

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2009

Thèse N° 27-2009

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes"

présentée et soutenue par

Lina MOUSTAFA

le 22 septembre 2009

***Conception d'antennes à Bande Interdite Electromagnétique
large bande et multibandes à base de métasurfaces***

Thèse dirigée par Madame Michèle LALANDE

JURY :

Mr. M. CAMPOVECCHIO	<i>Professeur à l'université de Limoges</i>	Président
Mme. O. PICON	<i>Professeur à l'université Paris-Est Marne-la-vallée</i>	Rapporteur
Mr. R. GILLARD	<i>Professeur à l'université de Rennes 1</i>	Rapporteur
Mr. R. GONZALO	<i>Professeur à l'université publique de Navarre</i>	Examineur
Mme. M. LALANDE	<i>Professeur à l'université de Limoges</i>	Examineur
Mr. B. BEILLARD	<i>Maître de conférences à l'université de Limoges</i>	Examineur
Mr. B. JECKO	<i>Professeur à l'université de Limoges</i>	Examineur
Mr. M. THEVENOT	<i>Chargé de recherches CNRS</i>	Examineur

C'est à l'endroit où l'eau est la plus profonde qu'elle est la plus calme.

William Shakespeare

*A mes parents Hachem et Amal.
A Chadi, Marianna, Alia, Soussou.
A Firas et Alexis.*

Remerciements

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges au sein du laboratoire Xlim dans le département d'Ondes et Systèmes Associés (OSA).

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Bernard Jecko, Professeur de l'Université de Limoges et responsable du département OSA, de m'avoir accueillie dans son équipe de recherche et d'avoir encadré ces travaux de thèse.

Je remercie sincèrement, Madame Michèle Lalande, Professeur de l'Université de Limoges, et Monsieur Bruno Beillard, Maître de Conférences à l'Université de Limoges, pour avoir dirigé et examiné ma thèse.

Je remercie également Monsieur Michel Campovecchio, Professeur de l'Université de Limoges, de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

Je remercie particulièrement Monsieur Marc Thévenot, chargé de recherches CNRS du laboratoire Xlim à Limoges, et Monsieur Ramon Gonzalo Garcia, Professeur à l'Université Publique de Navarre, d'avoir accepté d'être examinateurs.

J'adresse mes meilleurs remerciements à Madame Odile Picon, Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-vallée, et Monsieur Raphaël Gillard, Professeur à l'Université de Rennes 1, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Merci à Patricia Leroy et Nadine Aymard pour leur gentillesse et leur aide précieuse.

Un grand merci aux collègues du département OSA et notamment Eric, Majed, Oussama, Hassan, Mohamad, Dina, Khalil, Laure, Fatna, Elisa, Ahmad², Alaa, Jojo, Régis, Agnès, Charles, Nicolas, Emilien, Cyril, Sébastien, Serge et tous ceux que j'ai pu oublier. Bon courage à ceux qui soutiennent bientôt leurs thèses.

Je tiens à remercier mon ancien collègue de bureau Manu pour sa gentillesse et pour les conseils précieux qu'il m'a prodigués.

Je remercie également les nouveaux collègues de bureau Jérôme et Moustapha pour leur bonne humeur et les discussions passionnantes que l'on a pu avoir. J'attends toujours les croissants !

Un grand merci à mes chers parents Hachem et Amal qui, malgré la distance qui nous sépare, m'ont toujours soutenue pour mener à bien cette thèse. Sans votre amour inconditionnel, je ne serais pas arrivée là où je suis aujourd'hui même si le chemin à parcourir est encore très long.

J'adresse un sincère remerciement à mon petit frère Chadi, également pour son soutien et ses encouragements. Je te souhaite bon courage pour ton intégration professionnelle.

Merci à mes petites sœurs Marianna, Alia et Soussou. Vous êtes les meilleures sœurs du monde.

Enfin, je veux embrasser les hommes de ma vie. Mon cher mari Firas, merci d'avoir partagé avec moi les bons et mauvais moments pendant cette thèse. Mon bout de chou Alexis, tu as vécu avec moi pendant neuf mois les hauts et les bas de cette thèse, j'espère que je ne t'ais pas trop déçu. En tout cas, une chose est sûre, ta naissance est l'évènement le plus heureux qui me soit arrivé pendant cette thèse.

TABLE DES MATIERES

Introduction générale.....	1
CHAPITRE I: Contexte de l'étude.....	9
I.1. Introduction.....	9
I.2. Familles d'antennes existantes.....	9
I.3. Antennes directives.....	11
I.3.1. Propriétés des antennes directives.....	11
I.3.2. Différents types d'antennes directives.....	15
I.4. Antenne à résonateur BIE directive.....	17
I.4.1. Matériaux BIE.....	17
I.4.2. Conception de l'antenne BIE.....	19
I.5. Antennes à résonateur BIE existantes: Bref historique.....	25
I.5.1. Emploi de métasurfaces dans la conception des antennes à résonateur BIE.....	28
I.6. Présentation du travail de thèse.....	34
CHAPITRE II: Méthode de généralisation de la conception de l'antenne BIE.....	41
II.1. Introduction.....	41
II.2. Conception et limitations de l'antenne BIE.....	42
II.3. Les surfaces partiellement réfléchissantes.....	43
II.4. Méthode de conception de l'antenne BIE métallique.....	46
II.4.1. Validation de la méthode de conception avec une surface PRS passe-bande.....	47
II.5. Réflectivité des métasurfaces: Intérêt dans l'antenne BIE.....	55
II.5.1. Surface PRS stop-bande.....	55
II.5.2. Surface PRS passe-haut.....	56
II.5.3. Surface PRS passe-bas.....	57
II.6. Généralisation de la conception de l'antenne BIE.....	59
II.7. Conclusion.....	62
CHAPITRE III: Antennes BIE à interfaces structurées.....	65
III.1. Introduction.....	65
III.2. Antenne BIE à interface inférieure structurée.....	67
III.2.1. Conception du plan de masse structuré.....	68
III.2.2. Conception de l'antenne.....	69
III.2.3. Conception d'une antenne bi-bande.....	78
III.2.4. Rapprochement des bandes de fonctionnement de l'antenne bi-bande.....	82
III.2.5. Bilan de l'antenne bi-bande.....	87
III.2.6. Conception d'une antenne tri-bande.....	88
III.3. Antenne BIE à interface supérieure structurée.....	96
III.3.1. Conception de l'interface supérieure.....	97
III.3.2. Conception de l'antenne.....	97
III.3.3. Fonctionnement tri-bande.....	100
III.3.4. Bilan de l'antenne à interface supérieure structurée.....	103
III.4. Antenne à double interfaces structurées.....	103
III.5. Conclusion.....	107

CHAPITRE IV: Effet d'une phase croissante de l'interface supérieure structurée.....	111
IV.1. Introduction.....	111
IV.2. Problématique de la bande passante	112
IV.3. Choix du matériau pour l'inversion de phase	114
IV.3.1. Inversion locale du profil de phase avec un matériau mono-étage.....	114
IV.3.2. Création d'un matériau double-étage à phase croissante.....	117
IV.4. Méthode de conception du matériau double-étage à profil de phase croissant	124
IV.4.1. Besoin en termes de réflectivité en module.....	124
IV.4.2. Besoin en termes de réflectivité en phase	126
IV.5. Exemple d'application	129
IV.5.1. Création du matériau double-étage	129
IV.5.2. Conception de l'antenne à partir du matériau double-étage	133
IV.6. Réalisation d'un prototype à 12 GHz.....	141
IV.6.1. Choix du substrat pour l'impression des motifs	143
IV.6.2. Réalisation de l'antenne	150
IV.6.3. Emploi d'une excitation multi-sources pour l'amélioration du gain	155
IV.7. Association de multiples surfaces PRS.....	160
IV.7.1. Première étape: Création du matériau double-étage (PRS1, PRS2).....	160
IV.7.2. Deuxième étape: Création du matériau double-étage (PRS1, PRS3).....	162
IV.7.3. Matériau triple-étage	165
IV.8. Conclusion.....	171
Conclusion.....	175
Bibliographie.....	180
Annexe A : Réseaux de télécommunications sans fil.....	189
Annexe B : Caractérisation des structures à base de métasurfaces.....	195
Annexe C : Matériaux à profil de phase croissant	202

Introduction générale

La communication est le moyen de partager l'information, elle se révèle indispensable depuis l'antiquité. Elle se manifeste au départ par des techniques très simples comme les signaux de fumée. Mais le besoin de communiquer évolue avec le temps. L'homme a besoin de transmettre l'information d'une manière plus précise.

Les efforts réalisés pour faire évoluer les moyens de communication aboutissent dans un premier temps à l'invention du télégraphe. L'ingénieur français C. Chappe réussit à envoyer en 1793 le premier message télégraphique sur une distance de 15 km. La transmission s'est effectuée grâce à des relais mécaniques jusqu'à l'invention du télégraphe électrique par le peintre américain S. Morse en 1832, il utilise un code télégraphique « le Morse » où les caractères sont représentés par des ensembles de points et de traits séparés par des espaces.

En 1864, le physicien et mathématicien écossais J. Maxwell présente sa contribution aux développements et formulations mathématiques des travaux sur l'électricité et le magnétisme réalisés par le physicien et chimiste anglais M. Faraday et le mathématicien et physicien français A.-M. Ampère. Il en tire un ensemble de vingt équations différentielles à vingt variables, réduites plus tard à quatre. Ces équations désormais connues sous le nom d'équations de Maxwell décrivent le comportement du champ électromagnétique ainsi que son interaction avec la matière.

Pour développer son dispositif de télégraphie sans fil, le physicien et homme d'affaires italien G. Marconi s'appuie sur les travaux théoriques de Maxwell et parvient en 1896 à transmettre des ondes radio.

Après la télégraphie et la transmission de l'onde radio, l'invention du circuit imprimé a révolutionné le domaine de l'électronique. Les composants électroniques initialement volumineux ont commencé à être miniaturisés dans les années 1940, notamment avec l'invention du transistor en 1948. Ces efforts de miniaturisation, ainsi que l'engagement massif autour de ces nouvelles technologies ont ensuite permis l'invention en 1959 du circuit intégré aussi appelé puce électronique.

Les besoins militaires de la seconde guerre mondiale ont précipité l'invention des ordinateurs. En effet, il fallait aller toujours plus vite pour décrypter les codes secrets ou calculer les trajectoires de tir d'obus. En 1945, un rapport rédigé par le mathématicien et physicien américain J. Von Neumann, vise à perfectionner les calculateurs de trajectoires de tirs, et énumère les caractéristiques principales d'un véritable ordinateur: il faut un

processeur ainsi qu'un programme modifiable et enregistré dans la mémoire de la machine. Dès 1948, ces recommandations trouvent leurs applications et la mise en service de la machine Manchester Mark I.

Après les premiers ordinateurs, naissent les langages du BASIC et Pascal, le premier nœud du réseau, le réseau local Ethernet... Jusqu'à l'apparition en 1970 du microprocesseur qui permet la miniaturisation de matériel informatique et l'apparition en 1973 du premier micro-ordinateur.

L'essor considérable des ordinateurs notamment pour le grand public a largement contribué au développement des télécommunications. Le besoin d'être connecté en permanence à un réseau quel que soit l'endroit où l'on se trouve, a conduit à la création d'une grande variété de réseaux de télécommunications, parmi lesquels les réseaux sans fil qui présentent des qualités considérables (*Annexe A: Réseaux de télécommunications sans fil*).

L'antenne constitue un maillon important dans le réseau de télécommunications. En effet, elle permet d'établir une liaison entre deux ou plusieurs points, là où les supports de communication habituels (câbles, fibres optiques...) sont difficiles voire impossible à mettre en œuvre. C'est l'élément qui assure les fonctions d'émission et de réception dans l'espace libre des ondes électromagnétiques véhiculant le signal.

Il existe différentes familles d'antennes, chacune ayant son domaine d'utilisation privilégié:

Les antennes directives sont employées pour des liaisons de type point à point.

Les antennes omnidirectionnelles et sectorielles pour des liaisons de type point à multipoint.

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes focalisés sur l'étude d'antennes directives pour la réalisation de liaisons de type point à point.

Les antennes directives permettent d'augmenter la densité de puissance à l'endroit où l'on veut cibler/détecter l'information. La puissance rayonnée par ces antennes se trouve concentrée dans un ou plusieurs lobes.

En particulier un type d'antenne directive dite à Bande Interdite Electromagnétique BIE étudiée dans notre équipe depuis quelques années fera l'objet de cette thèse. Cette antenne présente l'avantage d'avoir un encombrement réduit suivant la hauteur par rapport aux autres systèmes focalisants. Par ailleurs, des travaux récents ont apporté de nouvelles fonctionnalités autour de ce type d'antennes. Le choix de la direction de rayonnement est par exemple rendu possible grâce à la réalisation d'une excitation multi-sources. L'élargissement de la bande passante a été réalisé soit en utilisant une source d'excitation directive soit un dispositif d'excitation multi-sources, etc.

Le besoin perpétuel d'optimiser les différentes composantes du système de télécommunications et parmi elles le système antenne, nous a amené à chercher des généralisations de la conception de l'antenne BIE qui dans certains cas vont conduire à des améliorations telles que la réalisation d'un fonctionnement multi-bandes ou l'élargissement de la bande en rayonnement, etc.

Le **premier chapitre** présente le contexte de l'étude. Le travail de cette thèse étant focalisé sur une antenne directive appelée antenne BIE, le choix de cette antenne est justifié et sa méthode de conception et son fonctionnement sont détaillés. Un bref rappel historique énumère ensuite les principaux travaux dédiés à l'étude de cette antenne. L'utilisation d'un nouveau type de surfaces périodiques appelées métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes va permettre d'ouvrir de nouvelles voies. Différentes configurations d'antenne BIE employant ces surfaces sont donc proposées. L'objectif est de suggérer une méthode de généralisation de la conception de l'antenne BIE.

L'antenne BIE est composée de deux interfaces, l'interface inférieure est un plan de masse métallique. Un empilement de lames diélectriques constitue habituellement l'interface supérieure. Les caractéristiques des matériaux employés au niveau des deux interfaces limitent la bande en rayonnement de l'antenne. D'autres types de matériaux servant à construire l'interface supérieure sont testés dans le **deuxième chapitre**. Ces matériaux sont les métasurfaces.

N'ayant pas abouti à des améliorations satisfaisantes au niveau de la bande en rayonnement avec ces surfaces, une méthode de généralisation de la conception de l'antenne BIE est donc proposée. Cette méthode consiste à structurer les interfaces de l'antenne. Des structures complexes à base de métasurfaces fournissent des propriétés en réflexion originales. L'objectif de cette méthode est d'exploiter ces propriétés particulières dans l'antenne, pour en tirer des améliorations potentielles.

Nous faisons appel dans ce travail à deux familles de structures complexes à base de métasurfaces. La première est conçue d'une métasurface déposée sur un plan de masse métallique, elle est appelée plan de masse structuré. La deuxième est une structure multi-PRS, comme son nom l'indique, elle est composée de deux ou plusieurs métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes PRS. Dans le **troisième chapitre**, les deux structures sont utilisées séparément ou conjointement dans la conception de l'antenne BIE. Leurs potentialités dans l'amélioration des performances de l'antenne sont évaluées. L'une des principales améliorations obtenues est la réalisation d'un fonctionnement bi-bande ou tri-bande de l'antenne.

Dans le **quatrième chapitre**, un autre type de structures multi-PRS est examiné, celui-ci offre un profil de phase inversé et permet donc de pallier au problème récurrent de la faible bande de rayonnement de l'antenne BIE.

