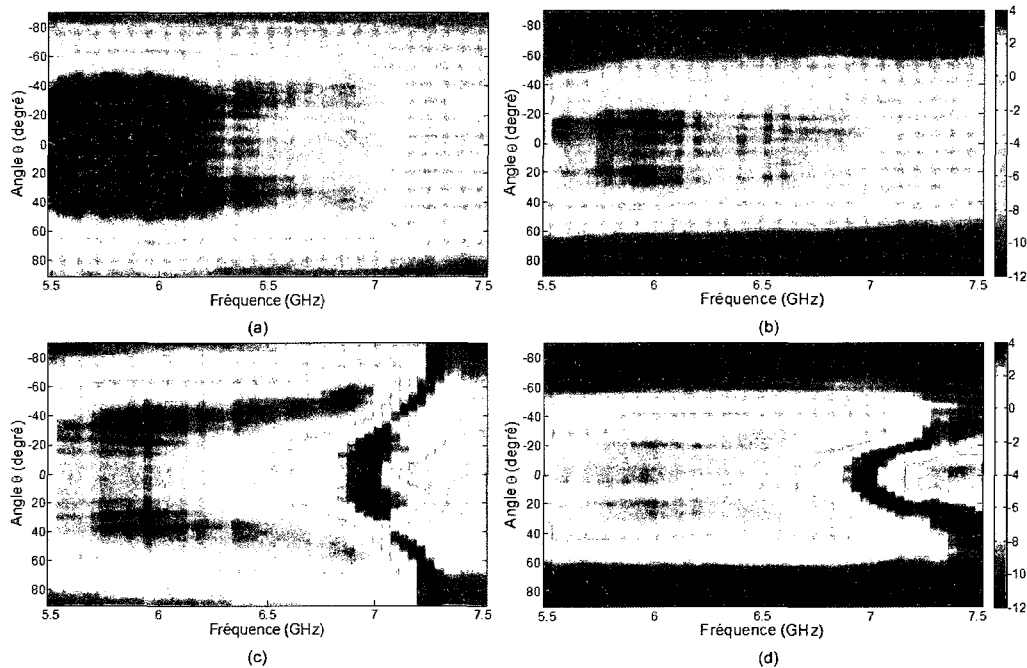


Figure 4-5 Le gain de l'antenne mesuré (en dBi) à une distance $d=\lambda_f/4=11\text{mm}$ ($f_r=6.84\text{GHz}$). (a) gain dans le plan H de l'antenne avec un réflecteur métallique, (b) gain dans le plan E avec un réflecteur métallique, (c) gain dans le plan H avec un réflecteur CMA, (d) gain dans le plan E avec un réflecteur CMA

Pour examiner ce phénomène, l'antenne a été positionnée à une distance $d=\lambda_f/4$ ($\sim 11\text{mm}$) des surfaces réflectrices (CMA et métal). Dans les deux cas, le champ lointain a été mesuré dans les plans de rayonnement E et H du dipôle. Les résultats des mesures sont présentés dans la figure 4-5. Notons que la distance d a été choisie pour favoriser le rayonnement dans la direction $\theta=0^\circ$ dans le cas du réflecteur métallique à la fréquence f_r de 6.84GHz . On remarque une largeur de faisceau plus faible dans le plan E comparativement au plan H, ce qui résulte simplement du facteur d'élément du dipôle. Dans le cas du réflecteur métallique et selon les figures 4-5 (a) et (b), on remarque que le gain de l'antenne varie entre 0 et 4 dBi sur la plage de fréquences entre 5.5 GHz et 7.2

GHz. Ce gain est maximal entre 5.5 et 6 GHz puisque l'antenne est mieux adaptée sur cette bande (figure 4-4 (b)).

D'après les figures 4-5 (c) et (d), on constate que le gain dans la direction $\theta=0^\circ$ diminue graduellement en augmentant la fréquence vers f_r . Lorsque $f=f_r=6.84\text{GHz}$, le rayonnement est annulé complètement et le gain devient plus petit que -12 dB. Cela est dû au fait qu'autour de cette fréquence, la phase du coefficient de réflexion de la surface à CMA s'annule ($\varphi_{CMA}=0$). Donc, dans le plan $y=d$ l'onde réfléchie sera en antiphasse par rapport à celle qui est rayonnée par le dipôle vers le haut. ($\phi_T = \frac{4d\pi f}{c_0} + \phi_{CMA} = \pi$). On peut donc conclure que pour la direction $\theta=0^\circ$ la théorie des images prédit bien le comportement de l'antenne.

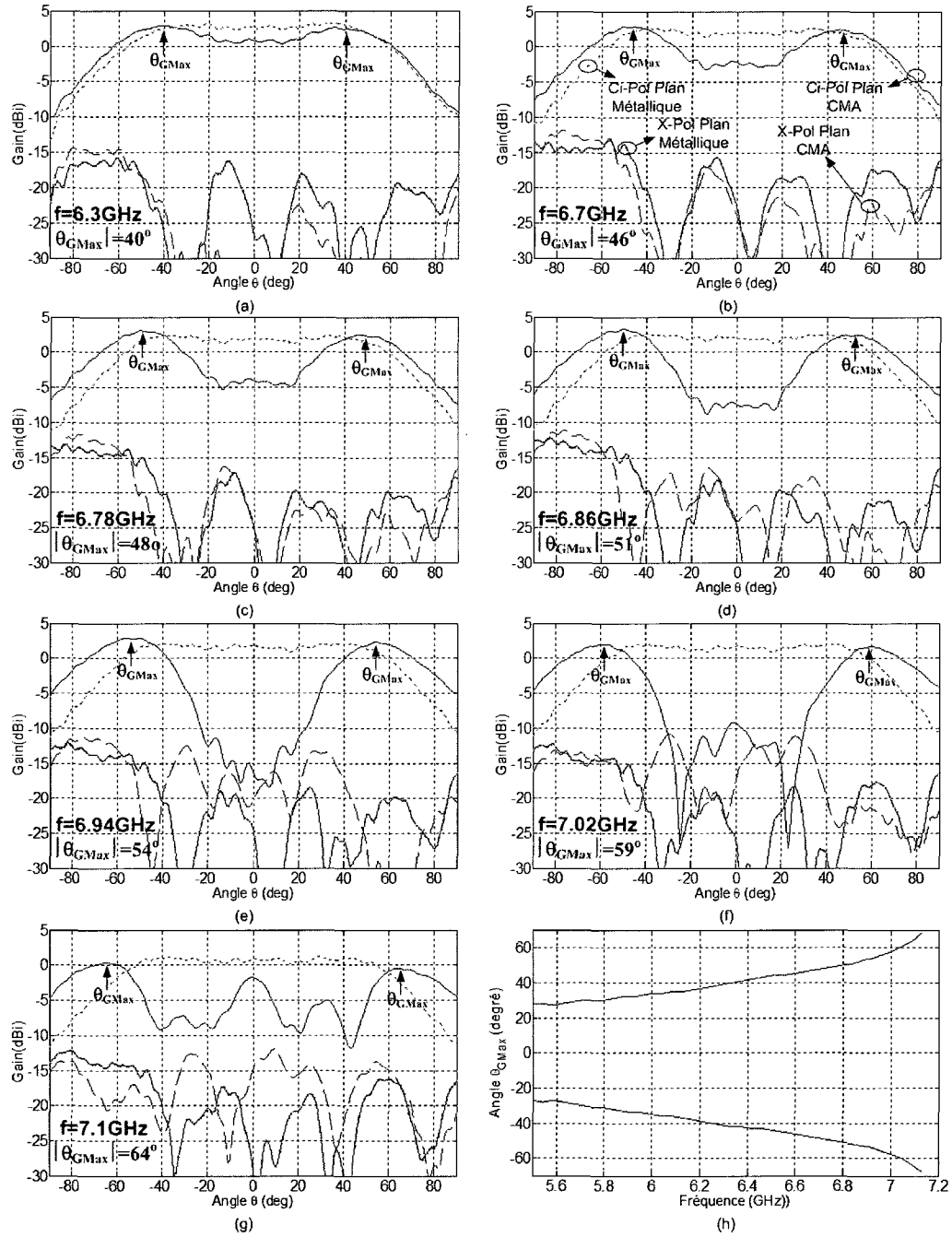


Figure 4-6 variation de l'angle de gain maximal θ_{GMax} en fonction de la fréquence, (a)-(g) les courbes de gain (polarisé et contra-polarisé) de l'antenne mesuré en dBi, dans les deux cas des réflecteurs (AMC et métallique), (h) la variation de l'angle θ_{GMax} avec la fréquence correspond au réflecteur CMA

Dans les figure 4-5 (c) et (d), on constate un autre phénomène intéressant; l'angle de gain maximal θ_{GMax} varie avec la fréquence dans l'intervalle entre 5.5GHz et 7.1GHz. La figure 4-6 montre les diagrammes de rayonnement pour les composantes de champ co-polarisé et contra-polarisé de l'antenne dans le plan H pris à différentes fréquences. À la fréquence $f=6.3\text{GHz}$ (figure 4-6 (a)), on remarque une légère chute dans le gain à $\theta=0^\circ$ dans le cas du réflecteur CMA. L'angle de gain maximal θ_{GMax} est alors de 40° ($|\theta_{GMax}|=40^\circ$) par rapport à la normale ; le gain à cet angle est d'environ 3dBi. On remarque que $|\theta_{GMax}|$ augmente avec la fréquence (figure 4-6 (a)-(g)) et à $f=7.1\text{GHz}$ il atteint 64° . Les valeurs positives et négatives de θ_{GMax} dans la bande 5.5GHz-7.1GHz, pour le cas du dipôle au-dessus du CMA, sont présentées dans la figure 4-6 (h). La variation de θ_{GMax} obtenue est $|\Delta\theta_{GMax}|=24^\circ$.

Le gain maximal de l'antenne est du même ordre que celui obtenu dans le cas d'un réflecteur métallique. Le niveau de gain contra-polarisation devient plus fort à la fréquence de résonance f_r , cependant ce niveau reste inférieur à -14dB par rapport au gain co-polarisé (figure 4-6 (f)).

4.3.4.2. Résultats des mesures de l'antenne dipôle en position diagonale par rapport aux axes du plan du réflecteur

Dans cette section, on montre les résultats des mesures de gain, lorsque l'antenne est positionnée à un angle de 45° par rapport aux axes x et z des cellules (Voir figure 4-7

(a)). Avec cette configuration, le champ électrique E de l'onde incidente est orienté diagonalement.