Une méthode de conception d'une structure à double PRS est établie. Elle permet de concevoir un matériau double-étage pour l'élargissement de bande en rayonnement de l'antenne BIE. Cette méthode est appliquée pour la conception d'une antenne large bande à 25 % de bande passante en rayonnement pour un gain de 15 dB.

Une antenne destinée à une application dans la bande Ku est ensuite conçue et réalisée. Cette configuration d'antenne étant limitée en termes de directivité, la possibilité d'améliorer sa directivité par l'emploi d'un dispositif d'excitation multi-sources est exploitée.

Enfin les propriétés d'un matériau triple-étage, respectant le même principe que celui du matériau double-étage réalisé, sont analysées et les performances de l'antenne BIE employant ce matériau en paroi supérieure sont explorées. L'objectif de cette étude est de concevoir une antenne à large bande passante en rayonnement dans deux bandes de fonctionnement distinctes.

CHAPITRE I



Contexte de l'étude

- Familles d'antennes existantes: Antennes directives
- Antenne à résonateur BIE directive
- Antennes à résonateur BIE existantes: Bref historique
- Présentation du travail de thèse

CHAPITRE I: CONTEXTE DE L'ETUDE

I.1. Introduction

L'objectif de ce premier chapitre est de décrire le contexte de l'étude. Les antennes BIE sont étudiées dans le laboratoire Xlim depuis 1996. Le travail de cette thèse consiste à établir une méthode permettant de généraliser la conception de ces antennes afin de leur apporter des améliorations des performances.

Dans ce chapitre introductif, nous rappelons les grandes familles d'antennes existantes en insistant sur les antennes directives. Nous faisons ensuite un bref rappel sur les antennes BIE, leur conception et leur principe de fonctionnement. Nous retraçons brièvement les étapes principales à travers l'histoire de la conception de l'antenne BIE.

Enfin, nous proposons de déployer les configurations existantes de l'antenne BIE pour en tirer de nouvelles. Ces nouvelles configurations doivent apporter des réponses concrètes à la problématique de ce travail qui est l'élargissement de la bande passante de l'antenne BIE.

I.2. Familles d'antennes existantes

L'antenne est un dispositif capable d'émettre et de recevoir des ondes électromagnétiques véhiculant des informations. Le système antenne est donc l'un des maillons les plus importants du réseau de télécommunications sans fil, il doit être adapté de manière à réaliser la couverture souhaitée selon la norme du réseau utilisée.

Un grand nombre de paramètres permettent de classifier les antennes tels que la directivité et le diagramme de rayonnement, la bande passante, la polarisation, l'agilité, etc.

Une des classifications possibles permet de distinguer les antennes selon leurs diagrammes de rayonnement. Il existe donc les antennes directives, les antennes omnidirectionnelles et les antennes sectorielles. Les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont représentés (Figure I-1).

Les antennes directives sont des dispositifs capables de concentrer l'énergie dans une direction particulière, elles sont surtout utilisées pour des liaisons de type point à point où l'émetteur et le récepteur sont connus comme pour des liaisons terre – satellites.

Dans le cas des antennes omnidirectionnelles, le type de couverture recherché est uniforme. Ce type d'antennes est destiné à des liaisons de téléphonie mobile. Ces antennes sont généralement positionnées au centre de la cellule du réseau de télécommunications et l'énergie rayonnée est équirépartie dans l'espace.

Les antennes sectorielles sont utilisées pour le même type de liaison que les antennes omnidirectionnelles mais leur zone de couverture en azimuth correspond généralement à un secteur de 60° ou 90° . Le gain est plus important que celui d'une antenne omnidirectionnelle. L'utilisation de six antennes d'ouverture 60° ou de quatre antennes d'ouverture 90° permet de retrouver une couverture omnidirectionnelle.

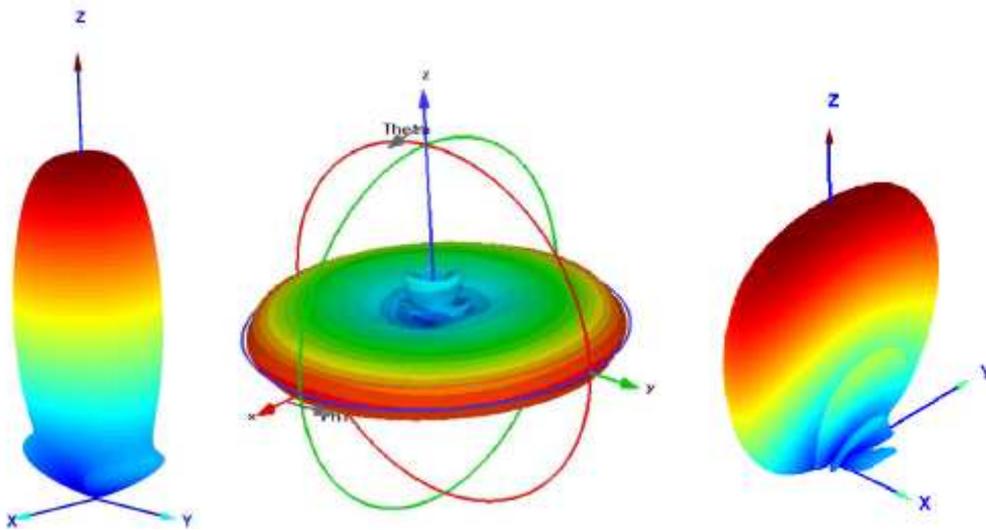


Figure I-1- A gauche, un diagramme de rayonnement directif. Au milieu, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. A droite, un diagramme de rayonnement sectoriel.

I.3. Antennes directives

Les antennes directives sont des dispositifs capables de focaliser l'énergie dans une direction particulière de l'espace. La puissance rayonnée se trouve concentrée dans un ou plusieurs lobes.

I.3.1. Propriétés des antennes directives

I.3.1.1. Directivité

La notion de directivité permet de mesurer la propriété d'un dispositif antennaire à rayonner dans une direction donnée, une puissance plus forte ou plus faible qu'une antenne isotrope. La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne est donc le rapport de la densité stérique de puissance $dP_{\Omega}(\theta, \varphi)$ rayonnée par unité d'angle solide $d\Omega$ et la densité de puissance délivrant la même puissance P_r rayonnée par une source isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{dP_{\Omega}(\theta, \varphi)}{P_r / 4\pi} \quad (I.1)$$

$$P_r = dP_{\Omega} \iint_{4\pi} d\Omega \quad (I.2)$$

I.3.1.2. Bande en rayonnement

Une autre propriété des antennes directives est la bande en rayonnement, définie à -3 dB de la directivité maximale (Figure I-2). La bande en rayonnement constitue généralement une problématique importante pour les antennes directives. Une forte directivité implique souvent une faible bande passante.

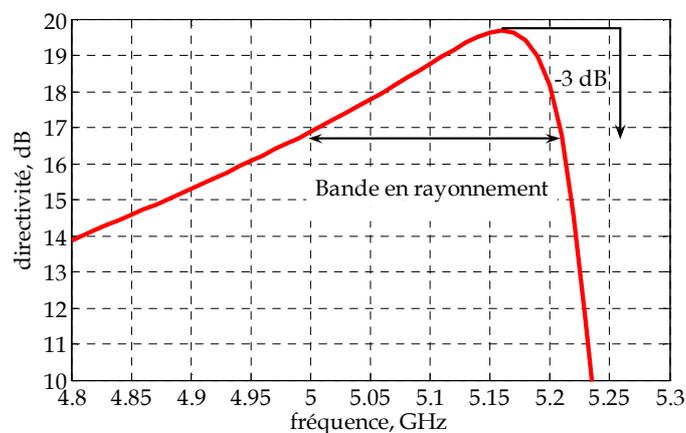


Figure I-2- Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour une antenne directive. Bande en rayonnement à -3 dB de la directivité maximale.

I.3.1.3. Gain intrinsèque

Le gain apporte une information supplémentaire par rapport à la directivité: la capacité de l'antenne à transformer la puissance qui lui est délivrée en puissance rayonnée. Le gain dit intrinsèque G_i est défini en tenant compte des pertes dans l'antenne.

$$G_i(\theta, \varphi) = \frac{dP_{\Omega}(\theta, \varphi)}{\frac{P_a}{4\pi}} \quad (I.3)$$

avec P_a la puissance acceptée par l'antenne.

I.3.1.4. Adaptation et gain réalisé

L'adaptation est une autre caractéristique de l'antenne qui traduit sa capacité d'accepter la puissance fournie par le générateur. Pour maximiser le transfert d'énergie entre le générateur et l'antenne, les deux dispositifs doivent présenter des impédances conjuguées $Z_g = Z_a^*$. Z_g est l'impédance du générateur, Z_a l'impédance de l'antenne.

Le paramètre S_{11} est le rapport entre l'onde incidente appliquée à l'entrée de l'antenne et l'onde réfléchie vers la source. Il s'exprime en fonction des impédances caractéristiques du générateur et de l'antenne (I.4) ou encore en fonction de la puissance réfléchie P_{ref} et la puissance incidente P_{inc} (I.5) (I.6). Ce paramètre est jugé satisfaisant généralement à partir d'une valeur seuil de 0.1 en linéaire ou -10 dB.

$$S_{11} = \frac{Z_a - Z_g}{Z_a + Z_g} \quad (I.4)$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \quad (I.5)$$

$$S_{11})_{dB} = 10 \log \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \quad (I.6)$$

Le gain réalisé est une autre caractéristique de l'antenne qui tient compte de toutes les pertes y compris les pertes de désadaptation.

$$G_r(\theta, \varphi) = \frac{dP_{\Omega}(\theta, \varphi)}{\frac{P_g}{4\pi}} = (1 - |S_{11}|^2) G_i(\theta, \varphi) \quad (I.7)$$

P_g est la puissance délivrée par le générateur, avec:

$$P_a = (1 - |S_{11}|^2) P_g \quad (I.8)$$

La bande en adaptation correspond à l'intervalle de fréquences pour lequel le module du paramètre S11 est inférieur ou égal à une valeur seuil donnée généralement égale à -10 dB (Figure I-3).

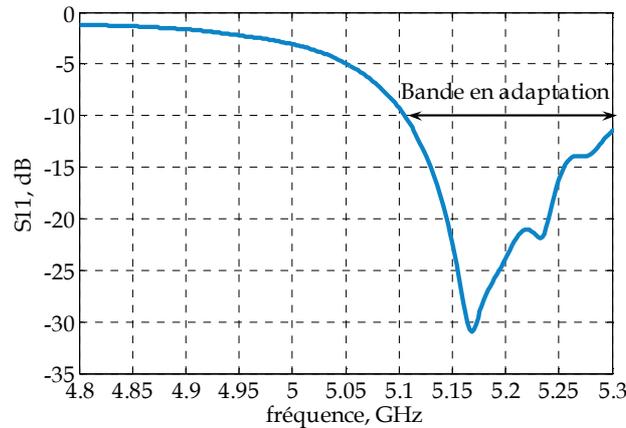


Figure I-3- Paramètre S11 de l'antenne dont la courbe de directivité fréquentielle est tracée (Figure I-2). Bande en adaptation à -10 dB.

I.3.1.5. Surface effective

Certaines antennes directives peuvent être assimilées à des ouvertures rayonnantes avec une certaine répartition des champs électromagnétiques en amplitude et en phase. Cette ouverture correspond à la surface rayonnante plane équivalente de l'antenne. La surface approximative de ces antennes est évaluée en considérant la relation (I.9).

$$G = \eta \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (I.9)$$

avec η le rendement surfacique de l'antenne, S la surface effective et λ la longueur d'onde de travail.

Le rayonnement de l'antenne est celui dû aux courants équivalents sur l'ouverture rayonnante [1]. Il dépend de la loi d'illumination de cette ouverture c'est-à-dire de la répartition des champs sur sa surface. Il est donc maximal si la répartition des champs est équi-amplitude et équi-phase. Mais les amplitudes et les phases des champs ne sont généralement pas constants sur toute la surface de l'ouverture d'où une limitation du gain caractérisée par le rendement d'illumination η ($\eta < 1$).

I.3.1.6. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est le rapport entre le gain $G(\theta, \varphi)$ rayonné par unité d'angle solide et le gain maximal G_{\max} , ou le rapport entre la directivité $D(\theta, \varphi)$ et la directivité maximale D_{\max} , ou encore le rapport entre les carrés des champs $E(\theta, \varphi)$ et E_{\max} (I.10). Le diagramme de rayonnement d'une antenne directive possède généralement un lobe unique axial ou dépointé en élévation ou en azimuth.

$$A(\theta, \varphi) = \frac{G(\theta, \varphi)}{G_{\max}} = \frac{D(\theta, \varphi)}{D_{\max}} = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E_{\max}^2} \quad (\text{I.10})$$

Le diagramme de rayonnement d'une antenne directive est représenté sur la figure I-4. Il montre:

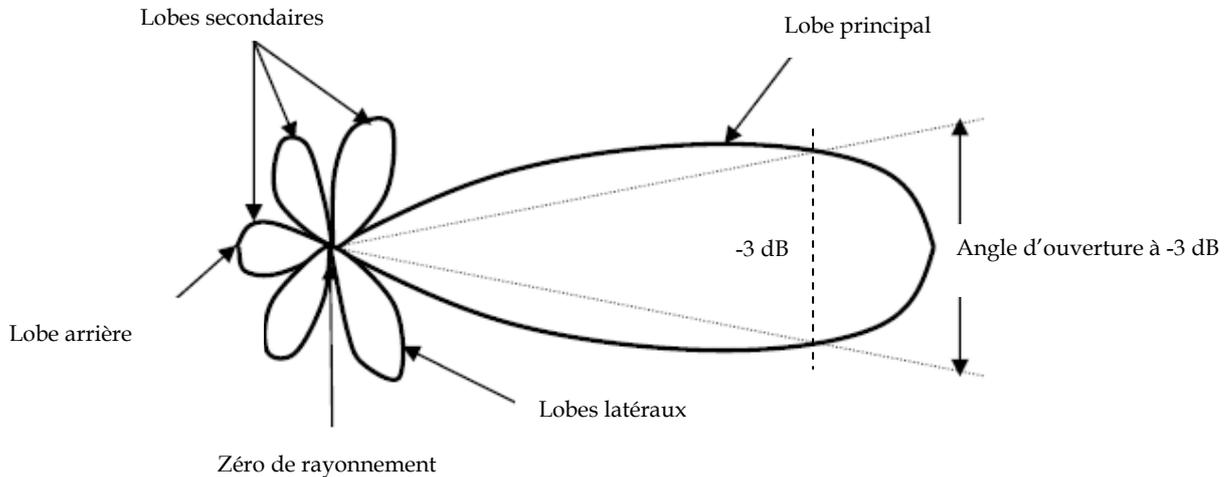


Figure I-4- Diagramme de rayonnement classique d'une antenne directive.

Un lobe principal: C'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement.

Un angle d'ouverture à -3 dB: C'est l'angle pour lequel l'atténuation de puissance est de 3 dB par rapport à la direction la plus favorable.

Des lobes secondaires: Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables. Le niveau du lobe secondaire est en général exprimé sous forme de rapport entre la densité de puissance dans le lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est appelé le niveau des lobes secondaires et il est exprimé en dB.

Un lobe arrière (rayonnement arrière): C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposée à 180° du lobe principal. Le rapport avant/arrière est le rapport en dB de la puissance rayonnée dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à celle rayonnée dans la direction opposée.

Dans la plupart des systèmes antennaires, les lobes secondaires sont indésirables. Une bonne conception d'antenne doit permettre de minimiser les lobes secondaires.

I.3.1.7. Polarisation

La polarisation de l'onde représente l'évolution temporelle du vecteur champ électrique dans un plan d'onde. Ainsi si le vecteur champ électrique décrit une droite, nous parlons de polarisation rectiligne ou linéaire, s'il décrit une ellipse ou un cercle, nous parlons de polarisation elliptique ou circulaire...

I.3.2. Différents types d'antennes directives

I.3.2.1. Les réseaux d'antennes

Les réseaux sont composés d'antennes élémentaires fonctionnant généralement dans la même bande de fréquences. Il existe néanmoins des réseaux de type imbriqué où les antennes élémentaires fonctionnent dans des bandes de fréquences différentes. Les antennes sont disposées périodiquement et alimentées par un réseau de distribution. Grâce au réseau de distribution, l'énergie est répartie entre les différents éléments. Dans certains types d'antennes dites actives, les antennes élémentaires sont alimentées par des modules actifs comprenant des circuits tels que des amplificateurs, des déphaseurs, des circulateurs...

La directivité est augmentée suite à l'emploi de plusieurs antennes mises en réseau. La directivité d'un alignement de N sources espacées régulièrement de d est fonction de N et d . Les antennes élémentaires peuvent être des dipôles, des patchs imprimés, des fentes, des cornets, etc. L'intérêt de leur mise en réseau réside dans la possibilité de conformer le lobe de rayonnement.

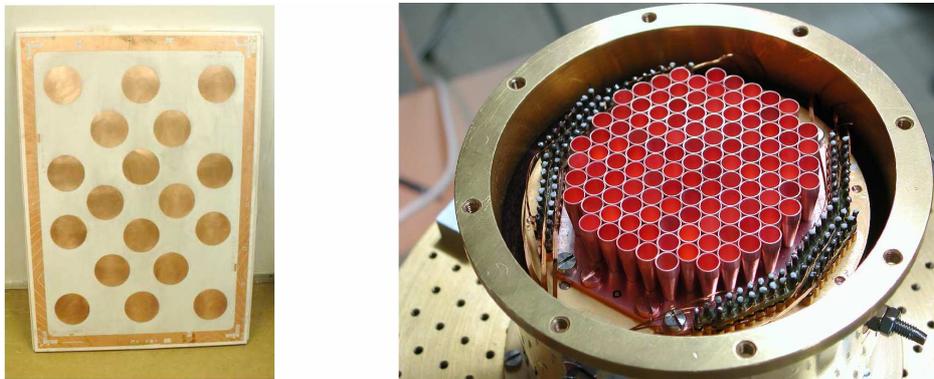


Figure I-5- A gauche, réseau de patchs circulaires. A droite, réseau de cornets.

Le gain total d'un réseau d'antennes est approximativement égal au gain d'une source élémentaire multiplié par le facteur de réseau en puissance $F(\theta)$. La valeur maximale que peut prendre le facteur de réseau est égale à N , d'où la nécessité d'augmenter considérablement le nombre de sources pour obtenir des gains importants. Mais l'augmentation du nombre de sources engendre une complexité du dispositif d'alimentation et des pertes.

$$G_{\text{réseau}} = G_{\text{source}} F(\theta) \quad (\text{I.11})$$

Les réseaux d'antennes sont utilisés pour exciter l'antenne BIE décrite ci-dessous qui constitue le thème de ce travail. Ils permettent de pallier au problème de la faible bande en rayonnement dû au caractère sélectif de l'antenne [2-3].

I.3.2.2. Les antennes à ouverture rayonnante

Parmi les antennes à ouverture rayonnante, nous trouvons les cornets, les antennes à réflecteur parabolique, les antennes lentilles, les fentes...

Les cornets sont des guides d'onde à section progressivement croissante se terminant par une ouverture rayonnante de forme rectangulaire ou circulaire [4].

Les antennes à réflecteur parabolique sont constituées d'une source disposée à la focale d'un réflecteur. Les ondes électromagnétiques provenant de la source se réfléchissent sur la surface du réflecteur, les ondes sphériques se transforment en ondes planes, un front d'onde plan avec une surface équiphasé est créé et représente l'ouverture rayonnante de l'antenne.

La source d'excitation du réflecteur parabolique est en général un cornet mais ça peut être une batterie de cornets dans le but de créer un fonctionnement multifaisceaux. Les antennes à réflecteur parabolique sont par excellence les antennes de réception satellitaire.

Les antennes lentilles sont constituées d'une source primaire illuminant la lentille. Elles fonctionnent en transmission mais le principe est similaire à celui des antennes à réflecteur parabolique, une antenne lentille permet de transformer une onde sphérique en une onde plane à l'émission et inversement à la réception.

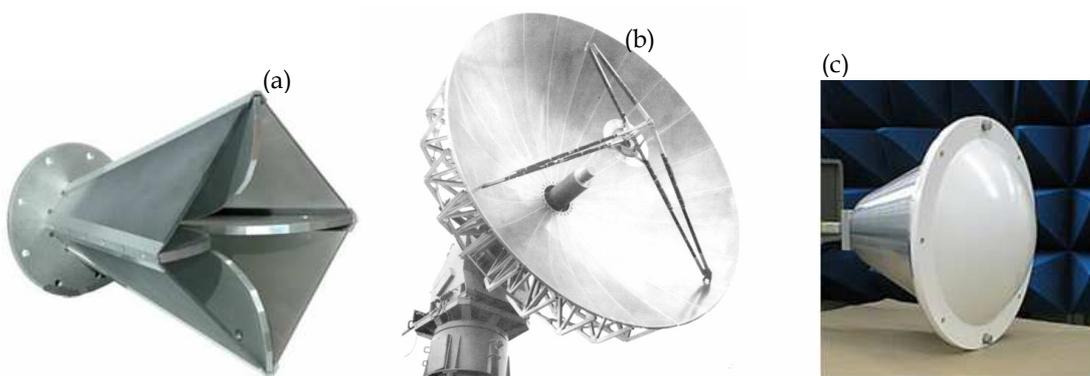


Figure I-6- Différents exemples d'antennes à ouverture rayonnante: (a) Cornet à ouverture rectangulaire (b) Réflecteur parabolique (c) Antenne lentille.

Les antennes à ouverture rayonnante peuvent servir de sources d'excitation de l'antenne BIE. Une excitation par cornet de l'antenne est utilisée pour réduire le niveau des lobes secondaires [5-6]. L'antenne BIE est employée pour entrelacer les tâches rayonnées par un réseau de cornets. Le système est placé à la focale d'un réflecteur parabolique à ouverture cellulaire [7-8].

I.4. Antenne à résonateur BIE directive

L'antenne à résonateur BIE étudiée dans cette thèse fait partie de la famille des antennes directives. Une des particularités de cette antenne est sa forte directivité. L'antenne peut fournir des valeurs de directivité supérieures à 30 dB en présence d'une simple source d'excitation et permet donc de pallier au problème du système d'alimentation complexe nécessaire pour alimenter un réseau de patchs. Cependant, ces antennes présentent des bandes en rayonnement extrêmement réduites pour des valeurs de directivité très importantes. Il y a donc un compromis à faire entre le nombre d'antennes nécessaires pour réaliser la même directivité qu'une antenne BIE excitée en monosource, et la bande passante en rayonnement souhaitée.

L'antenne BIE étudiée dans ce travail est planaire et donc moins encombrante en hauteur qu'une antenne à réflecteur parabolique 3D. Elle est formée à partir des matériaux périodiques appelés matériaux BIE.

I.4.1. Matériaux BIE

Les matériaux dits à Bande Interdite Electromagnétique BIE, ou en anglais EBG pour Electromagnetic Band Gap sont des structures périodiques 1D, 2D, ou 3D (Figure I-7). En effet, dans les matériaux BIE, le champ électromagnétique est la solution d'une équation de même type que l'équation de Schrödinger donnant naissance à des bandes de fréquences interdites dans les semi-conducteurs.

Les matériaux BIE présentent des propriétés de filtrage fréquentiel et spatial. Le filtrage fréquentiel est illustré sur la figure I-8 par l'évolution en fonction de la fréquence des coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau BIE illuminé par une onde plane en incidence normale. Une succession de bandes passantes et interdites apparaît (une seule bande interdite est représentée sur la figure I-8). L'introduction d'un défaut dans le matériau BIE est représentée par une bande passante étroite au sein de la bande interdite (analogie avec les pièges d'énergie dans les cristaux) centrée autour d'une fréquence f_0 correspondant à la taille du défaut.

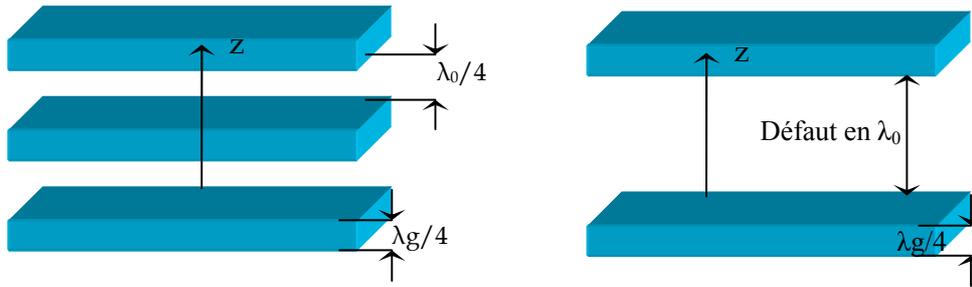


Figure I-7- A gauche, matériau BIE diélectrique 1D périodique suivant l'axe z. A droite, matériau BIE à défaut.

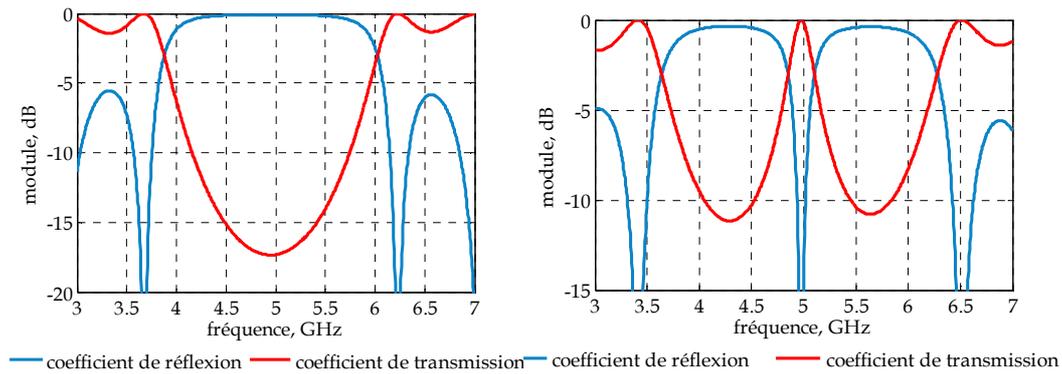


Figure I-8- A gauche, modules des coefficients de réflexion et de transmission du matériau BIE de la figure I-7. A droite, modules des coefficients de réflexion et de transmission du matériau BIE à défaut de la figure I-7.

La propriété de filtrage spatial se traduit par le fait que l'énergie électromagnétique ne se propage dans le matériau que dans des directions privilégiées. Dans certaines conditions, une seule direction de propagation permise peut être sélectionnée.

Le coefficient de qualité du matériau BIE à défaut est défini dans la relation (I.12),

$$Q = \frac{f_0}{df} \tag{I.12}$$

avec f_0 la fréquence centrale du pic de transmission, df la largeur de bande permise, définie à -3 dB du module du coefficient de transmission maximal.

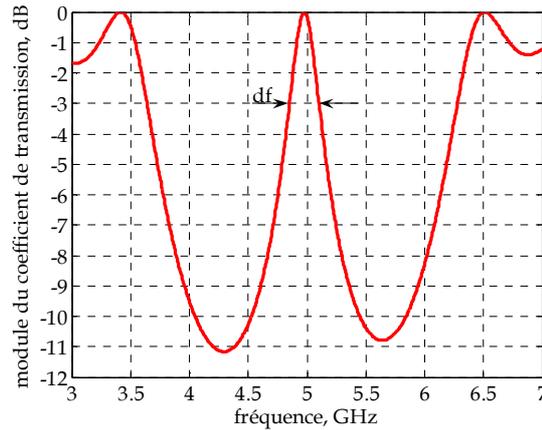


Figure I-9- Module du coefficient de transmission du matériau BIE à défaut: Coefficient de qualité défini à -3 dB.

Les matériaux BIE sont souvent associés aux antennes en tant que substrats, plans réflecteurs, radômes, etc. Mais ils sont aussi utilisés pour concevoir des filtres ou des guides d'onde [9-11].

I.4.2. Conception de l'antenne BIE

I.4.2.1. Introduction d'un plan métallique et d'une source d'excitation

Le matériau BIE à défaut étudié ci-dessus présente un plan de symétrie. Ce plan de symétrie peut être remplacé par un plan métallique parce que la cartographie du champ électrique (Figure I-10) montre une annulation de la composante tangentielle du champ E au niveau du plan de symétrie. Ainsi par application de la théorie des images électriques, le comportement de la demi-structure au dessus du plan de masse est équivalent à celui de la structure BIE à défaut complète. Au niveau du plan de masse, nous pouvons disposer d'une source d'excitation qui peut être un ou plusieurs patches, dipôles, fentes, ou également un cornet ou un guide d'onde.

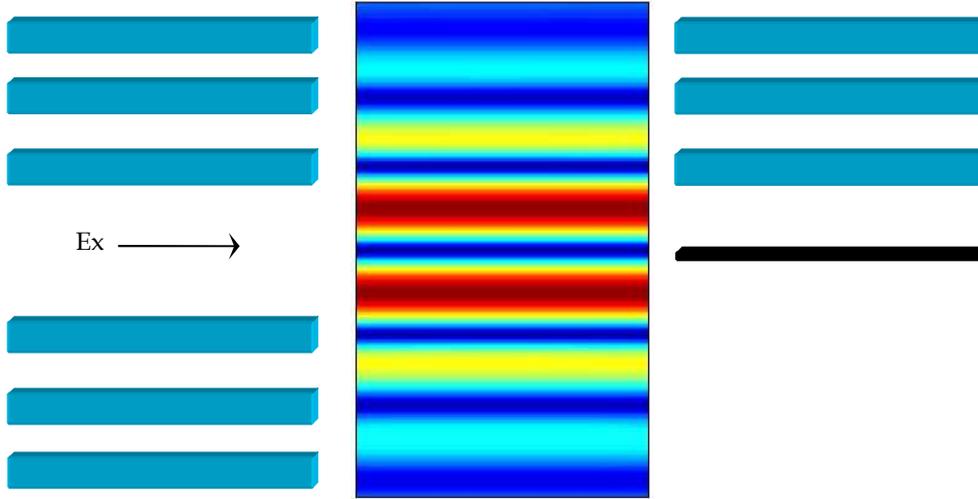


Figure I-10- Cartographie du module du champ électrique tangentiel. Par application de la théorie des images électriques, un plan de masse peut être inséré au niveau du plan de symétrie de la structure BIE à défaut.

L'antenne BIE ainsi formée (Figure I-11-a) constitue une cavité résonnante dont la hauteur h peut être déterminée à partir de la condition de résonance du modèle Fabry-Pérot (I.13).

$$-2k_c h + \varphi_{\text{sup}} + \pi = 2n\pi \quad (\text{I.13})$$

k_c est la composante normale du vecteur d'onde de propagation, φ_{sup} est la phase de réflexion de la paroi supérieure du résonateur, n est un nombre entier.

Le coefficient de qualité du résonateur BIE dépend fortement de la réflectivité de son interface supérieure. Il est donné par la relation (I.14) [12]:

$$Q = \frac{\sqrt{|R_{\text{sup}}(f_0)|}}{1 - |R_{\text{sup}}(f_0)|} \left(\frac{\varphi_{\text{sup}}(f_0) + \pi}{2} \right) \quad (\text{I.14})$$

$|R_{\text{sup}}|$ est le module du coefficient de réflexion de l'interface supérieure.