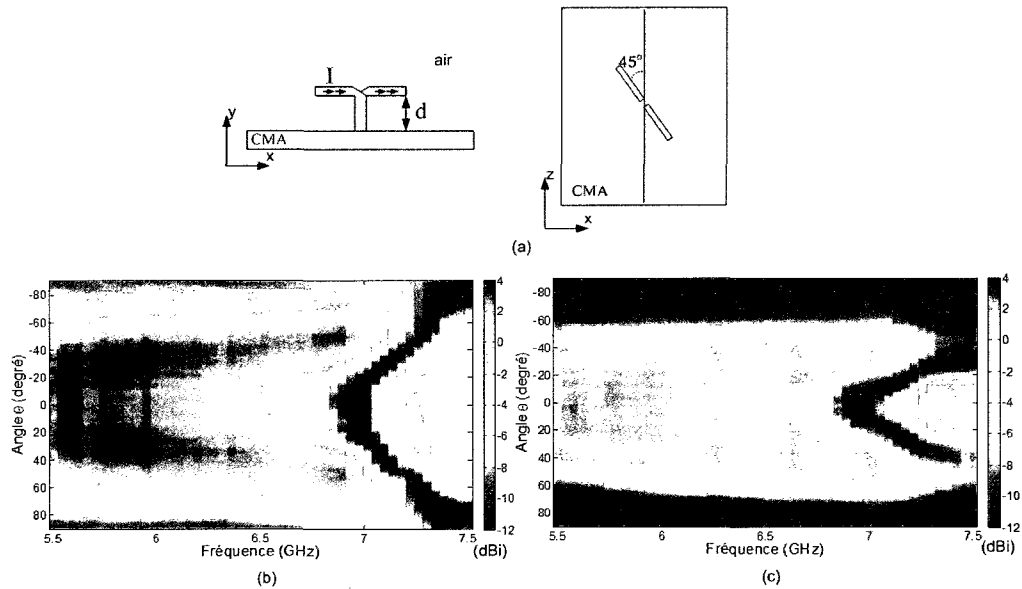


Figure 4-7 le gain de l'antenne en position diagonale mesuré à une distance $d=\lambda_{fr}/4=11\text{mm}$ ($f_r=6.84\text{GHz}$). (a) schéma de l'antenne mesurée en dessus du réflecteur. (b) gain dans le plan H avec un réflecteur CMA, (c) gain dans le plan E avec un réflecteur CMA

Le gain co-polarisé mesuré dans les deux plans E et H est présenté dans les figures 4-7 (b) et (c) respectivement. Ces dernières montrent que la forme du lobe reste très semblable à celles obtenues aux résultats précédents. Cette expérience a mis l'accent sur le comportement des antennes vis-à-vis de leur distribution spatiale dans un plan parallèle au réflecteur. En effet, les résultats montrent la présence d'une flexibilité à ce niveau.

4.3.5. Méthode des images approximative appliquée au réflecteur CMA

Le modèle de circuit équivalent présenté dans la section 4.2.1 est valide pour un réseau infini de sources distribuées sur une surface réflectrice. Cependant, les mesures présentées dans la section précédente correspondent à une seule source positionnée à une distance d d'un réflecteur. Il est difficile de prédire par les simulations le comportement de cette source lorsqu'elle est positionnée en dessus du réflecteur CMA. Cependant, le comportement électromagnétique de ce réflecteur peut être modélisé par une autre source " image ", dont l'amplitude $|Γ|$ et la phase $ϕ_{CMA}$ sont celles du coefficient de réflexion du réflecteur $Γ_{CMA}$. Ce dernier peut être évalué en utilisant les résultats des simulations d'une onde plane incidente à différents angles $θ$.

Dans cette section, on propose d'utiliser les valeurs $Γ_{CMA}$ obtenues, afin d'obtenir le facteur de réseau FR de 2 éléments composés de l'antenne dipôle et son image. Cette démarche est valide si on néglige la variation de courant sur la surface de CMA en fonction de la distance d . Ceci est généralement correct si l'antenne est faite de fil mince et qu'elle est résonante.

Notons ici que l'antenne dipôle est positionnée en parallèle avec le plan du réflecteur. Elle est orientée selon l'axe x selon le repère montré dans la figure 4-4, ce qui signifie que le champ électrique E est parallèle avec le réflecteur (donc perpendiculaire au plan d'incidence) et le plan yz correspond au plan H de cette antenne. L'onde incidente est donc de polarisation TE.

En supposant que la théorie des images puisse s'appliquer, le modèle équivalent de la source et son image sera un réseau composé de deux éléments séparés par une distance $D=2d$. Le facteur de réseau FR_2 de ces deux éléments est donné par l'équation suivante :

$$FR_2 = |\Gamma| e^{j(\phi_{CMA} - \beta d \cos(\theta))} + e^{j\beta d \cos(\theta)} \quad (4-5)$$

La surface du réflecteur ($y=0$) est prise comme référence du réseau et l'angle θ est mesuré par rapport à l'axe y .

Le facteur d'antenne sera donc :

$$FA = FE \times FR_2 \quad (4-6)$$

Où FE le facteur d'un élément. Dans le plan H du dipôle $FE = 1$,

Le facteur d'antenne FA devient égal à FR ($FA=FR$). Le coefficient de réflexion Γ du réflecteur CMA a été simulé pour un angle d'incidence qui varie entre 0° et 80° , dans la bande entre 5.5GHz et 7.5GHz. Les valeurs obtenues sont ensuite utilisées avec l'équation 4-5 afin de tracer le facteur de réseau normalisé. Une comparaison entre les résultats obtenus par cette équation est présentée dans la figure suivante.

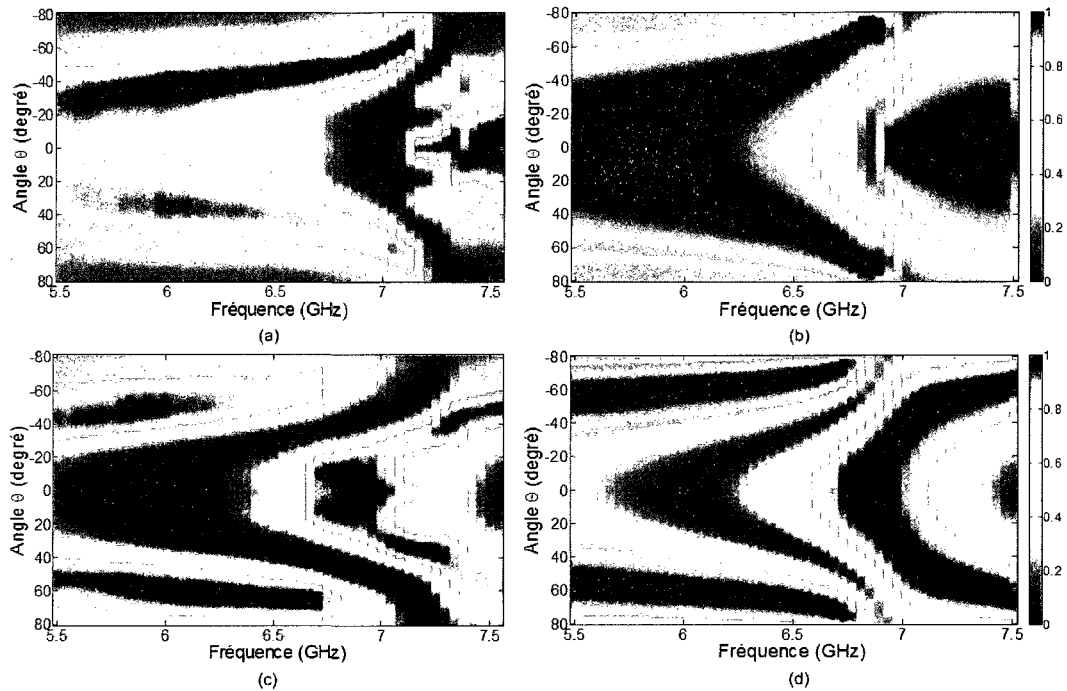


Figure 4-8 une comparaison entre le modèle analytique de deux éléments et les résultats des mesures de gain normalisé dans le plan H, (a) le gain mesuré avec $d=11\text{mm}$, (b) le gain obtenu analytiquement à l'aide de l'équation 4-6 avec $d=11\text{mm}$, (c) le gain mesuré avec $d=22\text{mm}$, (d) le gain obtenu avec l'équation 4-6 pour $d=22\text{mm}$

Les figures 4-8 (a) et (b) présentent respectivement les mesures du gain normalisé et les résultats numériques de *FA* dans le plan H pour $D=\lambda/2$. (Remarque: dans cette figure, l'échelle de couleur n'est pas en dB, contrairement à la figure 4-5.) Les mêmes mesures correspondantes à $D=\lambda$ sont présentées dans les figures 4-8 (c) et (d). Ces figures montrent un bon accord entre le modèle mathématique et les mesures.

Cependant, cette concordance ne peut pas être parfaite, puisque la structure simulée suppose que le réflecteur est infini tandis que le réflecteur fabriqué est de dimensions très limitées. On doit donc s'attendre à ce que des diffractions sur les bords du substrat conduisent à des oscillations se superposant au diagramme de rayonnement.

4.4. Stabilisation de l'angle de rayonnement d'une antenne réseau alimentée en série

4.4.1. Théorie

Dans beaucoup d'applications, la synthèse d'un diagramme de rayonnement correspondant spécifique (ex : les antennes directionnelles) nécessite l'utilisation d'un réseau comprenant plusieurs éléments rayonnants. Un cas d'intérêt pratique est celui d'une antenne réseau de N éléments séparés les uns des autres par une distance D , excités avec la même amplitude mais avec une progression de phase α entre les éléments consécutifs. Dans ce cas, le facteur d'antenne normalisé FR_s est donné par l'équation suivante :

$$FR_s = \frac{\sin(N\psi / 2)}{N \sin(\psi / 2)} \quad (4-7)$$

Où ψ est donné par :

$$\psi = \alpha + \beta_0 D \sin \theta \quad (4-8)$$

β_0 est la constante de propagation dans l'air.

Dans certains types d'applications utilisant les antennes réseaux, il est très pratique d'alimenter les antennes avec un réseau de distribution de type série, ce qui permet de simplifier le système d'alimentation et de réduire le volume d'espace occupé. Dans ce cas, la phase d'excitation α sera proportionnelle à la longueur L de la ligne de transmission qui transporte l'énergie entre deux éléments consécutifs :

$$\alpha = -\beta_g L \quad (4-9)$$

Avec $\beta_g = 2\pi/\lambda_g$, le nombre d'onde dans la ligne de transmission. Un exemple des antennes réseau alimentées en série est le réseau de "Patch" présenté dans la figure suivante (Figure 4-9 (a)).

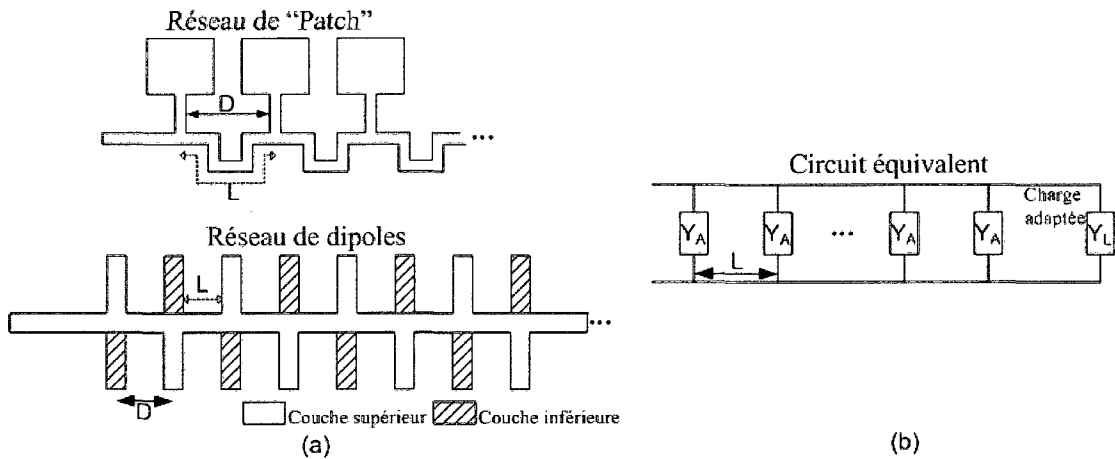


Figure 4-9 les antennes alimentées en série, (a) Quelques types des réseaux linéaires (b) le circuit équivalent

Pour un rayonnement maximal *broadside* dans le plan perpendiculaire à l'axe du réseau, la distance L est généralement choisie autour de λ_g (dans le cas de réseau de patch), afin d'avoir une excitation équiphase ($\alpha = -2\pi$) sur tous les éléments. Dans le cas des antennes dipôles (Figure 4-9 (a)), L est choisie autour de $\lambda_g/2$, puisque les deux côtés de chaque dipôle sont alternés entre la couche inférieure et la couche supérieure du substrat, ce qui crée une phase supplémentaire de 180° entre deux dipôles consécutifs. L'équation 4-9 devient :

$$\alpha = -\beta_g L - \pi \quad (4-10)$$

Le circuit équivalent des antennes réseaux (Figure 4-9 (b)) est une ligne de transmission chargée par les admittances Y_A d'éléments rayonnants considérés identiques, en parallèle avec une charge d'adaptation Y_L à la fin de la ligne d'alimentation. Chaque élément rayonne un pourcentage de l'énergie incidente. L'énergie restante est dissipée dans la terminaison Y_L .