La figure I-11-b montre l'évolution du champ dans le plan normal à la structure. Nous remarquons une évanescence du champ dans la direction radiale. A droite de la figure, l'étalement de la tâche rayonnée sur le toit de l'antenne. L'antenne peut être assimilée à une ouverture rayonnante dont la taille dépend du coefficient de qualité de la cavité résonnante.

L'approche de l'antenne BIE a été présentée telle qu'a été historiquement imaginée. L'approche actuelle utilisée pour interpréter le fonctionnement de l'antenne BIE est donnée ci-dessous.

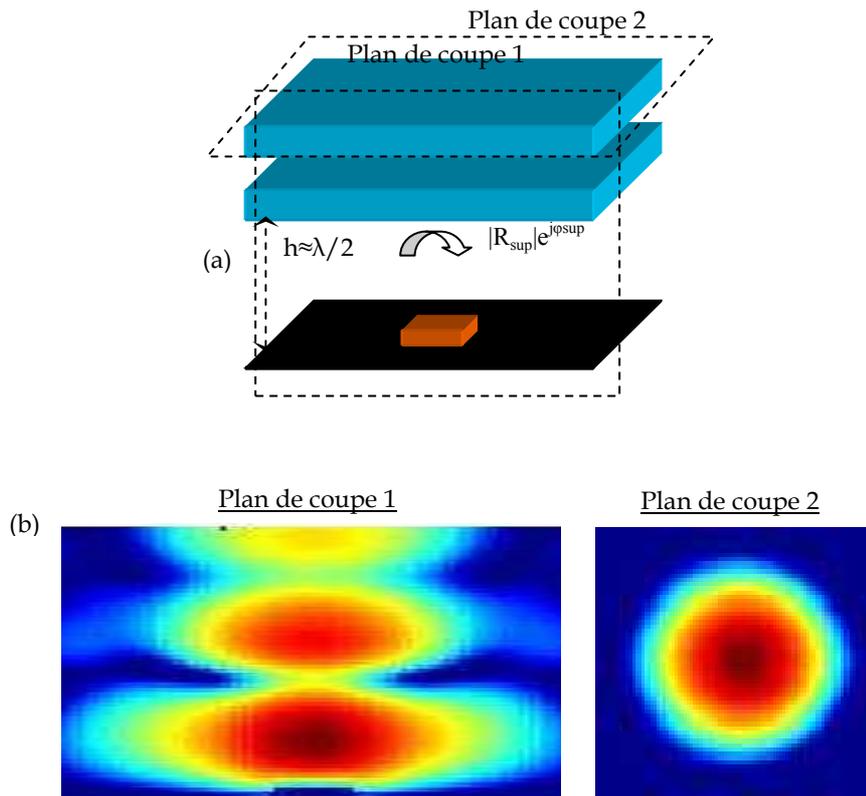


Figure I-11- (a) Antenne à résonateur BIE. (b) Cartographies des champs à la fréquence de travail.

I.4.2.2. Fonctionnement de l'antenne BIE

Une antenne BIE est assimilée à un guide d'onde dont les modes sont habituellement décrits et caractérisés par des courbes de dispersion (Figure I-12).

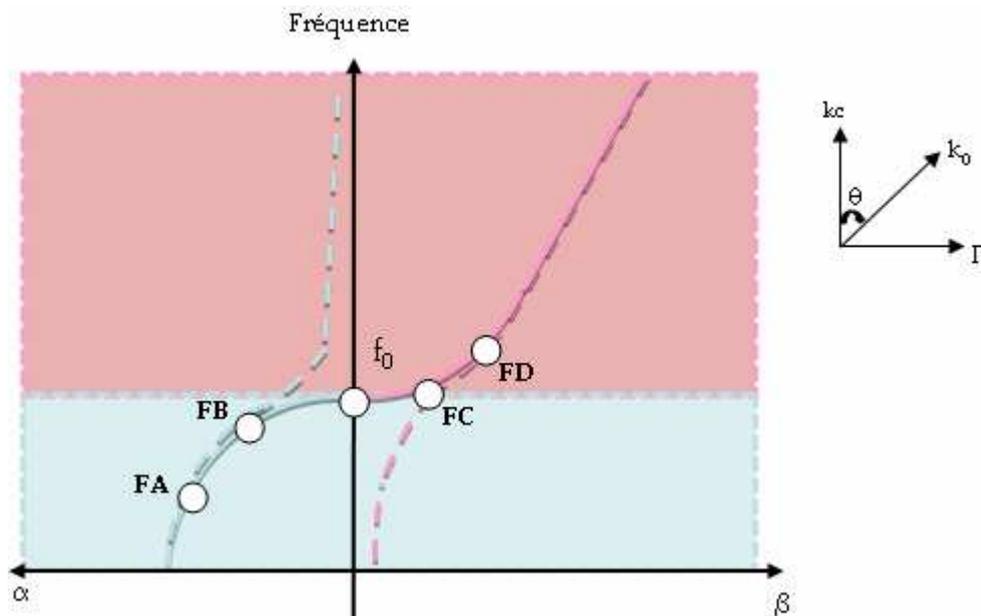


Figure I-12- Courbes de dispersion du mode dans le résonateur BIE.

Les courbes de dispersion sont tracées pour un mode donné du guide. La courbe bleue représente la zone où le mode est évanescent: fréquences F_A et F_B . La courbe rose représente la zone où le mode est propagatif: fréquences F_C et F_D . La fréquence f_0 représente la fréquence de coupure du mode guidé.

Avant la fréquence f_0 , le mode est évanescent, la constante de propagation possède un terme d'atténuation α , qui diminue avec la fréquence jusqu'à la fréquence f_0 où il devient égal au terme de propagation β . Après la fréquence f_0 , le mode devient propagatif, la constante de propagation possède un terme de propagation β qui augmente avec la fréquence.

La paroi supérieure du résonateur de nature partiellement réfléchissante, donne lieu à des pertes par rayonnement. Le guide d'onde est en réalité un guide d'onde à fuite dont le mode est caractérisé par les courbes en pointillés de la figure I-12. Le mode du guide possède donc un terme d'atténuation et un terme de propagation quelque soit la fréquence.

Le mode n'a donc pas réellement de fréquence de coupure. Il existe néanmoins une fréquence F_C pour laquelle le terme d'atténuation α est égal au terme de propagation β . Avant cette fréquence, le coefficient α est plus important que β , le mode est à dominante évanescente. Après F_C , β devient plus important que α , le mode est à dominante propagative.

L'étalement de la tâche rayonnée dépend du coefficient d'atténuation du guide d'onde à fuite, le module du champ électromagnétique présent sur le toit de l'antenne est d'autant plus étalé que α est faible: l'étalement de l'ouverture rayonnante et en conséquence la directivité augmente avec la fréquence (Figure I-13).

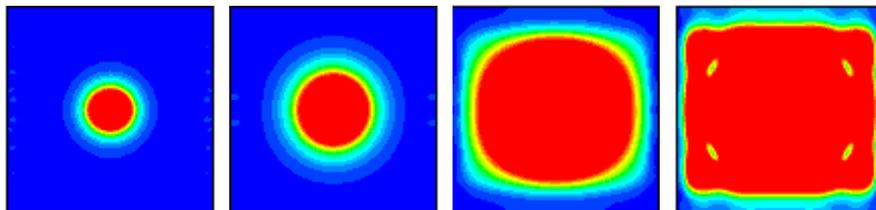


Figure I-13- Module du champ sur le toit de l'antenne aux fréquences F_A , F_B , F_C et F_D (de gauche à droite).

Par ailleurs la répartition du champ est équiphasé si la constante d'atténuation α du mode est importante, le rayonnement de l'antenne est directif (Figure I-14-a). La phase du champ est répartie de manière de moins en moins uniforme lorsque α diminue. Elle devient complètement aléatoire et non uniforme dans la zone où le champ est à dominante propagative. Malgré un étalement important du module du champ, le rayonnement de l'antenne n'est plus normal au plan de masse. Il dépointe d'un angle θ par rapport à la direction orthogonale, θ dépend de la valeur de β (Figure I-14-b).

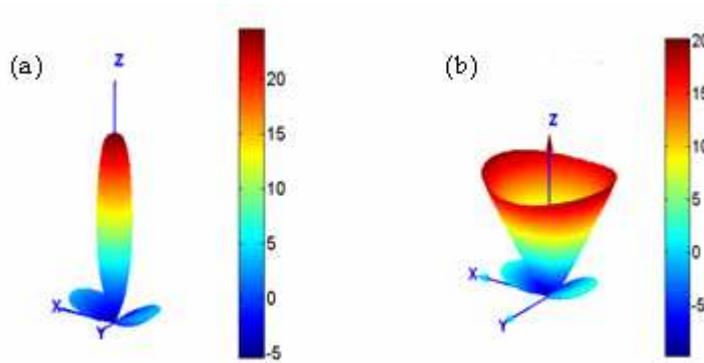


Figure I-14- a)- Lobe de rayonnement directif dans la zone où le mode est évanescent. b)- Cône de rayonnement dans la zone où le mode est propagatif.

I.4.2.3. Bande passante

La fréquence F_C est définie comme étant la fréquence délimitant la zone où le mode est évanescent et celle où le mode est propagatif à luites. Le fonctionnement de l'antenne est localisé avant cette fréquence afin d'obtenir un lobe de rayonnement directif.

La fréquence F_C est aussi la fréquence centrale du défaut (fréquence du pic de transmission du matériau BIE à défaut) et la fréquence de résonance de la cavité. Elle est donc donnée par la formule (I.15),

$$F_C = \frac{c}{2h} \left(\frac{\varphi_{\text{sup}} + \pi}{2\pi} \right) \quad (\text{I.15})$$

La bande passante en rayonnement est définie à -3 dB de la directivité maximale (Figure I-15). Les points fréquentiels F_A , F_B , F_C et F_D appartiennent tous à cette bande. Les fréquences F_A et F_B se situent avant la fréquence F_C , elles sont dans la zone où le mode qui porte le fonctionnement de l'antenne est évanescent. La fréquence F_D est supérieure à F_C , elle est donc située dans la zone où le mode est propagatif. Pour un fonctionnement directif de l'antenne, la bande en rayonnement retenue est généralement celle localisée avant la fréquence F_C . L'intervalle fréquentiel $]F_C, F_D[$ n'est donc pas utilisé. Pour ces fréquences, la direction de pointage de l'antenne n'est plus la normale au plan de masse.

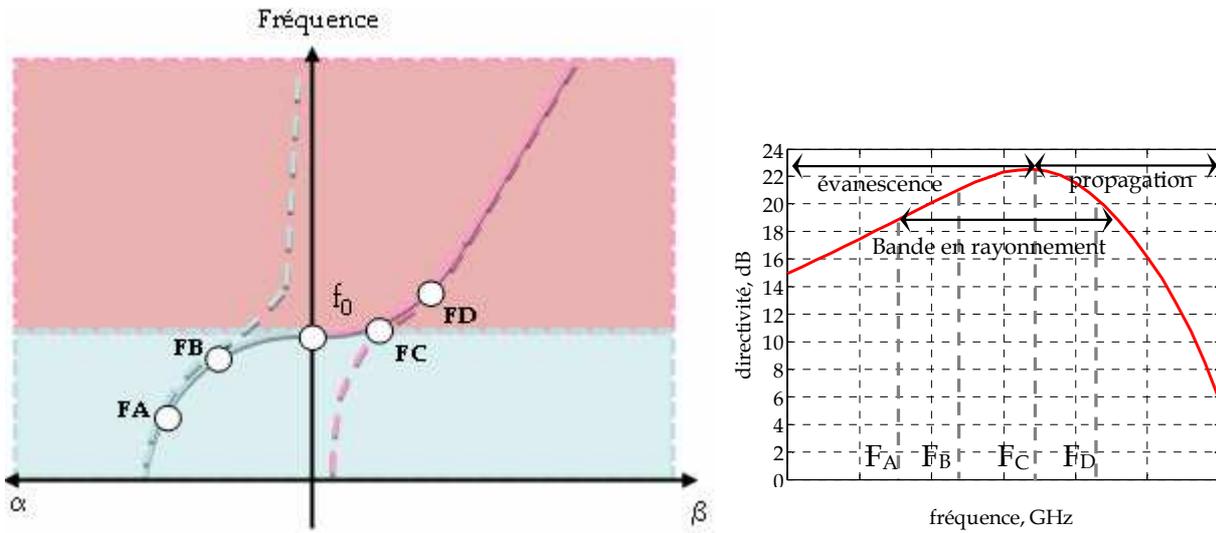


Figure I-15- A gauche, courbes de dispersion du mode du résonateur BIE. A droite, bande en rayonnement de l'antenne à résonateur BIE.

I.4.2.4. Cas particulier

Dans le cas de l'exemple précédent, le matériau BIE comporte 3 lames diélectriques. Le défaut peut être généré en supprimant la lame centrale et un plan de masse peut être introduit au niveau du plan de symétrie selon la théorie des images électriques. La structure obtenue est uniquement formée d'un plan de masse et d'une lame diélectrique.

Sur l'exemple choisi où le matériau BIE est formé de lames diélectriques, il apparaît que chaque lame diélectrique n'intervient qu'à travers ses coefficients de réflexion et de transmission. Elle peut être donc remplacée par une lame constituée de matériaux magnétiques, de métamatériaux... ou même d'une surface mince telle qu'une surface partiellement réfléchissante PRS (Partially Reflecting Sheet) (Figures I-16 et I-17).

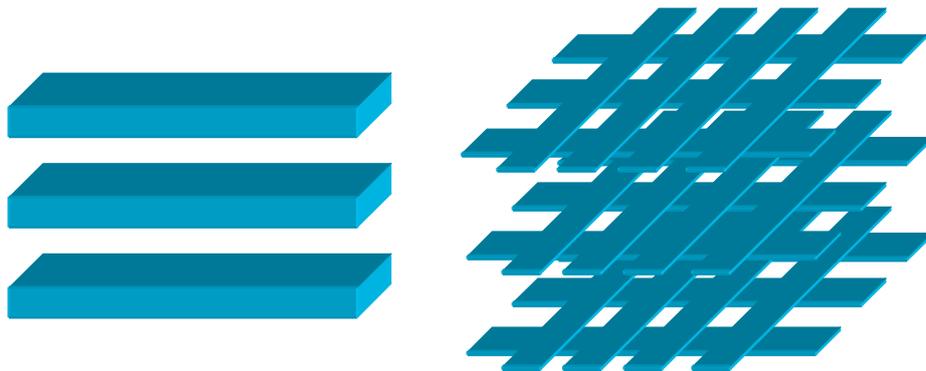


Figure I-16- A gauche, matériau BIE diélectrique. A droite, matériau BIE métallique à base de PRS.

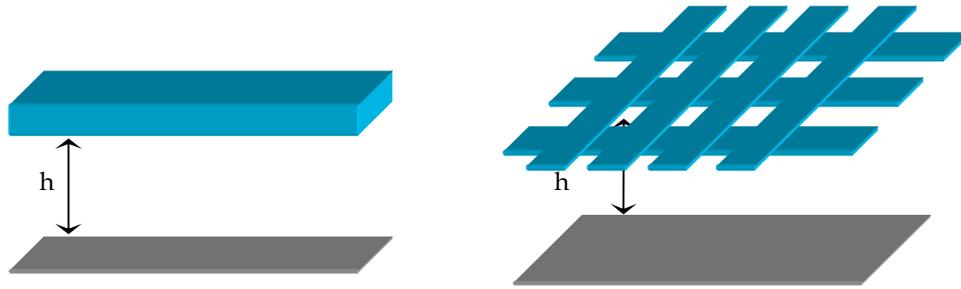


Figure I-17- Résonateurs BIE créés à partir des structures BIE de la figure I-16.