En général, l'utilisation de réseau série pose une contrainte sur la largeur de bande. En effet, la bande de fonctionnement des antennes alimentées en série est étroite, car il y a déviation du faisceau principal, causée par la variation de α avec la fréquence. L'utilisation de lignes à vitesse de phase nulle utilisant des principes de méta-matériaux a été suggérée pour le réseau d'alimentation [42]. Cette approche s'est avérée efficace mais seulement pour des réseaux séparés d'une distance D électriquement petite et n'ayant pas d'intérêt pratique.

4.4.2. La déviation de l'angle du faisceau principal d'une antenne alimentée en série

Dans le cas du réseau d'antennes dipôles (figure 4-9 (b)), en l'absence des déphaseurs dans la ligne de transmission et lorsque la fréquence f varie autour de la fréquence centrale f_0 de l'antenne (f_0 la fréquence où l'angle de faisceau principal est égale à 0°), la phase α entre deux dipôles consécutifs change en respectant l'équation suivante :

$$\alpha = -(2n-1)\pi \frac{f}{f_0} - \pi \quad (4-11)$$

Où n est un entier. De même la constante de propagation β_0 devient :

$$\beta_0 = \frac{2n\pi}{\lambda_0} \frac{f}{f_0} \quad (4-12)$$

λ_0 est la longueur d'onde dans l'air à $f=f_0$. D'après l'équation 4-7, le gain de faisceau de rayonnement est toujours maximal à l'angle θ_{Max} où $\psi = -2n\pi$. En utilisant les équations 4-11, 4-12 dans 4-8, la déviation de θ en fonction de la fréquence f_0 ou $\theta_{Max}=0$ vers une nouvelle valeur θ_{NMax} à f sera :

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2D \sin \theta_{NMax}}{(2n-1)\lambda_0 - 2D \sin \theta_{NMax}} \quad (4-13)$$

Pour illustrer cet effet de dépointage, on considère maintenant un cas de figure s'approchant d'une configuration expérimentale qui sera discutée plus loin. Soit une antenne réseau composée de huit antennes dipôles ($N=8$), séparées entre elles par une distance $D=12\text{mm}$. Avec une ligne d'alimentation de permittivité effective $\varepsilon_{eff}=2.33$ et de longueur L entre les dipôles de 12mm ($L=D=12\text{mm}$), le diagramme de rayonnement théorique obtenu par les équations 4-8 et 4-20 est présenté dans la figure 4-10 (a). Dans cette figure, on constate la déviation de l'angle du faisceau principal. Cette déviation s'annule en s'approchant de la fréquence $f_0=8.18\text{GHz}$ où $L=\lambda_{g0}/2$. La validité de l'équation 4-12 peut être vérifiée en utilisant les résultats présentés dans la figure 4-10

(c). Entre $f_0=8.18\text{GHz}$ et $f=6.175\text{GHz}$, l'angle varie de $\theta_{Max}=0^\circ$ jusqu'à $\theta_{Max}=-30^\circ$.
 $=\theta_{NMax}$.

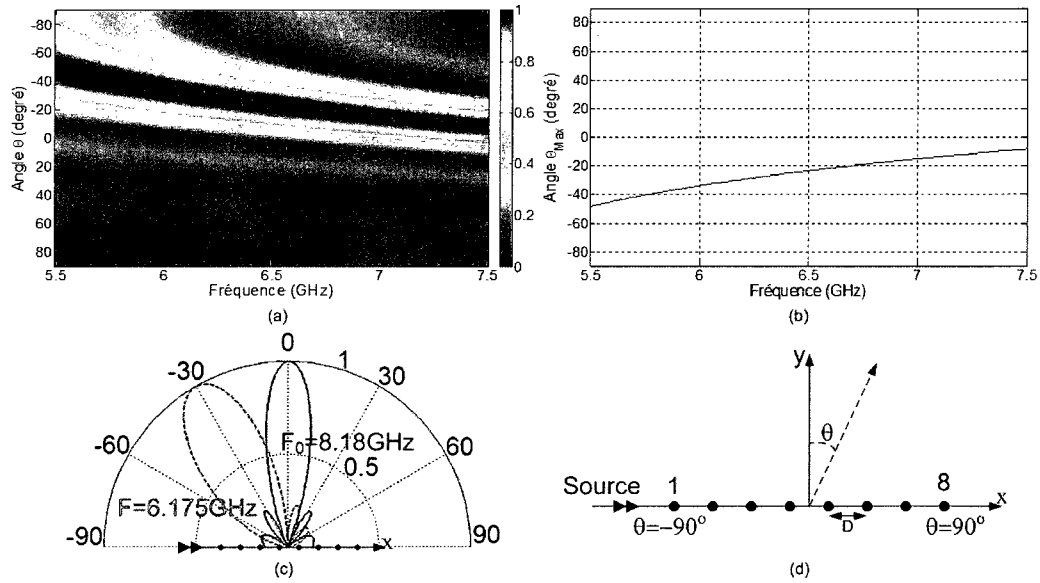


Figure 4-10 représentation graphique de la déviation de l'angle de faisceau principal correspond à une antenne de 8 éléments alimentés en série, (a) le diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau série de huit éléments, (b) variation de l'angle du faisceau principal θ_{Max} avec la fréquence, (c) déviation de θ_{Max} entre les fréquences $f=6.175$ ($\theta_{Max}=-30^\circ$) et $f_0=8.23$ ($\theta_{Max}=0^\circ$) (Note : le diagramme de rayonnement a une symétrie de rotation autour de l'axe x), (d) schéma de l'antenne réseau de 8 éléments

La variation de θ_{Max} avec la fréquence est présentée dans la figure 4-10 (b).

Selon cette figure, on remarque que lorsque la fréquence augmente, l'angle θ_{Max} se déplace du coté négatif (coté d'excitation) vers le coté positif "endfire".

4.4.3. La réduction de la déviation de l'angle du faisceau principal θ_{Max} en utilisant les réflecteurs AMC

Dans le plan H, le facteur d'antenne des dipôles réseau FA_R est le même que FR_S (équation 4-7), puisque le facteur d'un seul élément (le dipôle) FE est unitaire. Si l'antenne réseau est positionnée à proximité d'un plan réflecteur, l'effet de l'image doit être pris en considération et le facteur d'antenne FA_R devient :

$$FA_R = FE \times FR_2 \times FR_S \quad (4-14)$$

Où FR_2 est le facteur de réseau d'un seul élément avec son image réfléchi par le réflecteur (voir section 4.3.5).

Selon les résultats des mesures de rayonnement d'un seul dipôle positionné sur le réflecteur AMC (la figure 4-6 (f)), on remarque que l'angle θ_{GMax} de l'un des faisceaux principaux (le côté négatif) varie de $\theta_{GMax} = -20^\circ$ à basse fréquence ($f = 5.5\text{GHz}$) jusqu'à $\theta_{GMax} = -64^\circ$ à haute fréquence ($f = 7.1\text{GHz}$). On remarque aussi que cette déviation est dans le sens contraire par rapport à celle obtenue dans le cas de l'antenne réseau série (Figure 4-10 (b)), où la déviation commence de $\theta_{NMax} = -50^\circ$ à $f = 5.5\text{GHz}$ vers $\theta_{NMax} = -13^\circ$ à $f = 7.1\text{GHz}$.

En combinant ces deux effets, on peut poser l'hypothèse qu'en utilisant un réseau série placé au-dessus d'un réflecteur constitué d'une surface CMA, semblable à celle présentée dans ce chapitre, il serait possible de réduire la déviation de l'angle du

faisceau principal de l'antenne dans la région négative, i.e. de θ ($-90^\circ < \theta < 0^\circ$). En d'autres mots, la déviation avec la fréquence du faisceau du facteur d'élément causée par le CMA viendrait compenser la déviation causée par l'alimentation série du réseau. Des simulations et des mesures visant à valider cette hypothèse sont présentées dans les sections suivantes.

4.4.3.1. Résultats des simulations

Dans cette section, on va tenter de vérifier analytiquement notre hypothèse en utilisant les résultats du facteur réseau d'une antenne et de son image FR_2 (équation 4-5). Le facteur de réseau FR_S de l'antenne de huit éléments alimentés en série sera celui obtenu théoriquement par l'équation 4-10. D'après l'équation 4-14 et dans le plan H où $FE=1$, le facteur de l'antenne FA_R avec le réflecteur devient:

$$FA_R = 1 \times \left(|\Gamma| e^{j(\phi_{CMA} - \beta d \cos(\theta))} + e^{j\beta d \cos(\theta)} \right) \times \frac{\sin(8\psi / 2)}{8 \sin(\psi / 2)} \quad (4-14)$$

Le coefficient de réflexion Γ utilisé est celui obtenu par les simulations (Voir section 4.3.5), et ψ est donné par l'équation 4-8. Pour les mêmes caractéristiques que l'antenne réseau présentée dans la section 4.4.2 ($N=8$, $D=L=12\text{mm}$, $\epsilon_r=2.33$) et avec une distance $d=14\text{mm}$ entre l'antenne réseau et le plan réflecteur, les résultats obtenus en utilisant l'équation 4-14 sont présentés dans la figure suivante.