I.5. Antennes à résonateur BIE existantes: Bref historique

La première antenne à cavité résonante est conçue en 1956 [13]. La directivité d'une source placée au dessus d'un plan de masse peut être améliorée par la présence d'une surface partiellement réfléchissante PRS (Figure I-18).

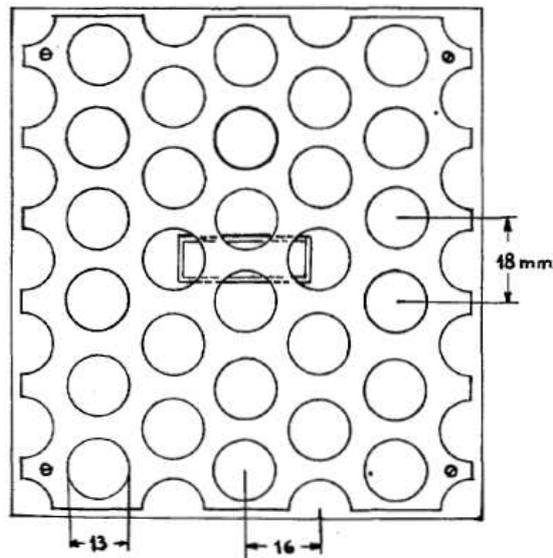


Figure I-18- Schéma de la surface partiellement réfléchissante PRS utilisée.
{Schéma repris de la référence [13]}.

La condition nécessaire pour réaliser cette amélioration est de définir la distance séparant les deux plans de manière à ce que les rayons transmis à travers la PRS présentent la même phase dans l'axe. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne employant la surface de la figure I-18 en tant que superstrat sont représentés (Figure I-19).

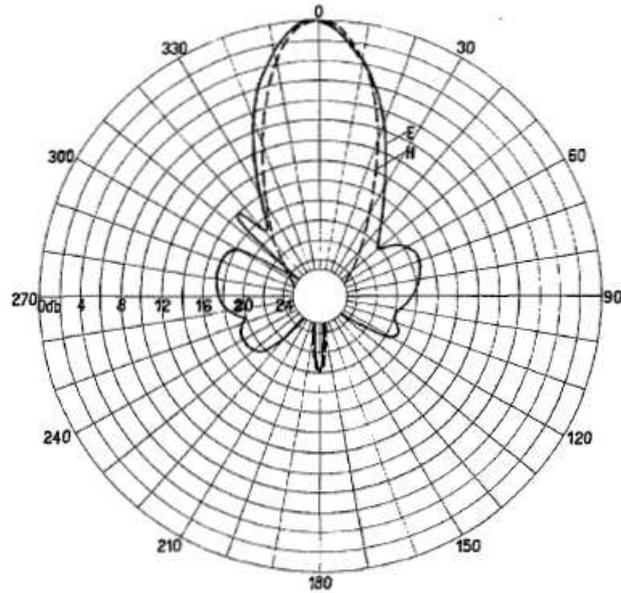


Figure I-19- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H de l'antenne dont l'interface supérieure est composée de la surface partiellement réfléchissante de la figure I-18. {Résultat repris de la référence [13]}.

En 1984, l'effet de l'emploi de superstrats pour les antennes imprimées est étudié [14-19]. L'étude souligne la nécessité d'établir une résonance entre le substrat et le superstrat pour améliorer le gain et la résistance de rayonnement.

En 1997, des études sur les structures à Bande Interdite Electromagnétique BIE [20-21] sont lancées. Elles vont permettre de découvrir l'influence de la création d'un défaut sur le comportement d'une telle structure. Après la création d'une bande de fréquences permise au sein de la bande interdite grâce à l'introduction du défaut: une autre propriété de la structure à défaut est mise en lumière: la symétrie du champ électrique tangentiel à la fréquence centrale du pic de transmission.

Une des premières antennes à résonateur BIE planaires est ainsi réalisée (Figure I-20) [22], elle est composée d'un matériau BIE 1D et possède un gain de 20 dB pour un encombrement de $\lambda_0/2$. Sa réalisation est suivie par celle d'une antenne à matériau BIE 2D fort gain (Figure I-21) [23].

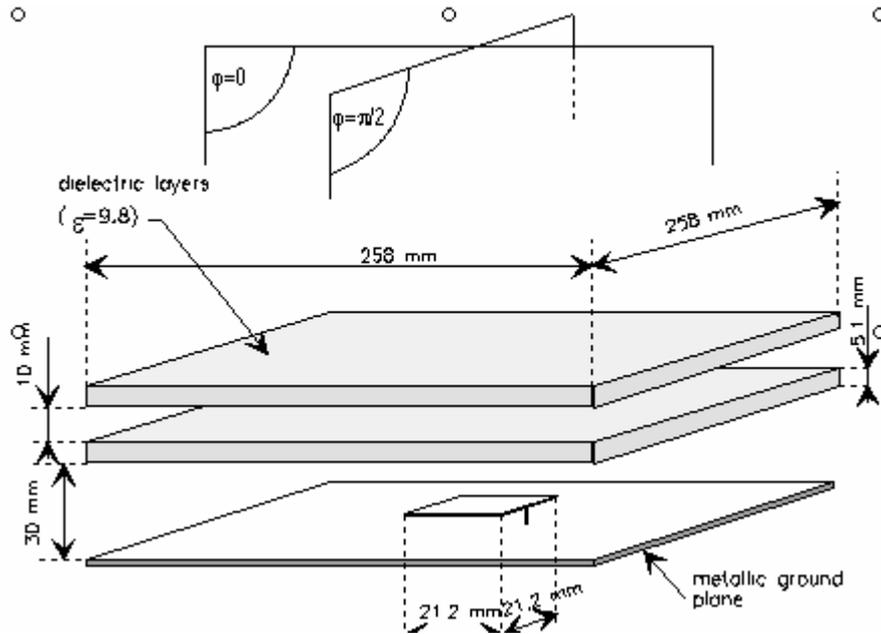


Figure I-20- Antenne BIE à matériau 1D. {Schéma repris de la référence [22]}.

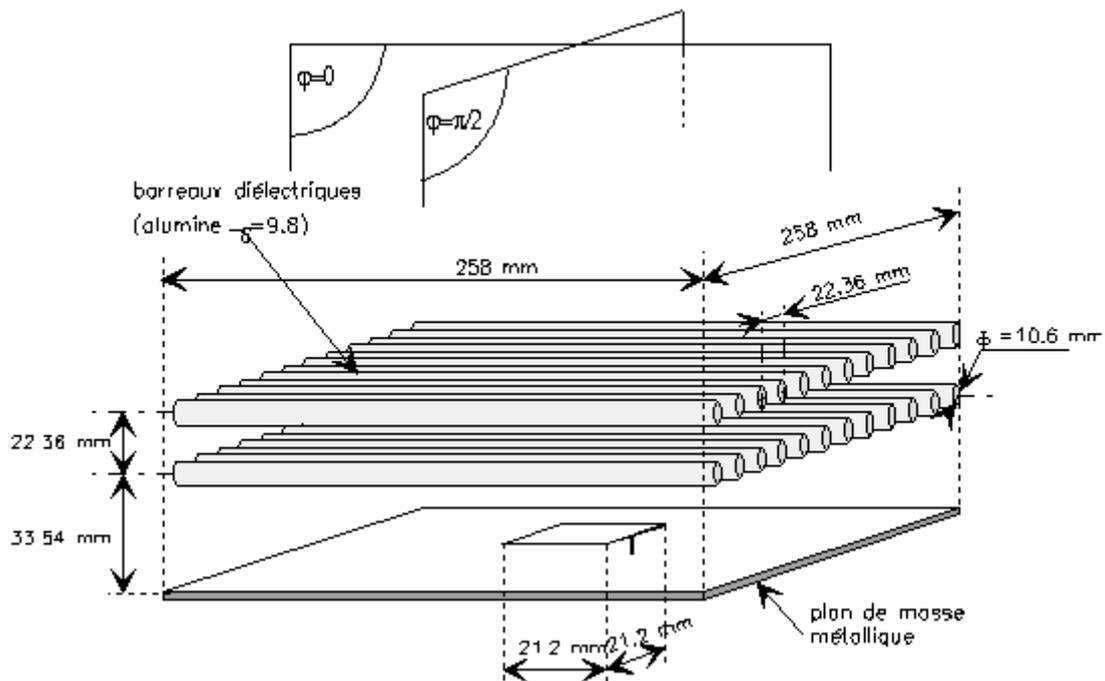


Figure I-21- Antenne BIE à matériau 2D. {Schéma repris de la référence [23]}.

La conception d'une antenne alternative aux antennes réseaux et aux antennes à réflecteurs paraboliques et lentilles va ouvrir une nouvelle voie de recherche sur une antenne directive faible encombrement.

Plus tard, les études pour améliorer les performances de cette antenne vont se succéder. L'évolution des réseaux de télécommunications conduit les chercheurs à introduire de nouvelles fonctions dans l'antenne. De nouveaux besoins en termes de gain, bande passante, polarisation, diagramme de rayonnement se présentent.

Modifier la structure actuelle de l'antenne pour qu'elle assure de nouvelles fonctionnalités s'avère nécessaire: à savoir un fonctionnement multifréquences, un encombrement toujours plus réduit, une bande passante plus large, et un dépointage du lobe... D'où la nécessité de rechercher de nouveaux matériaux tels que les métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes PRS, qui apportent de nouvelles fonctionnalités telles qu'un fonctionnement multi-bandes ou large bande, etc.

I.5.1. Emploi de métasurfaces dans la conception des antennes à résonateur BIE

Les surfaces partiellement réfléchissantes PRS proposées en 1956 [13] sont reprises en 2001 et elles sont à nouveau utilisées pour concevoir l'interface supérieure de l'antenne à résonateur BIE (Figure I-22) [24-25].

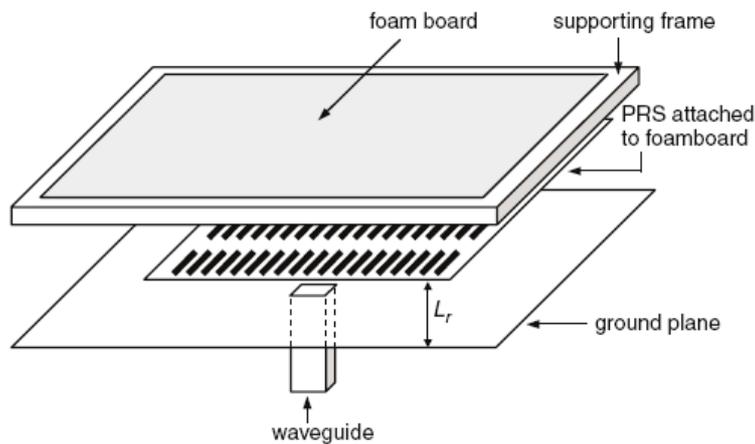


Figure I-22- Schéma du résonateur BIE étudié. La surface PRS utilisée est composée de dipôles, l'excitation de l'antenne est réalisée par un guide d'onde. {Schéma repris de la référence [24]}.

Des surfaces PRS à taux de remplissage différent D1-PRS et D2-PRS sont étudiées. Les performances des antennes employant ces surfaces en interface supérieure dépendent de la réflectivité des surfaces utilisées (Figure I-23).

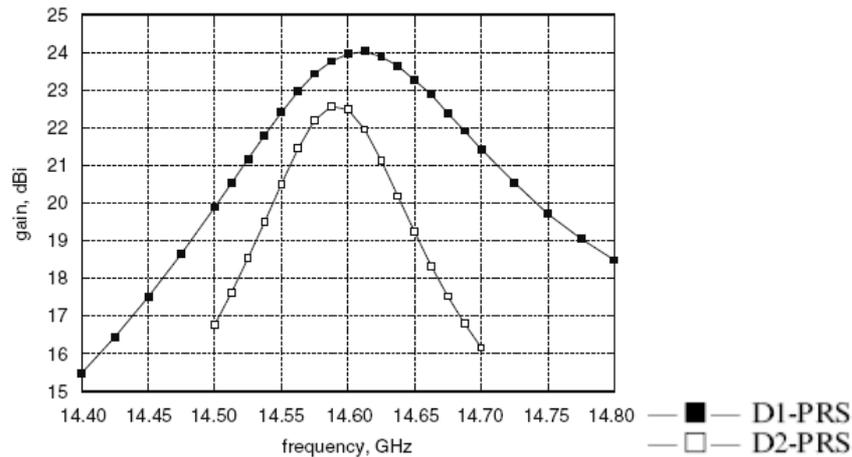


Figure I-23- Gain estimé des antennes à surfaces PRS en interface supérieure. La réflectivité en module de la surface D1-PRS est plus importante que celle de la surface D2-PRS. Le gain de l'antenne employant la surface D1-PRS est donc plus important que celui de l'antenne employant la surface D2-PRS. {Résultat repris de la référence [24]}.

En 2004, une étude [26-28] propose de réduire l'encombrement en hauteur de l'antenne à résonateur BIE par l'emploi d'une structure appelée conducteur magnétique artificiel AMC (Artificial Magnetic Conductor). Cette structure remplace le plan électrique de l'antenne. Composée d'une surface partiellement réfléchissante imprimée sur un substrat diélectrique au dessus d'un plan métallique, elle est caractérisée par une phase de réflexion qui varie entre π et $-\pi$ avec un passage par 0° à la fréquence de résonance (Figure I-24).

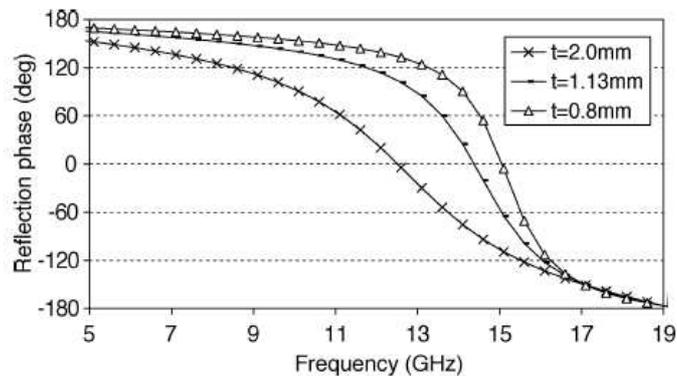


Figure I-24- Etude paramétrique de la phase de réflexion de la structure AMC, pour différentes valeurs de l'épaisseur t du substrat diélectrique. {Résultats repris de la référence [27]}.

A la résonance, la structure AMC se comporte comme un conducteur magnétique parfait réfléchissant les ondes incidentes avec une phase de 0° .

Grâce à sa phase variable avec la fréquence, contrairement à un plan électrique de phase constante π , l'emploi de la structure AMC dans l'interface inférieure de l'antenne, permet de réduire l'encombrement en hauteur de cette dernière (Figure I-25). L'encombrement est d'autant plus réduit que la valeur de phase est faible, il est donc optimal à la fréquence de résonance.

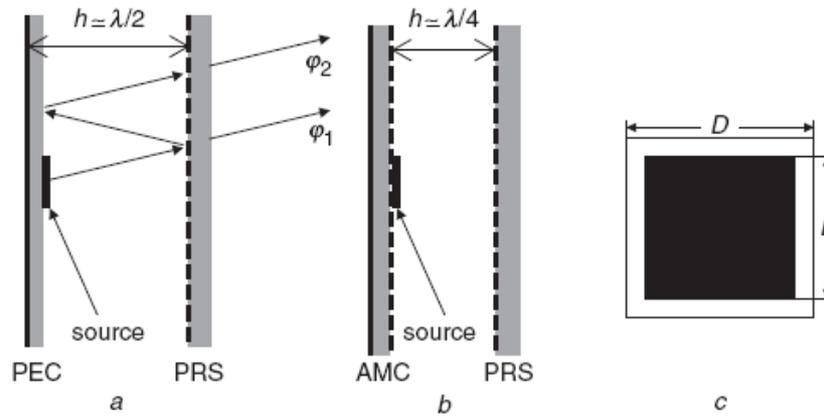


Figure I-25- a)- Schéma du résonateur BIE formé entre un plan électrique PEC (Perfect Electric Conductor) et une PRS, de hauteur $h \approx \lambda/2$. b)- Schéma du résonateur formé entre la structure AMC et la PRS, de hauteur $h \approx \lambda/4$. c)- Géométrie du motif utilisé pour la conception de la structure AMC. {Schémas repris de la référence [27]}.

Des patches sont utilisés pour concevoir la structure AMC de l'étude, les patches sont imprimés sur un substrat diélectrique et ils sont déposés sur un plan métallique. Le fait de remplacer le plan de masse de l'antenne BIE par la structure AMC ainsi conçue permet une réduction de 50 % de la hauteur. Une cavité résonante de hauteur $\lambda/4$ est ainsi créée. Malgré la réduction de l'encombrement de la cavité, la valeur de directivité est maintenue à 19 dB (Figure I-26).

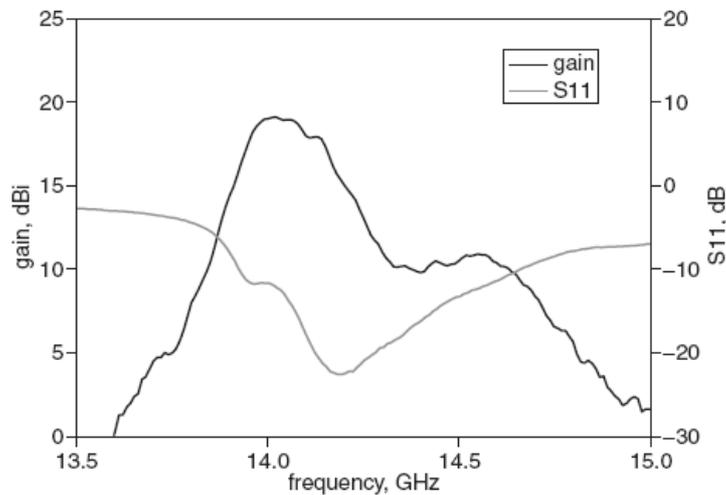


Figure I-26- Gain et adaptation mesurés de l'antenne à base du plan de masse AMC. {Résultat repris de la référence [27]}.

Une étude en 2005 [29] propose de réduire l'épaisseur de l'antenne BIE jusqu'à $\lambda/16$. L'antenne est construite à partir d'une surface mushroom (elle est conçue d'une surface partiellement réfléchissante imprimée sur un substrat diélectrique et reliée à un plan métallique par l'intermédiaire de vias) en plan de masse et d'une grille métallique en interface supérieure (Figure I-27).

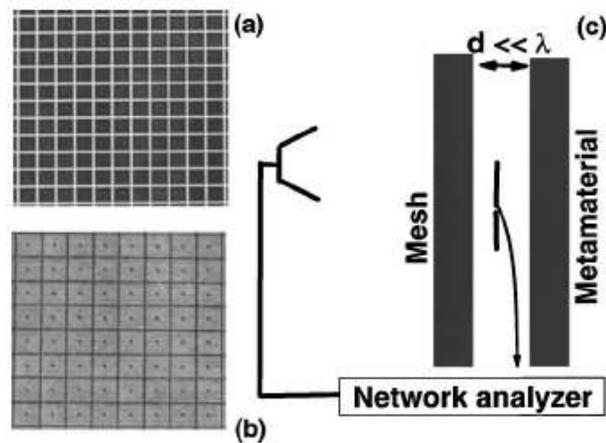


Figure I-27- Schéma des deux surfaces (a) en interface supérieure de l'antenne (b) en interface inférieure. (c) schéma du résonateur BIE. {Schémas repris de la référence [29]}.

La hauteur de la cavité est calculée en fonction de la longueur d'onde de travail et elle est tracée (Figure I-28), de très faibles valeurs d'épaisseur sont obtenues.

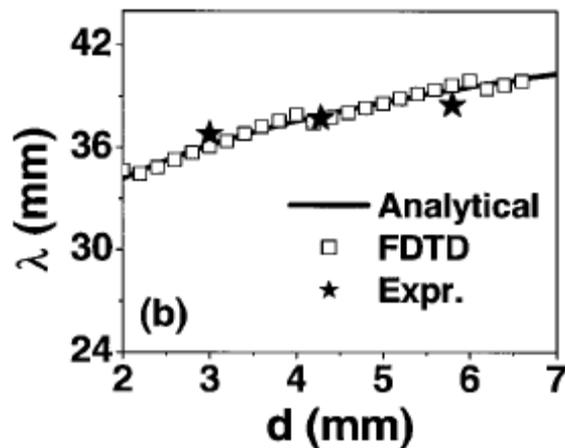


Figure I-28- Hauteur d de la cavité résonnante en fonction de la longueur d'onde de travail. {Résultat repris de la référence [29]}.

La possibilité de réduire la taille de l'antenne BIE selon son axe de propagation a été revue en 2006 [30-31]. Deux structures de type AMC (Figure I-29) sont utilisées pour former le résonateur. La première est appelée HIS-AMC, elle est employée en plan de masse de l'antenne. La deuxième est appelée PRS-AMC, elle est constituée de deux surfaces PRS à motifs croix et carrés.

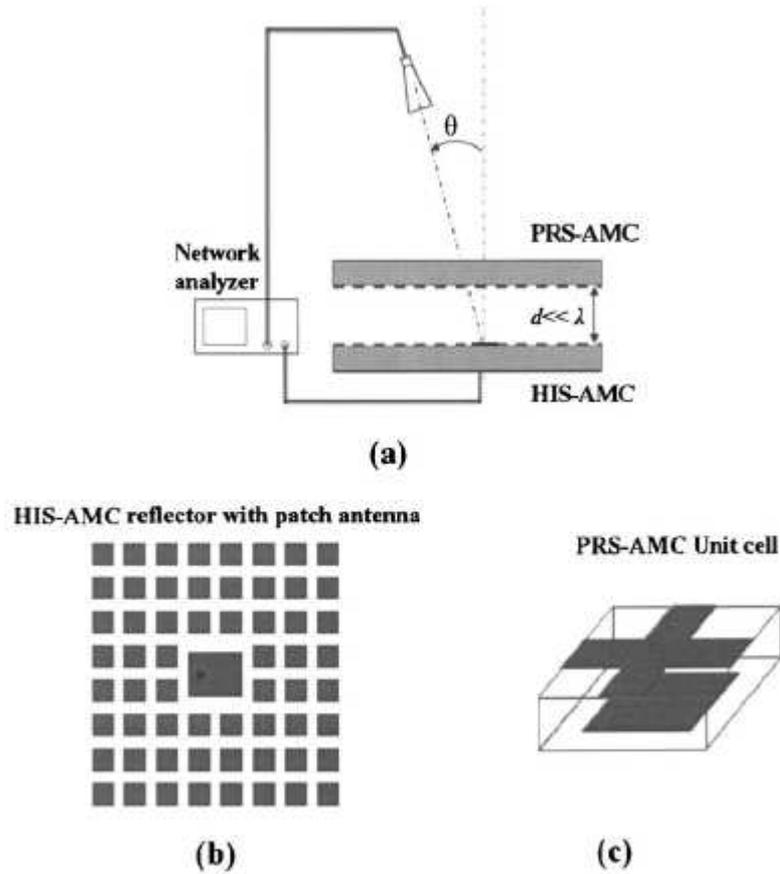


Figure I-29- (a) Méthode de mesure de l'antenne. (b) Vue du haut de la structure HIS-AMC utilisée pour construire le plan de masse de l'antenne. (c) Motif de la structure PRS-AMC employée en interface supérieure de l'antenne. {Schémas repris de la référence [30]}.

Le passage par 0° de la phase est réglé pour avoir lieu à la même fréquence pour les deux structures AMC. Le calcul de la hauteur selon la condition de résonance de la cavité permet alors d'obtenir des hauteurs très faibles de l'ordre de $\lambda/60$ (Figure I-30).

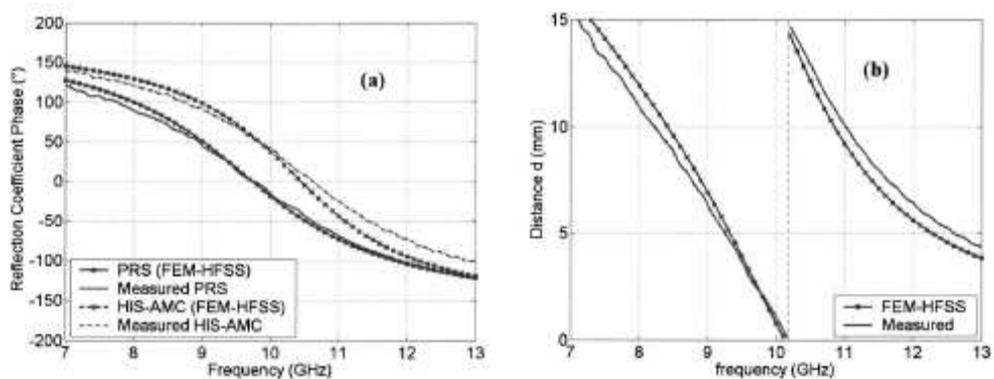


Figure I-30- A gauche, phase de réflexion calculée et mesurée de chacune des deux structures PRS-AMC en interface supérieure et HIS-AMC en plan de masse. A droite, hauteur calculée et mesurée de la cavité. {Résultats repris de la référence [30]}.

Toujours en 2006, une antenne BIE dont la paroi supérieure est composée de deux surfaces partiellement réfléchissantes PRS est étudiée (Figure I-31) [32].

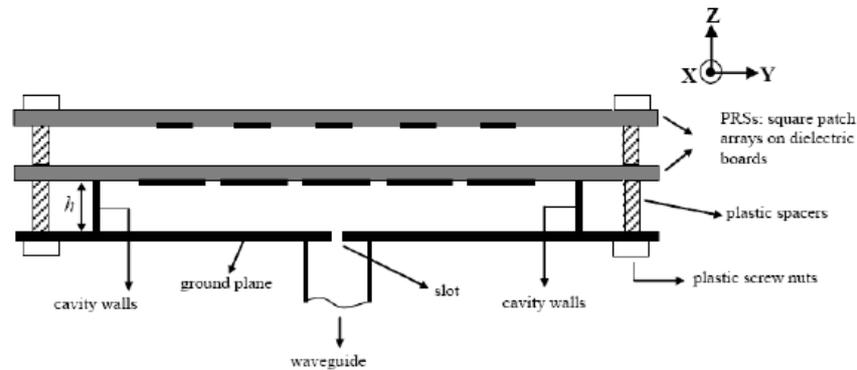


Figure I-31- Antenne BIE large bande d'épaisseur λ . {Schéma repris de la référence [32]}.

L'objectif est d'obtenir des profils de phase croissants afin d'améliorer les bandes des antennes BIE limitées par la décroissance de phase de réflexion de leurs interfaces. La bande en rayonnement obtenue en antenne est de l'ordre de 9 % pour un gain de 19 dB, soit 2 % de gain en bande par rapport à une structure d'antenne BIE diélectrique (Figure I-32). L'inconvénient que présente ce type de configuration est l'augmentation de l'épaisseur de l'antenne. L'épaisseur mesure λ au lieu de $\lambda/2$, la hauteur séparant les deux surfaces de l'interface supérieure étant de $\lambda/2$.

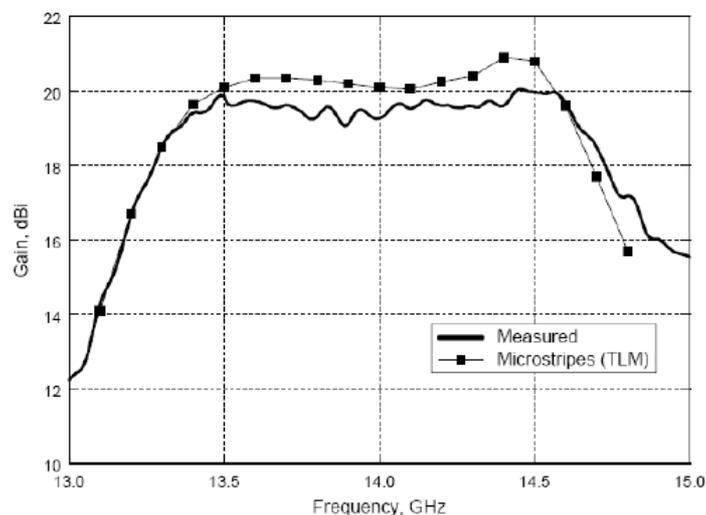


Figure I-32- Directivité fréquentielle de l'antenne à double surfaces PRS en interface supérieure. {Schéma repris de la référence [32]}.

I.6. Présentation du travail de thèse

Le bref état de l'art qui a été présenté permet de dégager un grand axe de recherche autour des antennes à résonateur BIE. Il consiste à employer des métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes pour des applications comme le multi-bandes, l'élargissement de la bande passante et d'une manière générale la reconfigurabilité.

Le sujet de ce travail de thèse s'inscrit dans le contexte de conception d'antennes BIE à base de surfaces partiellement réfléchissantes. Le développement d'une telle voie de recherche nécessite de cerner les potentialités des différentes configurations envisageables de manière à dégager celles qui sont capables d'apporter des optimisations à l'antenne en question.

L'antenne à résonateur BIE est constituée de deux interfaces et d'une source d'excitation. L'interface supérieure est classiquement constituée d'une ou plusieurs lames diélectriques ou d'une surface de tiges métalliques, et l'interface inférieure d'un plan de masse. Les deux interfaces présentent des profils de phase constants ou linéairement décroissants, limitant ainsi les performances de l'antenne notamment en termes de bande passante. Des profils de phase variables/croissants sont souhaitables.

Une méthode de généralisation de la conception de l'antenne BIE quelque soit les structures utilisées dans la construction de ses interfaces, de telle sorte que ces dernières puissent présenter les profils de phase souhaités. L'objectif est d'apporter de nouvelles propriétés au niveau des interfaces susceptibles d'améliorer les performances de l'antenne.

L'antenne de base utilisée pour effectuer l'étude de différentes structures est une antenne BIE métallique (Figure I-33). Le recours à des structures métalliques peut être justifié de la manière suivante. Contrairement aux structures diélectriques, les surfaces métalliques composées de motifs périodiques sont en général peu encombrantes en hauteur, et leur réflectivité peut être modélisée en maîtrisant l'espacement entre les différents motifs.

Des valeurs de réflectivités importantes peuvent être simplement obtenues en augmentant le taux de remplissage de ces surfaces, sans toutefois faire appel à un système multi-étages volumineux comme dans le cas du diélectrique. Au-delà de cette propriété, les structures métalliques peuvent présenter des phases de réflexion inférieures à π , d'où la possibilité de modéliser l'encombrement vertical de l'antenne et notamment de régler h à des valeurs inférieures à $\lambda/2$. Des structures métalliques telles que les tiges parallèles au champ E de l'excitation ou leur dual ont été employées pour la conception des antennes BIE [33-34].