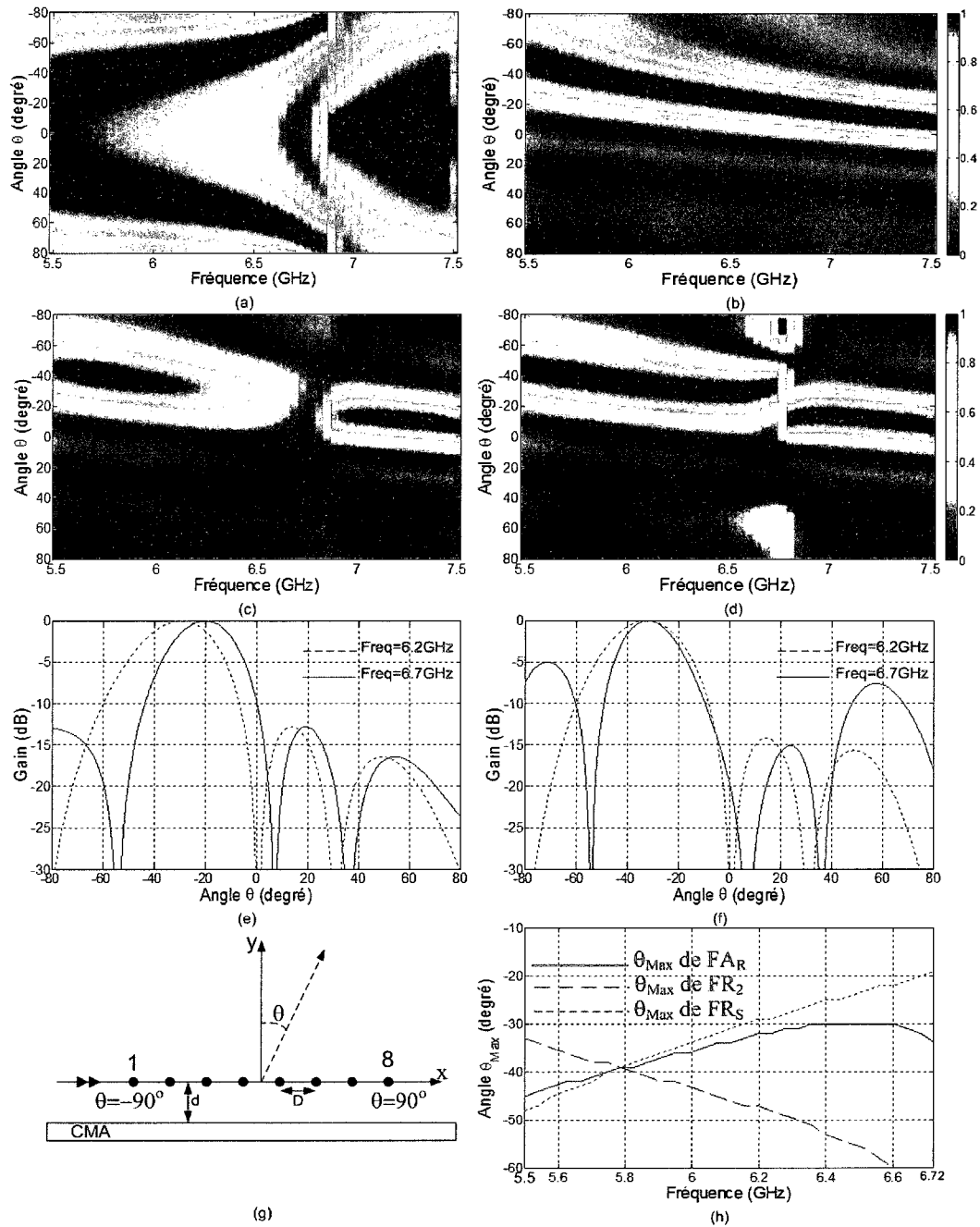


Figure 4-11 résultats des simulations présentent la réduction de déviation de faisceau principal correspond à une antenne de 8 éléments alimentés en série, (a) FR_2 normalisé avec $d=14\text{mm}$, (b) FR_s normalisé avec $N=8$, $D=L=12\text{mm}$ et $\epsilon_r=2.33$, (c) $FA_R = FR_2 \times FR_s$, (d) FA_R normalisé, (e) le faisceau à $F=6.2\text{GHz}$ et $F=6.7\text{GHz}$ de l'antenne réseau des dipôles dans le plan H sans le réflecteur ($FR_s \times 1$), (f) le faisceau à $F=6.2\text{GHz}$ et $F=6.7\text{GHz}$ de l'antenne avec le réflecteur (FA_R normalisé), (g) le schéma du modèle, (h) les angles des faisceaux principaux θ_{Max} de FR_2 , FR_s et FA_R

La figure 4-11 montre les résultats numériques obtenus par l'équation 4-14 du facteur d'antenne FA_R . La figure 4-11 (h) montre une diminution importante (~50%) de la déviation de θ_{Max} avec la fréquence lorsque le réflecteur CMA est utilisé. Dans la bande entre 5.5GHz et 6.72GHz la déviation obtenue est de 15° (entre -45° et -30°). Tandis qu'à l'absence du réflecteur CMA, la déviation était autour de 29° (entre -48° et -19°) sur la même bande de fréquence. Dans la bande entre 6.2 GHz et 6.7 GHz et en présence du réflecteur, on remarque que la stabilité de l'angle θ_{Max} est maximale ($\Delta\theta_{Max} \approx 2^\circ$), comparativement à $\Delta\theta_{Max} \approx 10^\circ$ sans le réflecteur CMA (voir figure 4-11 (e)). De plus, on remarque qu'à ces deux fréquences (Figure 4-11 (f)), on a exactement le même angle $\theta_{Max} = -32^\circ$.

Par rapport au niveau de lobes secondaires, on remarque qu'avec $D=12\text{mm}$, trois lobes secondaires paraissent sur la bande entre 5.5GHz et 7.5GHz. Lorsque le réflecteur CMA est utilisé, on constate une augmentation de 8dB dans les lobes des extrémités dans la bande entre 6.3GHz et 6.7GHz (Voir figure 4-11 (f)). Cette augmentation est due au fait que les deux lobes principaux de FR_2 et FR_s sont dirigés selon deux angles relativement loin l'un de l'autre. D'après la figure 4-11 (h), on trouve qu'à $f=6.6\text{GHz}$ les angles des faisceaux principaux correspondants à FR_2 et FR_s sont respectivement à $\theta_{Max} = -60^\circ$ et $\theta_{Max} = -22^\circ$. Dans ce cas, le gain du faisceau principal de FA_R ($FR_2 \times FR_s$) sera diminué (voir figure 4-11 (c)). En conséquence, l'énergie perdue se retrouvera dans les lobes secondaires de FR_s qui sont coïncident avec les lobes principaux de FR_2 . Selon les figures 4-11 (a), (d) et (f), on remarque qu'à la fréquence $f=6.7\text{GHz}$ les deux lobes

principaux de FR_2 (côtés positif et négatif de θ) ont un angle $|\theta_{Max}| \approx 70^\circ$. Les angles de ces deux lobes se superposent avec les lobes secondaires de l'antenne réseau qui se situent à $\theta_{Max} = -80^\circ$ et à $\theta_{Max} = 52^\circ$ (figure 4-11 (e)), ce qui explique l'augmentation de ces deux lobes (figure 4-11 (f)).

La directivité est un facteur important dans la conception des antennes réseaux. D'après une comparaison entre les résultats montrés dans la figure 3-10 (e) et (f), on constate que le faisceau devient plus directif, où la bande angulaire de la demie puissance devient égale à $HPBW_{6.2GHz} = 30^\circ$ et $HPBW_{6.7GHz} = 21.5^\circ$ comparativement à $HPBW_{6.2GHz} = 31^\circ$ et $HPBW_{6.7GHz} = 25.5^\circ$ sans le réflecteur. Par contre le gain est plus faible avec le CMA à cause de l'augmentation du niveau de lobes secondaires par rapport au lobe principal.

4.4.3.2. Résultats des mesures

Dans la section précédente, on a présenté les résultats prédits par les simulations et les modèles mathématiques qui sont basés sur la théorie d'image et la théorie des antennes réseaux. Afin de valider ces résultats expérimentalement, une antenne, ayant les mêmes caractéristiques que celle présentée dans la section précédente a été fabriquée. La figure suivante présente les résultats des simulations ainsi que les mesures faites sur cette antenne dans la chambre anéchoïde.

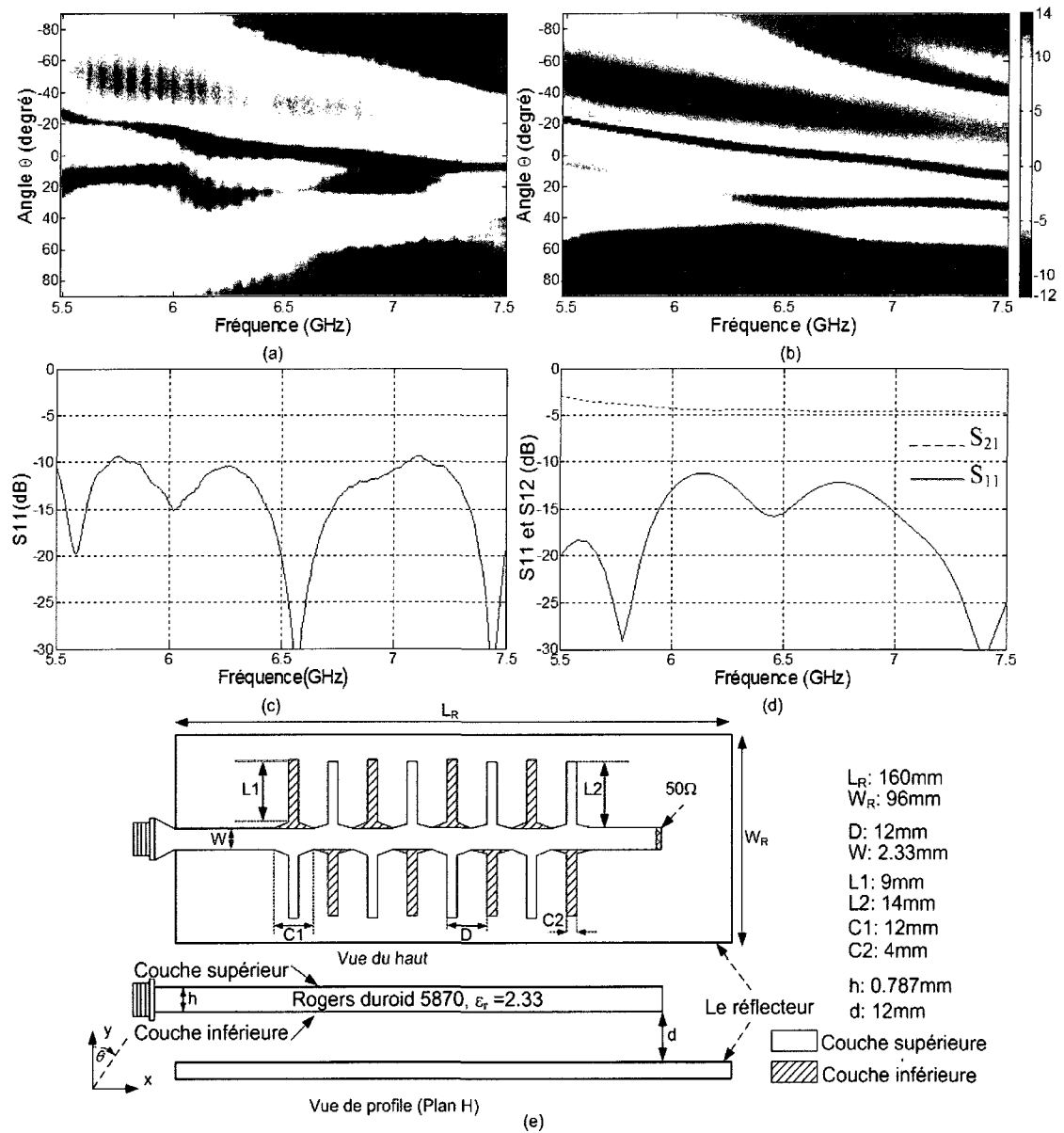


Figure 4-12 résultats des mesures de l'antenne à 8 éléments alimentés en série, (a) gain de l'antenne avec un réflecteur en aluminium, mesuré (en dBi) dans le plan H, (b) le gain dans le plan H (en dB) obtenu par les simulations de l'antenne avec le réflecteur CEP où $d=12$ mm, (c) le coefficient de réflexion S_{11} mesuré, (d) les coefficients de réflexion et de transmission (S_{11} et S_{21}) obtenus par les simulations, le coefficient S_{21} est obtenu en remplaçant l'adaptation de 50 Ω par un autre port (port 2), (e) Le schéma de l'antenne fabriquée avec ses différentes dimensions,