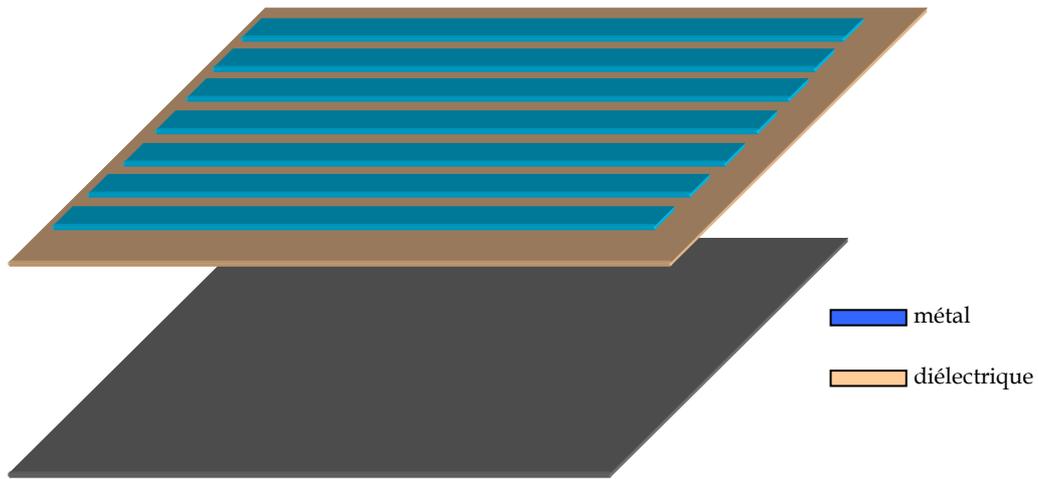


Figure I-33- Antenne à résonateur BIE de base. Interface supérieure composée de tiges métalliques 1D parallèles au champ électrique de l'excitation.

Nous faisons appel à des surfaces partiellement réfléchissantes bidimensionnelles pour réaliser les nouvelles structures. Deux familles de structures sont employées: la première est un plan de masse structuré, il est constitué d'une surface partiellement réfléchissante déposée sur un plan métallique (Figure I-34). Le plan de masse structuré est utilisé dans l'interface inférieure de l'antenne.

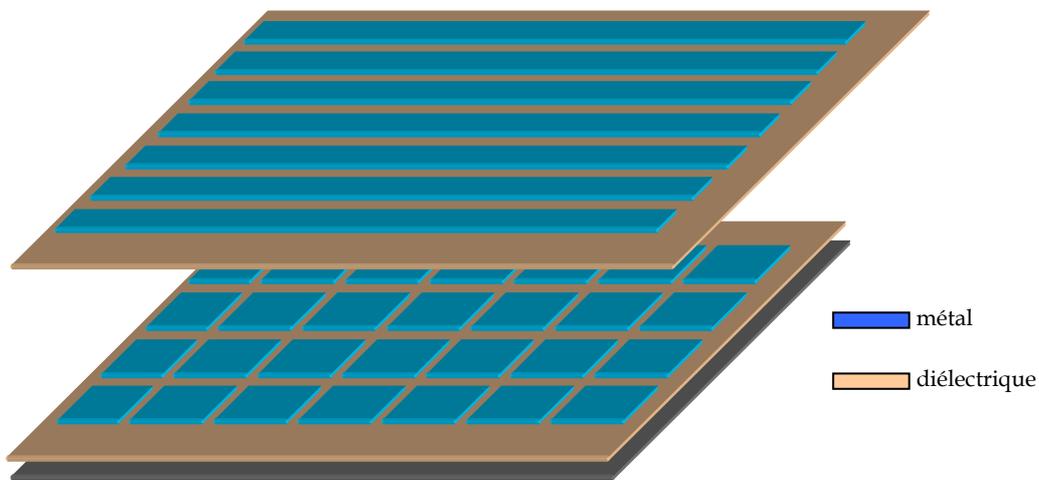


Figure I-34- Interface inférieure structurée de l'antenne à résonateur BIE.

La deuxième structure est une structure multi-PRS, c'est un système à multiple surfaces partiellement réfléchissantes utilisé pour concevoir l'interface supérieure de l'antenne (Figure I-35).

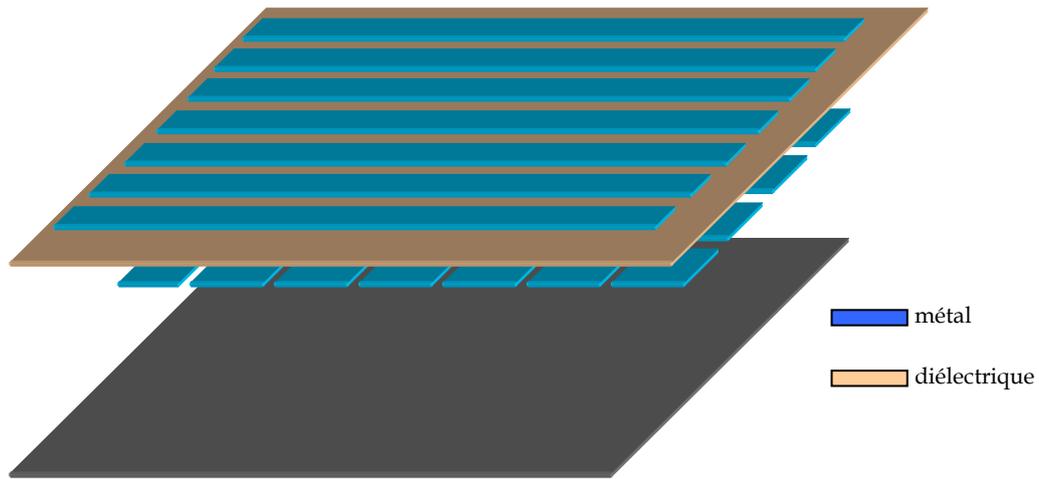


Figure I-35- Interface supérieure structurée de l'antenne à résonateur BIE.

Les nouvelles configurations obtenues, vont dans certains cas aboutir à des améliorations des performances de l'antenne, telles que l'optimisation des bandes de rayonnement, de la qualité des diagrammes, de l'encombrement vertical, l'obtention d'un fonctionnement multi-bandes...

CHAPITRE II

Méthode de généralisation de la conception de l'antenne BIE

- Méthode de conception de l'antenne BIE métallique
- Validation de la méthode avec des métasurfaces
- Généralisation de la conception de l'antenne BIE quelle que soit la structure utilisée pour réaliser ses interfaces

CHAPITRE II: METHODE DE GENERALISATION DE LA CONCEPTION DE L'ANTENNE BIE

II.1. Introduction

Ce chapitre propose de généraliser la conception de l'antenne BIE. L'antenne souvent constituée d'un empilement de couches diélectriques ou d'une simple surface de tiges métalliques en interface supérieure et d'un plan métallique en interface inférieure [33-37], peut désormais accueillir au niveau de ses interfaces de nouveaux types de matériaux: l'interface supérieure peut être toujours construite avec des lames diélectriques comme elle peut être composée d'une surface partiellement réfléchissante PRS ou un empilement de surfaces PRS ou encore un méta-matériau, etc. L'interface inférieure est réalisable à partir de surfaces partiellement réfléchissantes déposées sur un plan métallique.

Les miroirs du résonateur BIE classique disposent de phases à la réflexion constantes égales à π (plan de masse métallique) ou variables mais dont la variation est linéairement décroissante (empilement de couches diélectriques, surface de tiges métalliques). Les performances de l'antenne BIE sont fortement liées à la réflectivité de ses miroirs et en particulier au profil et à la valeur de la réflectivité en phase. Des profils de phase tels que ceux des interfaces d'un résonateur BIE classique ne favorisent pas un fonctionnement large bande de l'antenne. De plus, ils limitent son encombrement en hauteur à $\lambda/2$.

L'une des problématiques principales des antennes directives est généralement leur faible bande passante en rayonnement. L'antenne BIE fait partie des antennes directives à faible bande de fonctionnement. La solution à ce type de problème consiste à modifier la réflectivité en phase de ses interfaces. Des métasurfaces de différentes réflectivités sont donc utilisées en paroi supérieure de l'antenne. L'emploi de ces surfaces ne conduit pas à des améliorations satisfaisantes au niveau de la bande passante. De nouveaux profils de phase sont donc recherchés, ils sont obtenus par l'assemblage de métasurfaces ou par le dépôt de ces surfaces au dessus d'un plan métallique.

II.2. Conception et limitations de l'antenne BIE

Jusqu'à présent, l'antenne BIE planaire a toujours été présentée comme étant un résonateur composé de deux miroirs. Le premier miroir généralement constitué par un empilement de lames diélectriques ou une surface de tiges métalliques (Figure II-1), est partiellement réfléchissant et possède une phase à la réflexion φ_{sup} dont le profil est linéairement décroissant et dont la valeur est proche de π . Le second miroir, étant un plan de masse métallique, celui-ci est totalement réfléchissant et possède une phase de réflexion φ_{inf} égale à π .

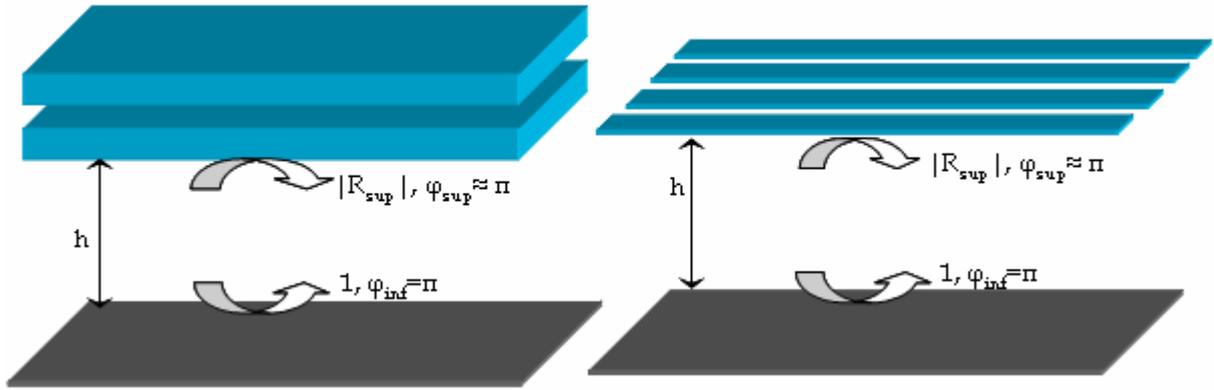


Figure II-1- A gauche, antenne à résonateur BIE diélectrique. A droite, antenne à résonateur BIE métallique.

La hauteur h du résonateur est calculée en fonction des phases à la réflexion des interfaces selon l'équation (II.1).

$$h = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\varphi_{sup} + \varphi_{inf}}{2\pi} \right) \quad (II.1)$$

Elle est donc de l'ordre de $\lambda_0/2$ à la fréquence de travail. Malgré leur faible encombrement par rapport aux antennes à réflecteurs paraboliques, les antennes BIE restent encombrantes par rapport aux réseaux de patches dont l'épaisseur est inférieure à la longueur d'onde (de l'ordre de $\lambda_0/20$ à $\lambda_0/100$).

De même pour la bande passante en rayonnement, elle dépend des profils des phases au niveau des interfaces selon l'équation (II.2).

$$\varphi_{sup}(f) + \varphi_{inf}(f) - 2k_c(f)h(f) = 2n\pi \quad (II.2)$$

φ_{inf} étant constante, $\Delta\varphi = \varphi_{sup} + \varphi_{inf}$ suit la même variation que φ_{sup} , elle possède donc un profil linéairement décroissant. $2k_c h$ est une droite de pente positive. L'équation (II.2) est donc satisfaite dans une faible bande de fréquences. La bande en rayonnement de l'antenne est en conséquence très faible. Cela constitue l'inconvénient principal des antennes BIE.

Deux paramètres de l'antenne qui sont sa hauteur et sa bande passante ne peuvent pas être améliorés à cause de l'emploi de structures dont la variation ou la valeur de phase sont inappropriées. Le problème réside donc dans la nature des structures utilisées. La solution suggérée est celle d'utiliser de nouveaux types de surfaces offrant de nouveaux profils de phase, pour répondre aux besoins accrus en termes de réduction de hauteur et d'élargissement de la bande passante en rayonnement des antennes. Les nouvelles surfaces sont les métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes.

II.3. Les surfaces partiellement réfléchissantes

Les surfaces partiellement réfléchissantes PRS ou métasurfaces peuvent être employées dans le système à résonateur BIE. L'objectif de leur utilisation dans l'antenne BIE est d'obtenir de nouveaux profils de phase permettant éventuellement d'améliorer la bande passante de l'antenne.

L'analyse de ces surfaces est généralement effectuée en admettant que la structure est planaire, infinie et périodique. Les champs et les courants dans le plan peuvent être alors représentés dans la base des modes de Floquet. Il est suffisant de représenter le champ ou le courant sur un seul motif de la surface périodique pour décrire d'une façon complète le problème.

Les motifs de la PRS sont périodiques selon une ou deux dimensions. Excitées par une onde plane, ces surfaces agissent comme des filtres fréquentiels. La PRS 1D a déjà été employée pour construire l'interface supérieure de l'antenne BIE [33-34]. Elle est en général constituée de tiges métalliques minces et parallèles au champ E de l'excitation. Ce type de surfaces se comporte comme un filtre fréquentiel passe-haut et possède une phase à la réflexion de π en basses fréquences (domaine d'utilisation dans l'antenne BIE). Le dual de cette surface obtenu par l'application du théorème de Babinet, se comporte comme un filtre passe-bas avec une phase à la réflexion de $-\pi$.

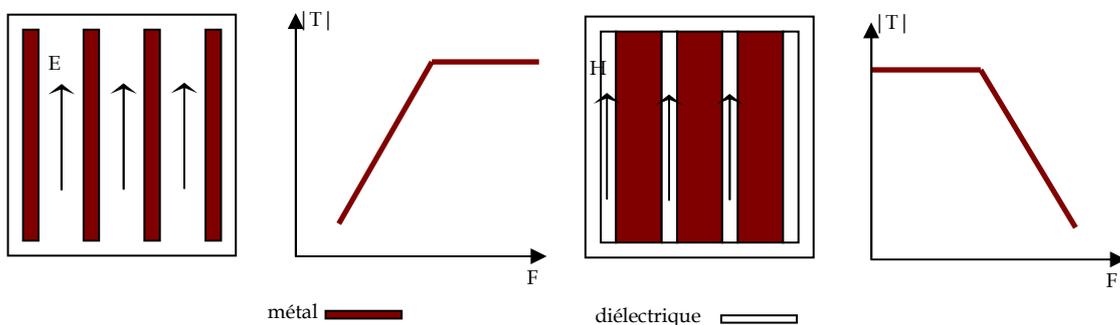


Figure II-2- A gauche, PRS 1D composée de tiges métalliques parallèles au champ E de l'excitation. A droite, son dual obtenu par le théorème de Babinet.

Les PRS 2D sont des surfaces composées d'un agencement périodique 2D d'éléments métalliques ou d'ouvertures dans un plan métallique. La réponse fréquentielle d'une PRS 2D dépend de la forme de ses motifs. Une PRS à patchs métalliques déconnectés se comporte comme un filtre passe-bas. Son dual, la grille métallique, est caractérisé par un filtre passe-haut. La PRS composée d'anneaux métalliques, offre un comportement de filtre stop-bande. Son dual, la grille métallique pourvue de patchs déconnectés se comporte comme un filtre passe-bande.