La figure 4-12 montre les résultats des mesures dans le plan H de l'antenne lorsqu'elle est positionnée à une distance $d=12\text{mm}$ du réflecteur en aluminium, de longueur $L_R=16\text{ cm}$ et de largeur $W_R=9.6\text{ cm}$ selon la figure 4-12 (e). Cette antenne est constituée de huit éléments rayonnants, dont les différentes dimensions sont optimisées afin d'avoir le maximum de rayonnement possible. D'après la figure 4-12 (c), le coefficient de réflexion S_{11} mesuré montre une bonne adaptation à l'alimentation. Cependant, le coefficient de transmission S_{12} obtenu par simulation reste autour de -5dB dans la bande entre 6GHz et 7.5 GHz (figure 4-12 (d)), ce qui signifie qu'environ 68% ($1-(10^{-5/20})^2$) seulement de la puissance d'entrée est rayonnée. La partie restante est donc dissipée par la charge d'adaptation (une résistance de 50Ω) à la fin de la ligne de transmission. Néanmoins, le gain d'antenne mesuré est de l'ordre de 11dBi (figure 4-12 (a)), légèrement plus faible que celui obtenu par les simulations et qui est dans l'ordre de 13dBi (figure 4-12 (b)). La déviation de l'angle θ_{Max} observée est similaire à celle prédite par les simulations (figure 4-12(b)) ou par l'équation analytique de la section 4.3.4 (figure 4-11 (b)).

Dans ce qui suit, le réflecteur métallique a été remplacé par le réflecteur à CMA de mêmes dimensions, l'antenne réseau et le réflecteur sont montrés dans la figure 4-13.

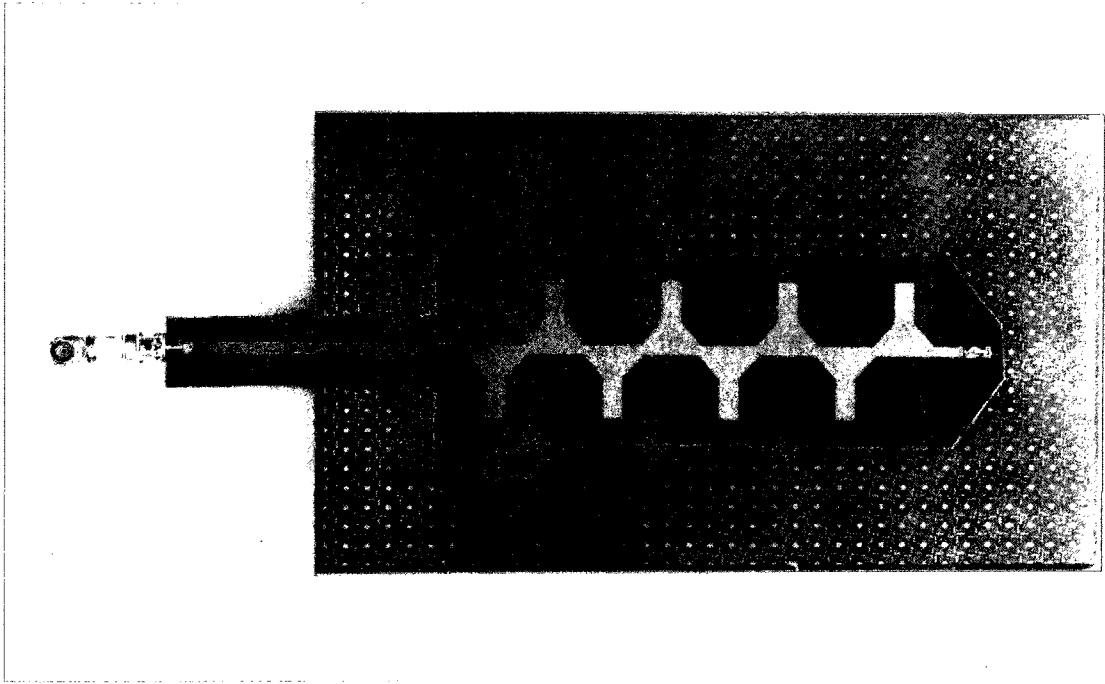


Figure 4-13 Photographie de l'antenne avec le réflecteur.

Plusieurs mesures ont été effectuées avec des valeurs de d variant entre $d=2\text{mm}$ et $d=16\text{mm}$. Les résultats optimaux, i.e. produisant le moins de dépointage sur la plage de fréquence désirée, correspondants à $d=13\text{mm}$ sont présentés dans la figure suivante.

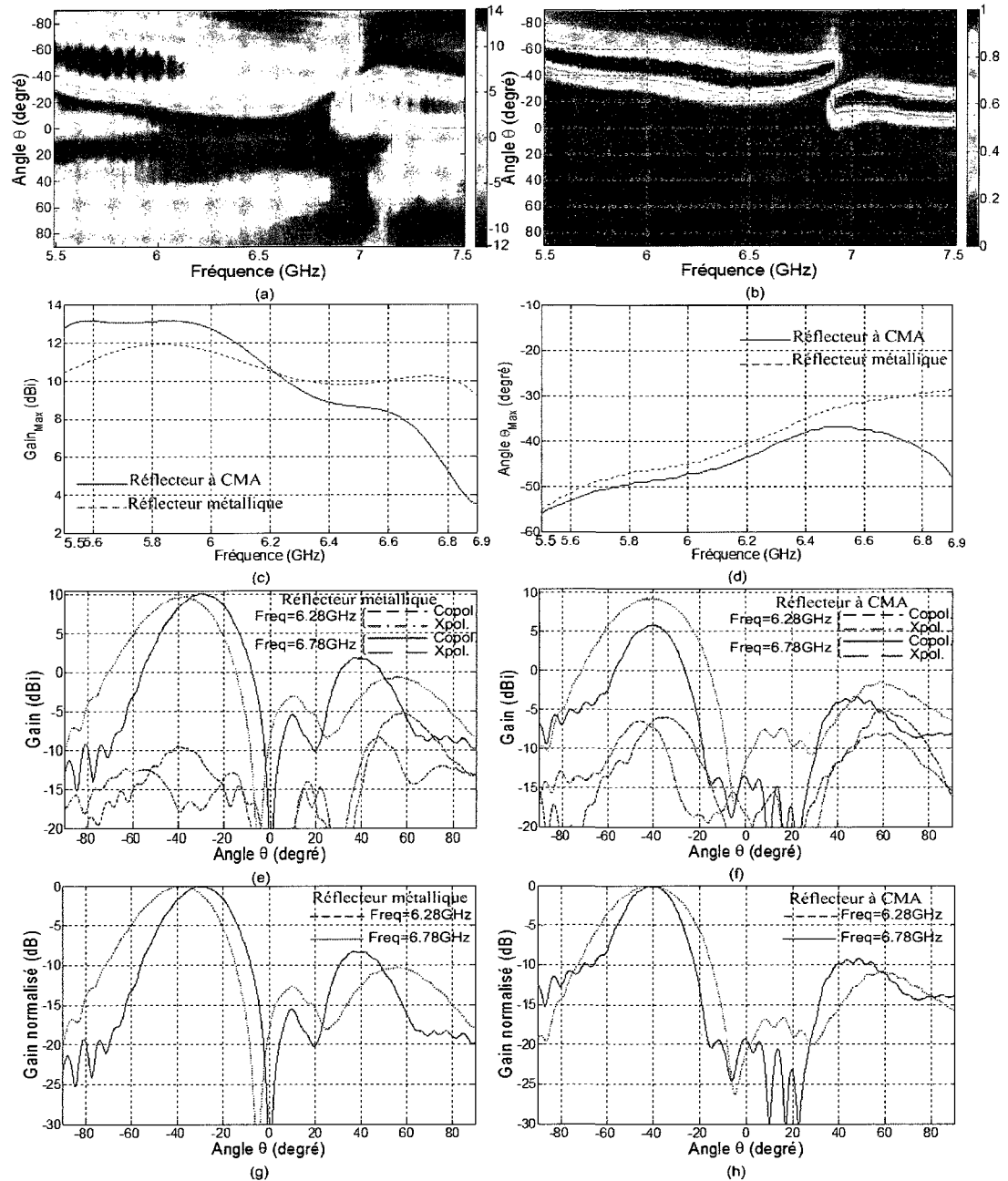


Figure 4-14 mesures expérimentales présentent la réduction de déviation de faisceau principal correspondant à une antenne de 8 éléments alimentés en série (a) gain co-polarisé dans le plan H de l'antenne avec le réflecteur à CMA mesuré (en dBi) pour $d=13\text{mm}$. (b) le même gain normalisé (en dB) obtenu par les mesures de l'antenne avec le réflecteur à métallique avec $d=13\text{mm}$, (c) comparaison de gain maximal G_{Max} mesuré à l'angle θ_{Max} dans les deux cas (réflecteur métallique et à CMA), (d) comparaison de la déviation de l'angle θ_{Max} dans les deux cas, (e) Gain mesuré à $f=6.3\text{GHz}$ et $f=6.82\text{GHz}$ avec le réflecteur métallique, (f) gain mesuré à $f=6.3\text{GHz}$ et $f=6.82\text{GHz}$ avec le réflecteur à CMA, (g) le même gain que (e) normalisé, (h) le même gain que (f) normalisé.

La figure 4-14 (c) montre la variation de gain mesuré à l'angle θ_{Max} , sur la bande entre $f=5.5\text{GHz}$ de $f=6.2\text{GHz}$, on remarque qu'avec le réflecteur à CMA le gain co-polarisé de l'antenne est plus élevé. A partir de $f=6.2\text{GHz}$, ce gain devient plus petit par rapport à celui du réflecteur CEP et il continue à diminuer lorsque la fréquence augmente. Dans la figure 4-14 (e), on remarque qu'à la fréquence $f=6.78\text{ GHz}$, le gain a diminué jusqu'à 6 dB, donc 4 dB de moins que celui mesuré avec le réflecteur CEP (figure 4-14 (d)). De même, comme il est déjà expliqué dans la section précédente, on remarque que de l'énergie est perdue vers les lobes secondaires des extrémités où le gain de rayonnement à $|\theta| > 60^\circ$ augmente de 5dB approximativement à $f=6.78\text{GHz}$ (figure 4-13 (g)). À $|\theta| < 20^\circ$ le gain de rayonnement a diminué, cet effet destructif étant causé par l'inversion de phase des ondes réfléchies avec celles rayonnantes où $d=13\text{mm} \approx \lambda_{6.78\text{ GHz}}/4$ et $\varphi_{CMA} \approx 0^\circ$.

En comparant les figures 4-14 (d) et (e), on remarque que le niveau de gain contra-polarisé a légèrement augmenté lorsque le réflecteur à CMA est utilisé. Or, dans les deux cas (avec un réflecteur CEP et CMA), ce niveau reste au moins 12 dB plus faible par rapport au gain co-polarisé.

Selon les figure 4-14 (f) et (g), on remarque que le lobe principal de l'antenne avec le réflecteur à CMA devient légèrement plus directionnel. En effet, l'angle de demi-puissance entre $f=6.2\text{GHz}$ et $f=6.78\text{GHz}$ varie entre $HPBW_{f=6.2\text{GHz}}=30^\circ$ et $HPBW_{f=6.78\text{GHz}}=21.5^\circ$ dans le cas de réflecteur à CMA, comparativement à

$HPBW_{f=6.2GHz}=31^\circ$ et $HPBW_{f=6.7GHz}=25.5^\circ$ avec le réflecteur métallique. La réduction de HPBW est due à la multiplication de deux facteurs réseau dont le lobe principale de chacun dépointe dans deux sens opposés avec la fréquence (équation 4-14).

Comme les résultats des simulations le montrent, le déplacement du faisceau de rayonnement principal de l'antenne est réduit en dépit de la diminution du gain et de l'augmentation du niveau des lobes secondaires.

4.5. Conception d'une antenne dipôle à profil bas

La grande majorité des publications traitant de l'utilisation des CMA comme réflecteur d'antenne mentionnent qu'un des principaux avantages est que la possibilité de mettre les éléments rayonnants à une très faible hauteur au-dessus du substrat. Ceci découle du déphasage nul entre l'antenne et son image. Cet aspect a été traité dans les sections précédentes mais nous n'avons pas fourni d'étude expérimentale pour le cas de très faibles élévations pour le CMA de type BIP-ID que nous proposons. Les antennes dipôles présentées dans les sections précédentes sont imprimées sur un substrat d'une certaine permittivité. Nous avons constaté que si l'antenne est positionnée à une distance très proche de la structure périodique ($<\lambda/10$), ses caractéristiques peuvent changer en déplaçant la bande de fonctionnement. Dans cette section, on présente un prototype d'antenne dipôle sans substrat diélectrique. Cette antenne est conçue à l'aide de deux câbles coaxiaux est un d'une jonction hybride de 180° jouant le rôle du symétriseur. L'utilisation des lignes coaxiales et l'absence de diélectrique sur le dipôle

ajoute plus de flexibilité physique dans le design et permet de rapprocher au maximum l'antenne à la surface à CMA.

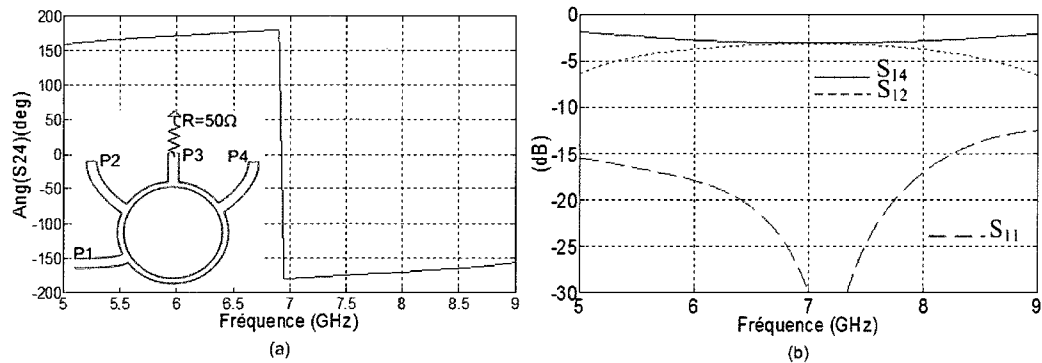


Figure 4-15 Circuit déphaseur de 180° (a) résultats des simulations de la différence de phase entre les portes 2 et 4, (b) résultats des simulations du coefficient de réflexion S_{11} à la porte 1 et les coefficients de transmission entre cette dernière et les porte 2 et 4, S_{12} et S_{14} .

Le déphaseur est un circuit 'Rat-Race' conçu pour fonctionner à $f=6.9\text{GHz}$. Le schéma du circuit est présenté dans la figure ci-dessus (figure 4-15 (a)). Dans ce schéma, les quatre portes de ce circuit sont numérotées de P_1 jusqu'à P_4 . La porte isolée P_3 est adaptée à une charge de 50Ω . Pour un signal d'entrée par la porte 1 (P_1), le déphasage entre les signaux de sortie aux portes P_2 et P_4 est de 180° . La puissance sortante sera également divisée entre les portes de sorties. Les résultats de simulations sont montrés dans les figures 4-15 (a) et (b).

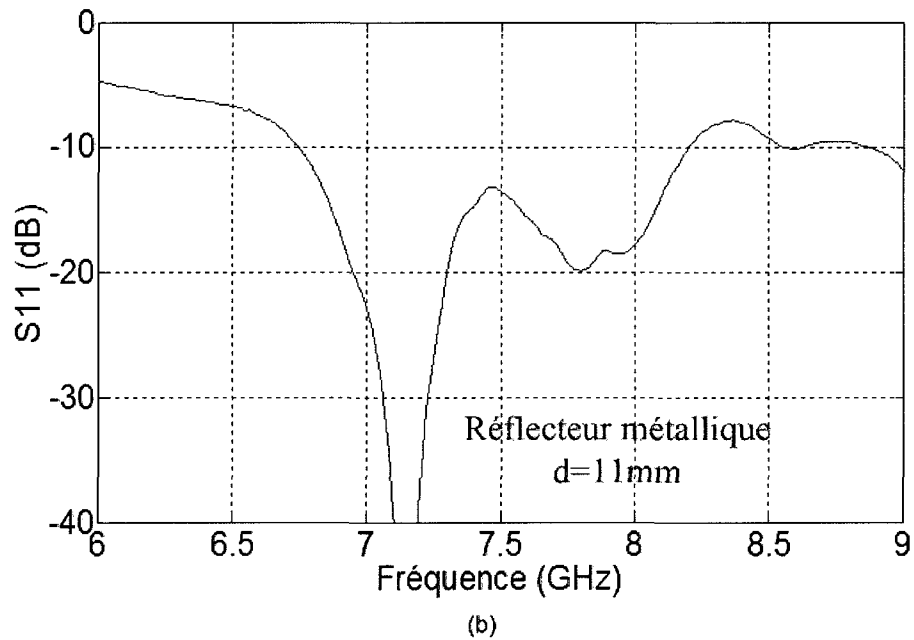
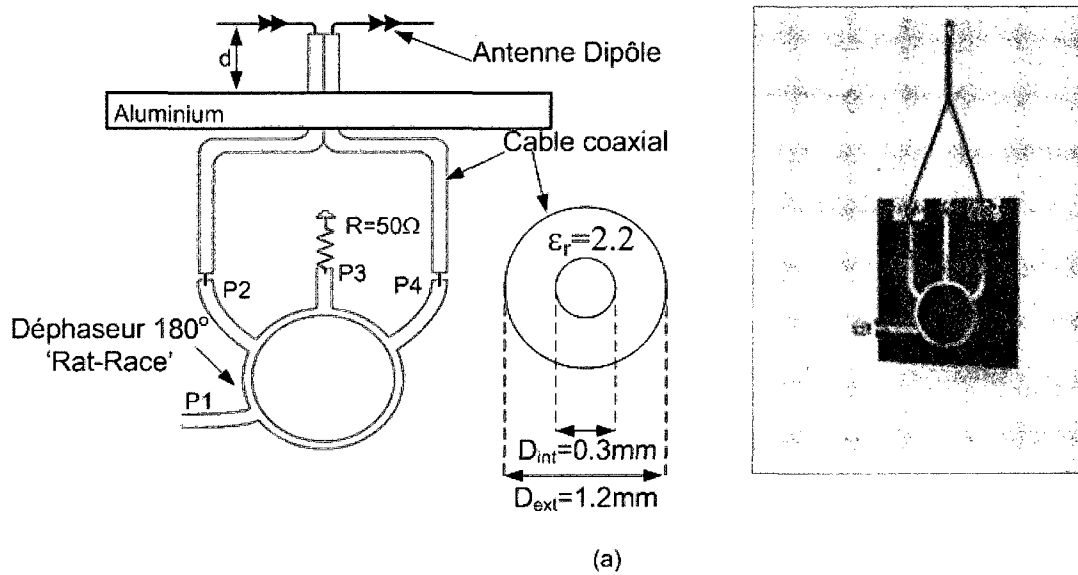


Figure 4-16 (a) Schéma et photographie de l'antenne mesurée, (b) coefficient de réflexion S_{11} mesuré,

Le schéma de l'antenne mesurée est présenté dans la 4-16 (a). Les sorties P_2 et P_4 du déphaseur sont connectées à deux lignes coaxiales parallèles. Le conducteur externe et la gaine diélectrique interne de ces câbles sont retirés sur une longueur de

$\lambda_{6.9\text{GHz}}/4$, exposant ainsi le conducteur central de chaque ligne. Ces conducteurs sont ensuite pliés à 90 degrés dans des directions opposées afin de former une antenne dipôle de longueur $\lambda_{6.9\text{GHz}}/2 \approx 22\text{mm}$. $D_{\text{int}}=0.3\text{mm}$ et $D_{\text{ext}}=1.3\text{mm}$ sont les diamètres du conducteur intérieur et du conducteur extérieur respectivement, $\epsilon_r=2.3$ est la permittivité de la couche diélectrique séparant ces deux conducteurs. L'impédance caractéristique de ces lignes est $Z \approx 50\Omega$. Les deux lignes de transmission de l'antenne sont passées à travers le réflecteur par un trou de $\approx 4\text{mm}$ de diamètre. Ce trou occupe l'espace d'une seule cellule de la structure périodique. Après avoir mis le dipôle à une hauteur $d \approx \lambda_{6.9\text{GHz}}/4 = 11\text{mm}$ au dessus du réflecteur, le coefficient de réflexion de l'antenne dipôle a été mesuré et les résultats sont présentés dans la figure 4-16 (b). Une bande de fonctionnement de 1.5 GHz ($BW=20.1\%$ avec $S_{11} \leq -10\text{dB}$) est obtenue entre $f=6.7\text{GHz}$ et $f=8.2\text{GHz}$. Cette bande est légèrement plus large que celle de l'antenne dipôle imprimée ($BW=18.6\%$) mesurée pour la même valeur de $d=11\text{mm}$ (voir figure 3-4(b)).

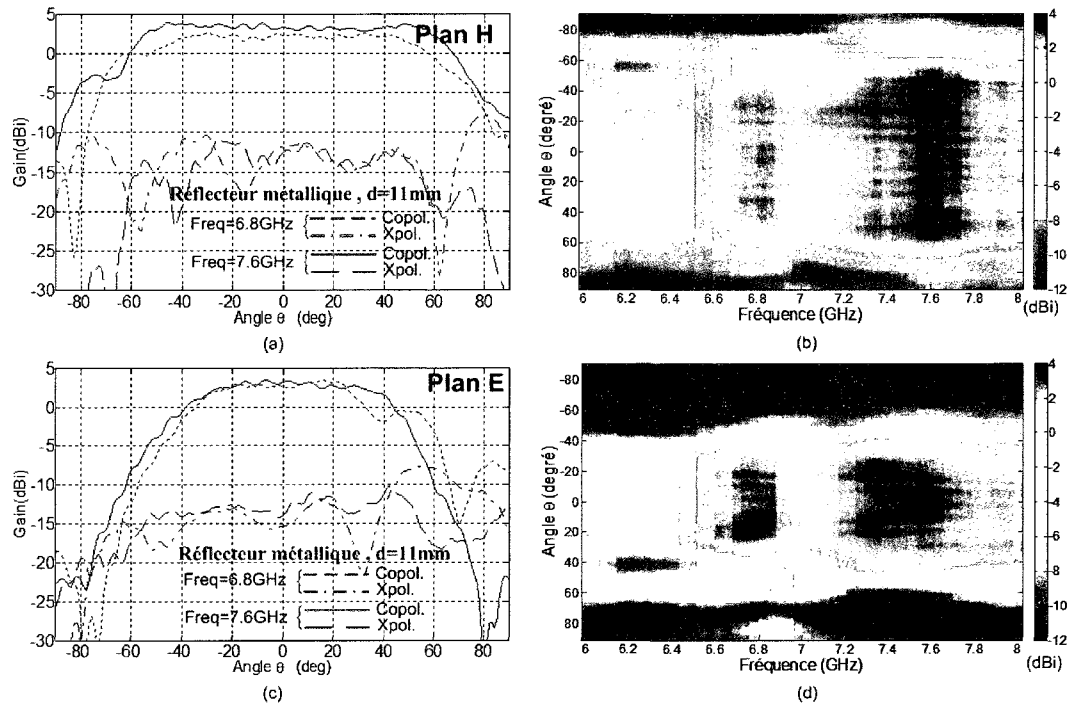


Figure 4-17 Le gain mesuré de l'antenne dipôle, (a) mesures de gain co-polarisé et contra-polarisé mesuré dans le plan H à $f=6.8\text{GHz}$ et $f=7.6\text{GHz}$, (b) le gain dans le plan H entre $f=6\text{GHz}$ et $f=8\text{GHz}$, (c) et (d) mêmes mesures que (c) et (d) dans le plan E. Le réflecteur est en aluminium.

Les figures 4-17 (b) et (d) montrent les résultats des mesures de champ lointain dans le plan H et E respectivement. Ces figures peuvent être comparées à la figure 4-5 obtenue avec un dipôle imprimé. Selon ces figures, on remarque que le gain est maximal sur les deux fréquences $f=6.8\text{GHz}$ et $f=7.6\text{GHz}$. Il est de l'ordre de 3.5dBi (figures 4-17 (a) et (c)) avec un niveau de contra-polarisation de -12dBi .

Dans ce qui suit, on présente les résultats des mesures obtenues pour $d \approx \lambda_{6.9\text{GHz}}/22 = 2\text{mm}$ et un réflecteur CMA.

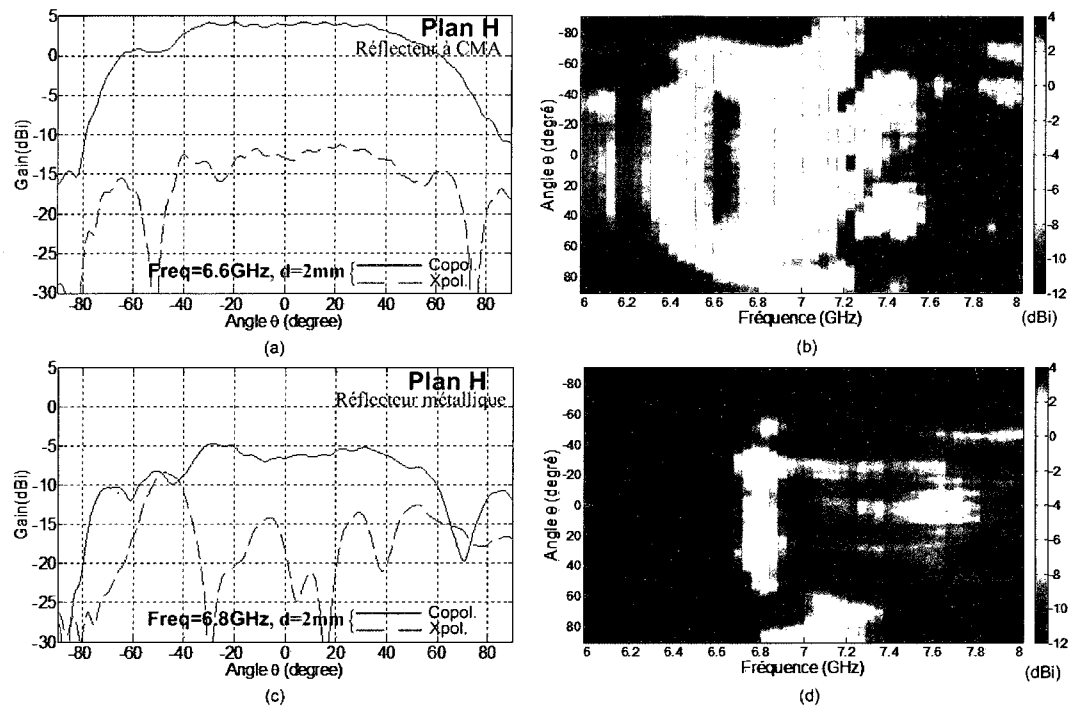


Figure 4-18 Le gain dans le plan H lorsque l'antenne est à $d=2\text{mm}$ des réflecteurs (Métallique et CMA), (a) les mesures de gain polarisé et contra-polarisé à $f=6.6\text{ GHz}$ mesuré dans le plan H de l'antenne avec le réflecteur CMA et $d=2\text{mm}$, (b) les mêmes mesures que *a* dans la bande entre 6GHz et 8GHz, (c) et (d) les mêmes mesures que (a) et (b) en remplaçant le réflecteur CMA par un réflecteur métallique en conservant $d=2\text{mm}$.

Les mesures de champ lointain dans le plan H montrent que le gain s'est détérioré considérablement sauf dans la bande de comportement magnétique du réflecteur CMA (figure 4-18 (b) et (d)). La comparaison entre les deux cas de réflecteurs (CMA et métallique) présentée dans les graphes 4-18 (a) et (c) montre qu'une augmentation de 10dBi est obtenue dans le cas de réflecteurs CMA, où le gain varie entre 1dBi et 4dBi sur une bande de 3.7% centrée autour de $f=6.6\text{GHz}$.

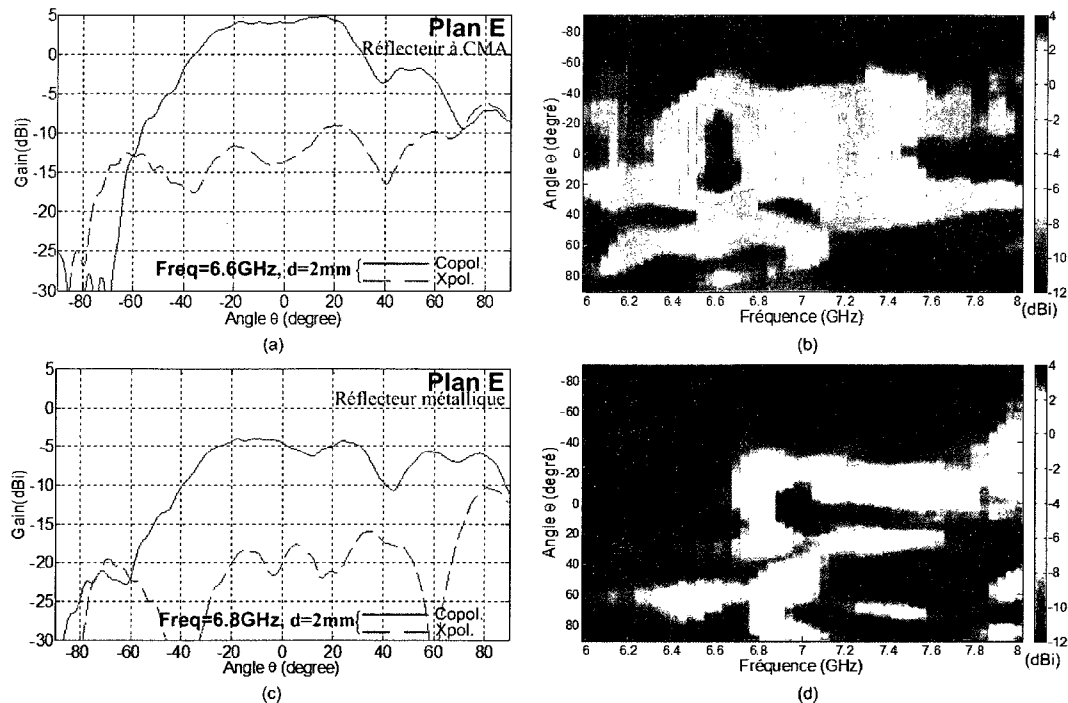


Figure 4-19 Le gain dans le plan E de l'antenne à profil bas, (a) les mesures de gain polarisé et contra-polarisé à $f=6.6$ GHz mesuré dans le plan E de l'antenne avec le réflecteur CMA et $d=2$ mm, (c) les mêmes mesures que b dans la bande entre 6 GHz et 8 GHz, (d) et (e) les mêmes mesures que (b) et (c) en remplaçant le réflecteur CMA par un réflecteur métallique

Selon les mesures dans le plan E présentées dans la figure 4-19 (a), on remarque que le réflecteur CMA fournit un gain supplémentaire avoisinant les 10 dB comparativement au réflecteur métallique.

De plus, on remarque que le diagramme de gain est asymétrique; il est plus élevé pour les grandes valeurs de θ positive. Cela est dû simplement aux réflexions sur le bras du support métallique attaché au mécanisme de positionnement situé dans la chambre anéchoïde. Les mêmes déformations ont été observées pour les mesures dans le plan E correspondant au plan métallique (voir figure 4-19 (c)).

4.6. Discussion générale sur les résultats expérimentaux

Ce chapitre présente la partie expérimentale effectuée dans ce mémoire. Après une brève analyse théorique décrivant le comportement des éléments rayonnants à proximité des surfaces CMA, une méthode de caractérisation de ces réflecteurs a été proposée. Comme il a été montré dans le premier chapitre, la méthode classique consiste à effectuer des mesures bi-statiques du coefficient de réflexion. Pour des raisons pratiques, la méthode de mesure préposée dans ce chapitre, consiste d'abords à fabriquer un élément rayonnant de diagramme de rayonnement connu, similaire à celui l'antenne dipôle présentée au début de ce chapitre. Le gain de cette antenne à été ensuite mesuré une fois que celle-ci est positionnée à une distance de $\lambda/4$ par rapport au réflecteur CMA. L'avantage de cette méthode est qu'elle nous informe sur le comportement de réflecteur, mais aussi celui de l'antenne ainsi que les effets de couplage entre ces derniers.

On a montré par la suite que les résultats des mesures de gain de l'antenne et du réflecteur sont similaires à ceux trouvés pour le modèle analytique de l'antenne réseau de 2 éléments. Ces derniers sont l'antenne fabriquée et son image réfléchi par le réflecteur avec un certain déphasage. Le déphasage à été déterminé par les simulations effectuées au réflecteur CMA. La concordance entre les deux modèles valide les résultats de simulation obtenus par le logiciel *Ansoft Designer* utilisé.

Le facteur de l'antenne réseau de deux éléments à été ensuite utilisé pour trouver celui d'une antenne réseau à 8 éléments alimentés en série et positionnée au-dessus du

réflecteur. On a montré théoriquement que sur une bande de 400MHz, la déviation de l'angle de faisceau principal causée par l'alimentation série de l'antenne a été considérablement réduite à l'introduction du réflecteur CMA basé sur la structure BIP-ID. L'antenne de 8 éléments a été fabriquée et les mesures expérimentales sont en accord avec les simulations. En fait, sur la bande de 400MHz, la déviation de l'angle de faisceau principal a été réduite de plus de 6° . L'originalité de cette nouvelle application consiste à utiliser les réflecteurs CMA afin de modifier la forme du faisceau de rayonnement d'une antenne réseau.

À la fin de ce chapitre, on a présenté une antenne dipôle conçue par des câbles coaxiaux de petit rayon. L'avantage d'une telle antenne réside dans la flexibilité mécanique qu'elle offre. En effet, le circuit d'alimentation composé d'un circuit imprimé sur un substrat peut être collé sur le plan de masse en dessous du réflecteur. Les câbles coaxiaux de cette antenne ont été passés à travers un trou de diamètre inférieur à la période (4.2mm) d'une cellule du réflecteur. Cette configuration profite à la fabrication d'une antenne membrane très compacte de l'ordre de 5mm d'épaisseur pour une bande de fonctionnement dont la longueur d'onde est de l'ordre de 45mm. On a montré que la performance du réflecteur proposé est indépendante de l'orientation de l'antenne; ce qui réduit considérablement le processus de fabrication en offrant une indépendance dans le design des éléments rayonnants et du réflecteur.

5. Conclusion

Ce travail a été consacré à l'étude des structures à conducteur magnétique artificiel CMA. Ces structures permettent la réflexion d'ondes sans inversion de phase. Cette caractéristique a donné naissance à plusieurs applications : leur utilisation comme des plans réflecteurs au voisinage d'antennes, leur intégration à titre de parois dans des guides d'ondes TEM ou bien leur introduction dans la conception des réflecteurs polariseurs, etc.

L'objectif de ce mémoire est d'étudier la possibilité de réduire le volume des antennes membranes en utilisant les surfaces CMA uniplanaires comme des réflecteurs. Pour certaines applications spatiales, les antennes membranes de profil mince favorisent l'optimisation d'un système mécanique de déploiement, en réduisant notamment le volume initial occupé ainsi que les coûts et le temps de fabrication associés.

Les structures CMA uniplanaires sont des surfaces sélectives en fréquence SSF imprimées sur une ou plusieurs couches de diélectriques. Les SSF ont été étudiées dans le deuxième chapitre et leur comportement par rapport à l'angle et aux modes des ondes incidentes a été investigué. Par la suite, les structures CMA ont été modélisées en utilisant la méthode des lignes de transmission. L'étude de ces structures a montré que leur miniaturisation conduit favorablement à la réduction de la sensibilité de la bande de fonctionnement avec l'angle d'incidence.

Deux nouvelles structures compactes ont été proposées. Néanmoins, les analyses paramétriques effectuées ont montré que cette miniaturisation a occasionné quelques pertes ainsi qu'une réduction dans la bande de fonctionnement. Par conséquent, la conception de telles structures doit se baser sur l'établissement d'un compromis entre la miniaturisation et les autres performances.

Une nouvelle méthode permettant de caractériser cette structure en utilisant une antenne dipôle imprimée a été proposée. Cette méthode est basée sur la théorie des images et la théorie des réseaux d'antennes. Une structure CMA a été réalisée avant d'être testée expérimentalement. Les différentes mesures effectuées se montrent conformes aux résultats des simulations ainsi qu'au calcul basé sur le modèle proposé. Une nouvelle application utilisant les structures CMA a été démontrée expérimentalement. Il s'agit de la conception d'une antenne réseau à 8 éléments laquelle est associée à un réflecteur CMA, résultant en une réduction considérable de la déviation de l'angle de faisceau principal avec la fréquence causée par l'alimentation série de l'antenne.

Une autre application consiste en la conception d'une antenne membrane très compacte fabriquée sur la base de câbles coaxiaux très minces, lui conférant ainsi une certaine flexibilité mécanique pouvant être utile dans les applications d'antennes déployables.

5.1. Travaux futurs

L'antenne membrane compacte fabriquée, dans le cadre de ce mémoire, consiste en un seul élément. Néanmoins, il est suggéré que les éventuels travaux futurs portent sur la conception d'un réseau d'antennes membranes, permettant ainsi d'étudier le comportement du réflecteur CMA vis-à-vis du couplage subsistant entre les différents éléments de ce réseau.

Les simulations sur les structures BIP-S montrés dans le troisième chapitre de ce mémoire révèlent l'existence de deux fréquences de résonances, dont on peut tirer profit en concevant des antennes membranes à bandes multiples.

Dans le quatrième chapitre de ce mémoire, il a été montré respectivement par le modèle de deux éléments, ainsi que par les mesures expérimentales que lorsque l'antenne rayonnante est positionnée à une distance de $\lambda/4$ parallèlement au plan du réflecteur CMA, le rayonnement est nul dans le plan transversal ($\theta=0^\circ$). Cependant, si le réflecteur est positionné obliquement par rapport à l'antenne ou si la distance de séparation est différente de $\lambda/4$, le rayonnement nul sera produit à un angle θ différent de 0° . En effet, cette caractéristique peut éventuellement réduire le niveau des lobes secondaires si elle est appliquée à la conception des antennes réseaux de manière à produire les effets destructifs dans les directions désirées.

Références

- [1] E. Yablonovitch, "Photonic band-gap structures". *Department of Electrical Engineering, University of California, Los Angeles, Los Angeles, California 90024-1594.*
- [2] T. Liang, R. W. Ziolkowski. "Grating Assisted Waveguide-to-Waveguide Couplers". *IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 10, NO. 5, MAY 1998.*
- [3] S. Rowson, A. Chelnokov, J.-M. Lourtioz. "Two-Dimensional Photonic Crystals in Macroporous Silicon: From Mid-Infrared (10 μm) to Telecommunication Wavelengths (1.3–1.5 μm)". *Journal of Lightwave Technology, VOL. 17, NO. 11, November 1999.*
- [4] Dan Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexopolous, Eli Yablonovitch. "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 47, NO. 11, November 1999.*
- [5] C. R. Simovski, "High-Impedance Surfaces Based on Self-Resonant Grids. Analytical Modelling and Numerical Simulations". *Progress In Electromagnetics Research, PIER 43, 239–256, 2003*
- [6] F. Yang, Y. Rahmat-Samii "Polarization-Dependent Electromagnetic band Gap (PDEBG) Structures: Designs and Applications". *IEEE Microwave and Optical Technology Letters Vol. 41, No. 6, June 2004.*
- [7] Fei-Ran Yang, Kuang-Ping Ma, Yongxi Qian, T. Itoh, "A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits".

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 47, pp. 1509–1514, August 1999.

[8] M. Hosseini, A. Pirhadi, and M. Hakkak, “A Novel AMC with Little Sensitivity to the Angle of Incidence Using 2-Layer Jerusalem Cross FSS”. *Progress In Electromagnetics Research, PIER 64, 43–51, 2006.*

[9] Aeron J. Danner “An introduction to the plane wave expansion for calculating photonic crystal band diagrams”. *University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL 61801.*

[10] H. Y. D. Yang, “Finite Difference Analysis of 2-D PhotonicCrystals”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol.44, NO. 12, December 1996.*

[11] R. Coccioli, T. Itoh, G. Pelosi. “A finite element-generalized network analysis of finite thickness photonic crystals”. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 1997, pp.195–198.*

[12] F.Frezza, L. Pajewski, G. Schettini. “Periodic defects in 2D-PBG materials: full-wave analysis and design”. *IEEE Trans. of nanotechnology. vol. 2, No 3, sep 2003.*

[13] Dan Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexopolous, Eli Yablonovitch. “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 47, NO. 11, November 1999.*

[14] S.A.Tretyakov, C.R. Simovski. “Dynamic model of artificial reactive impedance surfaces”. *Journal of Electromagnetics Waves and Applications Vol. 17, No. 1, 131-145, 2003.*

- [15] Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fische, W. Wiesbeck. "Planar Artificial Magnetic Conductors and Patch Antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 51, NO. 10, October 2003.
- [16] F. Yang, Y. Rahmat-Samii. "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 51, NO. 10, October 2003.
- [17] F. Yang, Chul-Sik Kee, 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, 2001*. Vol. 2.
- [18] R. Gonzalo, P. de Maagt, M. Sorolla. "Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 47, NO. 11, November 1999.
- [19] F. Yang, Y. Rahmat-Samii. "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 51, NO. 10, October 2003.
- [20] 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, February 1998.
- [21] Kevin M. K. H. Leong, A.C. Guyette, B. Elamran, W.A. Shiroma, T. Itoh. "Coupling suppression in microstrip lines using a bi-periodically perforated ground plane". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 12, NO. 5, MAY 2002.

- [22] C.R. Simovski, P. de Maagt. "High impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 53, NO. 3, March 2005.
- [23] L. Lanuzza, A. Monorchio, G. Manara. "Synthesis of high-impedance FSSs using genetic algorithms". *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2002.
- [24] A. Monorchio, S. Genovesi, U. Serra, G. Manara. "Optimal design of artificial magnetic conductors including angular response". *Antennas and Propagation Society International Symposium* 2006.
- [25] C.R. Simovski, P. de Maagt, S.A. Tretyakov, M. Paquay, A. Sochava. "Angular stabilisation of resonant frequency of artificial magnetic conductors for TE-incidence". *IEEE Electronics Letters Volume 40, Issue 2, 22 January 2004*.
- [26] A. Erentok, P.L. Luljak, R.W. Ziolkowski. "Characterization of a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor for antenna applications". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 53, NO. 1, January 2005.
- [27] M. G. Floquet. "Sur les équations différentielles Linéaires a coefficients périodiques". *Annale École Normale Supérieure*, pp.47-88, 1883.
- [28] C. A. BALANIS. "Advanced engineering electromagnetics". *John Wiley & Sons, Inc.* 1989.
- [29] S. Tretyakov. "Analytical modeling in applied electromagnetics". *Artech House, Inc.* 2003.
- [30] Ben A. Munk. "Frequency selective surfaces: theory and design". *John Wiley & Sons*, 2000.

- [31] T. K. Wu. "frequency selective surface and grid array". *John Wiley & Sons*, 1995.
- [32] R. E. Collin. "Foundations for microwave engineer". *John Wiley & Sons*, 2001.
- [33] C.R. Brewitt-Taylor. "Limitation on the bandwidth of artificial perfect magnetic conductor surfaces". *IET Microwave and Antennas Propagation*, 2007, pp. 255–260.
- [34] Ben A. Munk. "Finite Antenna Arrays and FSS". *John Wiley & Sons, Inc.* 2003.
- [35] S. Maci, M. Caiazzo, A. Cucini, M. Casaletti. "A pole-zero matching method for EBG surfaces composed of a dipole FSS printed on a grounded dielectric slab". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 53, NO. 1, January 2005.
- [36] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, C. Vardaxoglou. "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol.53, NO. 1, January 2005.
- [37] D. J. Kern, D. H. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, M. J. Wilhelm. "The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol.53, NO. 1, January 2005.
- [38] C. Thiele Stutzman. "Antenna theory and design". *John Wiley & Sons, Inc.* 1981.
- [39] D. Sievenpiper. "High impedance surfaces". *Thèse de doctorat, University Of California, Los Angeles* 1999.
- [40] H. Mosallaei, K. Sarabandi. "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 52, NO. 9, September 2004.

- [41] D. Sievenpiper, L. Zhang, R.F. Jimenez Broas, N.G. Alexopolous, E. Yablonovitch. "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, VOL. 47, NO. 11, November 1999.
- [42] R. Islam, G.V.Eleftheriades. "Compact Negative-Refractive-Index Transmission-Line (NRI-TL) coupler, filter and diplexer". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007.