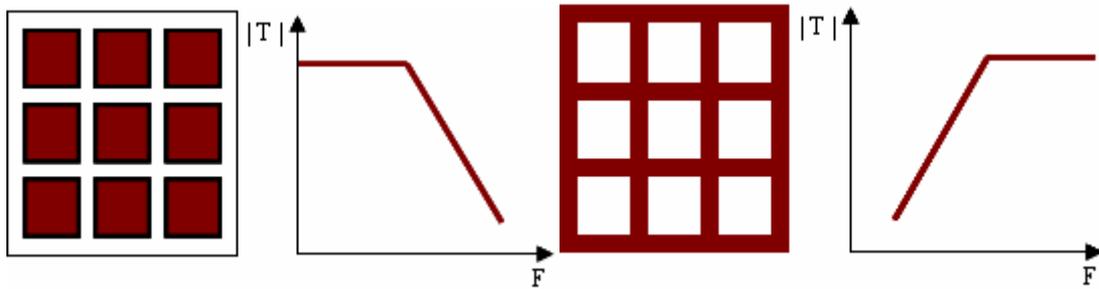


Figure II-3- PRS 2D à comportement passe-bas et passe-haut en transmission. A gauche, une PRS passe-bas à patchs métalliques déconnectés. A droite, une grille métallique à comportement passe-haut.

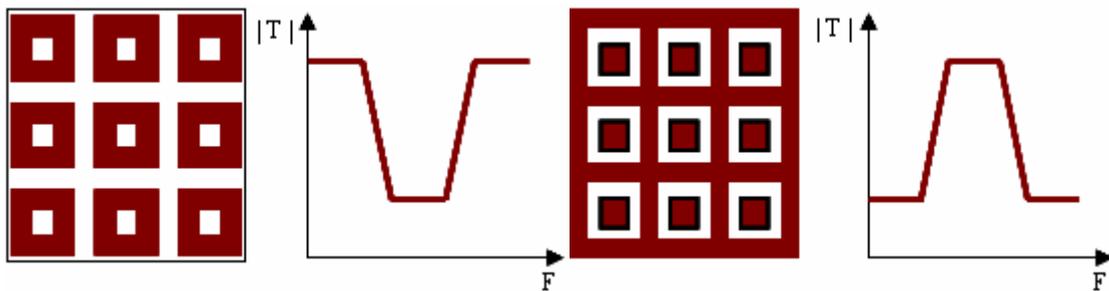


Figure II-4- PRS 2D à comportement stop et passe-bande en transmission. A gauche, une PRS stop-bande à anneaux métalliques. A droite, son dual composé d'une grille métallique dotée de patchs déconnectés, à comportement passe-bande.

Il existe d'autres géométries de motifs pour une surface PRS 2D. Nous citons parmi elles, les croix et les anneaux circulaires qui appartiennent à la catégorie des filtres stop-bande en transmission. Ces géométries ont trouvé des applications dans le domaine de micro-ondes tout comme les géométries classiques à motifs carrés. Les croix sont utilisées pour réaliser des absorbants à base de surfaces partiellement réfléchissantes [38] pour des applications WLAN 5 GHz. Elles sont aussi utilisées pour créer des conducteurs magnétiques artificiels dans une bande de fréquences précise, avec une faible sensibilité par rapport à l'angle d'incidence [39-40].

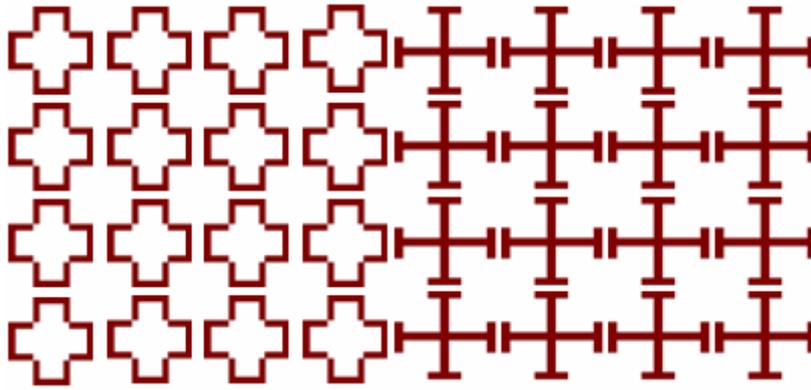


Figure II-5- PRS 2D à motifs croix.

Grâce à leur fonction de filtrage fréquentiel, les surfaces partiellement réfléchissantes sont utilisées dans des systèmes réflecteurs [41-43]. Elles sont aussi utilisées pour supprimer ou réduire les lobes indésirables dans la bande de fonctionnement d'une antenne [44-45]. Associées à un plan métallique, elles se comportent comme des surfaces à haute impédance dans une certaine bande de fréquences. Elles sont dans certains cas connectées au plan de masse par l'intermédiaire des vias métalliques. La présence des vias permet la création d'une bande interdite aux ondes de surface en mode TE et TM aux alentours de la fréquence de résonance [46-47].

L'intérêt de l'utilisation de ce type de surfaces dans la conception de l'antenne BIE [48-49], réside dans la fonction de filtrage fréquentiel qu'elles assurent vis-à-vis les longueurs d'ondes incidentes.

Ces surfaces vont être employées pour concevoir l'interface supérieure de l'antenne à résonateur BIE. L'objectif est d'améliorer la bande passante en rayonnement de l'antenne limitée par le profil de phase du matériau habituellement utilisé en interface supérieure. Avant d'étudier les surfaces partiellement réfléchissantes dans l'antenne BIE, la méthode de conception de l'antenne BIE métallique est détaillée.

II.4. Méthode de conception de l'antenne BIE métallique

La première phase de conception d'une antenne à résonateur BIE est celle de la conception de son interface supérieure. Le matériau qui doit assurer le rôle de la surface partiellement réfléchissante du résonateur est conçu de manière à répondre aux besoins fixés par le cahier des charges. Il convient de régler la réflectivité de ce matériau car c'est cette réflectivité qui fixera le gain de l'antenne.

Pour la conception de ce matériau, nous avons besoin de déterminer le module de son coefficient de réflexion en fonction de la directivité que l'on souhaite atteindre en antenne. Il existe des abaques [34][50] qui permettent de déterminer la valeur de la réflectivité en module d'une surface métallique nécessaire pour réaliser une directivité donnée. Ces abaques facilitent la tâche de création du mur partiellement réfléchissant, ils donnent un ordre de grandeur du taux de remplissage de la surface à utiliser.

Après avoir déterminé la réflectivité que doit présenter l'interface supérieure à la fréquence de fonctionnement fixée par le cahier des charges, il faut choisir le type et la géométrie de la structure les mieux adaptés aux besoins en termes de performances de l'antenne. Une fois le type de la structure à utiliser défini, il suffit de déterminer les dimensions de cette dernière en fonction de la réflectivité nécessaire. Pour cela, une étude paramétrique du motif élémentaire excité par une onde plane est réalisée.

Les dimensions du motif élémentaire de la structure métallique sont connues. Il est dès lors nécessaire de relever la courbe de phase de réflexion correspondante. La phase de réflexion de l'interface supérieure constitue avec la phase de réflexion de l'interface inférieure, des éléments importants pour la conception de l'antenne. Elles servent à calculer la hauteur à donner au résonateur BIE.

La hauteur du résonateur peut être calculée en utilisant l'équation suivante,

$$h = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\varphi_{\text{inf}}(f_0) + \varphi_{\text{sup}}(f_0)}{2\pi} \right) \quad (\text{II.3})$$

où c est la célérité de lumière dans le vide 3.10^8 m/s, f_0 la fréquence de fonctionnement définie par le cahier des charges, φ_{inf} la phase de l'interface inférieure du résonateur, φ_{sup} la phase de son interface supérieure.

Après avoir défini la dimension de l'antenne selon l'axe de propagation, le paramètre qui reste à déterminer pour la conception de l'antenne est sa dimension latérale. Cette dernière peut être calculée en fonction des valeurs du gain et de la longueur d'onde de fonctionnement souhaitées, en utilisant la formule (II.4).

$$G = \eta \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \quad (\text{II.4})$$

S est la surface latérale de l'antenne, λ_0 la longueur d'onde de fonctionnement, η le facteur du gain. La formule (II.4) ne garantit pas un rendement de surface de η , elle permet tout de même de calculer la surface minimale pour obtenir un gain donné.

Une fois la géométrie et les dimensions de l'antenne déterminées, nous pouvons passer au choix de la source d'excitation. La source d'excitation doit générer la même polarisation que celle visible par le matériau en interface supérieure de l'antenne. Dans le cas d'une polarisation linéaire, la source d'excitation peut être un dipôle ou un simple patch. Le paramètre qui reste à ajuster après avoir choisi la source d'excitation et l'avoir insérée dans la cavité résonnante, est l'adaptation de l'antenne. Jusqu'à présent, aucune méthode générale pour réaliser cette adaptation n'a été proposée, il y a donc recours à une étude paramétrique des caractéristiques de la source pour adapter l'antenne.

II.4.1. Validation de la méthode de conception avec une surface PRS passe-bande

Pour valider la méthode de conception qui vient d'être décrite ainsi que pour valider le concept de l'antenne BIE métallique dont l'interface supérieure est composée d'une métasurface, nous avons opté pour le cahier des charges suivant (Figure II-6) lié à une utilisation dans un réseau WiMAX:

Fréquence de fonctionnement	5 GHz
Directivité	20 dB
Bande Passante en rayonnement	5 %
Adaptation	-10 dB
Polarisation	Linéaire

Figure II-6- Cahier des charges de l'antenne.

La première étape de conception d'une antenne qui répond au cahier des charges ci-dessus est la vérification du produit directivité-bande à réaliser. Le produit directivité-bande de l'antenne est défini comme étant le produit de la directivité maximale en linéaire et de la bande passante en rayonnement. L'étape de vérification du produit directivité-bande consiste à calculer ce produit et vérifier la possibilité de l'obtenir avec une excitation mono-source. Si la valeur du produit directivité-bande de l'antenne à réaliser appartient à la courbe

qui lie la bande à la directivité de l'antenne BIE classique (Figure II-7), nous pouvons procéder à la conception de l'antenne avec une excitation mono-source.

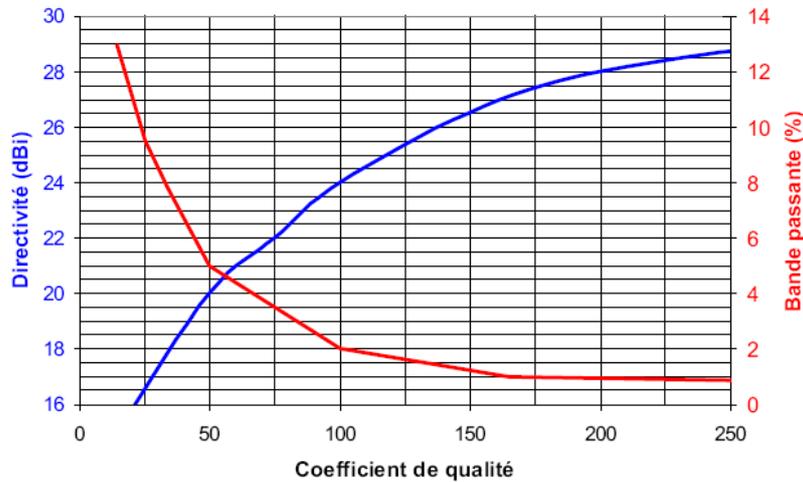


Figure II-7- Courbes de directivité et bande passante en fonction du coefficient de qualité, établies dans le cas d'une antenne BIE métallique dont l'interface supérieure est composée d'une PRS 1D et dont l'excitation est réalisée à l'aide d'un système mono-source.

Dans le cas du cahier des charges proposé, le produit (directivité, bande) correspond au produit (directivité, bande) maximal pouvant être atteint dans le cas d'une antenne BIE métallique à PRS 1D et excitation mono-source. Nous espérons concevoir une antenne BIE métallique à base de surfaces partiellement réfléchissantes bidimensionnelles PRS 2D, procurant le même produit (directivité, bande) que l'antenne à PRS 1D.

II.4.1.1. Conception de l'interface supérieure

Pour concevoir l'interface partiellement réfléchissante du résonateur BIE, nous nous référons à la courbe de directivité en fonction du module du coefficient de réflexion établie dans le cas d'une antenne BIE métallique [34][50] (Figure II-8), afin d'en déduire le module du coefficient de réflexion de la structure métallique correspondant à une directivité de 20 dB. Selon cette courbe, pour obtenir une directivité de 20 dB, le module du coefficient de réflexion minimal nécessaire est de l'ordre de 0.92.

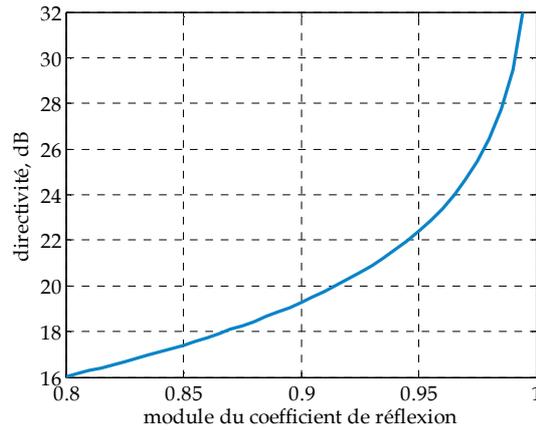


Figure II-8- Evolution de la directivité en fonction de la réflectivité en module dans le cas d'une antenne BIE métallique dont l'interface supérieure est composée d'une PRS 1D [34].

Nous avons choisi une grille métallique munie d'anneaux métalliques pour la réalisation de l'interface supérieure de l'antenne. La structure choisie est de type passe-bande en transmission. La périodicité normalisée par rapport à la longueur d'onde P/λ et le taux de remplissage de la surface ζ choisis sont respectivement 0.47 et 15 %.

La périodicité de la surface étant fixée à 28 mm, le taux de remplissage est de 15 %, nous en déduisons la largeur de cote des motifs, sa valeur est égale à 1 mm.

La surface PRS ainsi formée est représentée (Figure II-9), la largeur externe du motif de la grille est $L_{e1}=28$ mm et sa largeur interne est $L_{i1}=26$ mm, les dimensions de l'anneau métallique à l'intérieur de la grille sont $L_{e2}=15$ mm et $L_{i2}=13$ mm. Les propriétés en réflexion sont étudiées et elles sont représentées (Figure II-10).

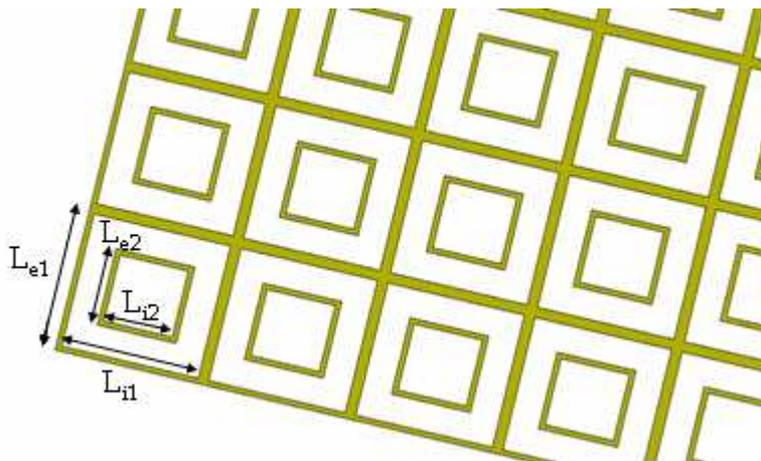


Figure II-9- Géométrie de la surface PRS 2D utilisée en interface supérieure de l'antenne à résonateur BIE.

La valeur du module du coefficient de réflexion nécessaire est obtenue à la fréquence 5.4 GHz. Elle est égale à 0.92. La surface conçue peut donc être utilisée pour la conception de l'antenne.

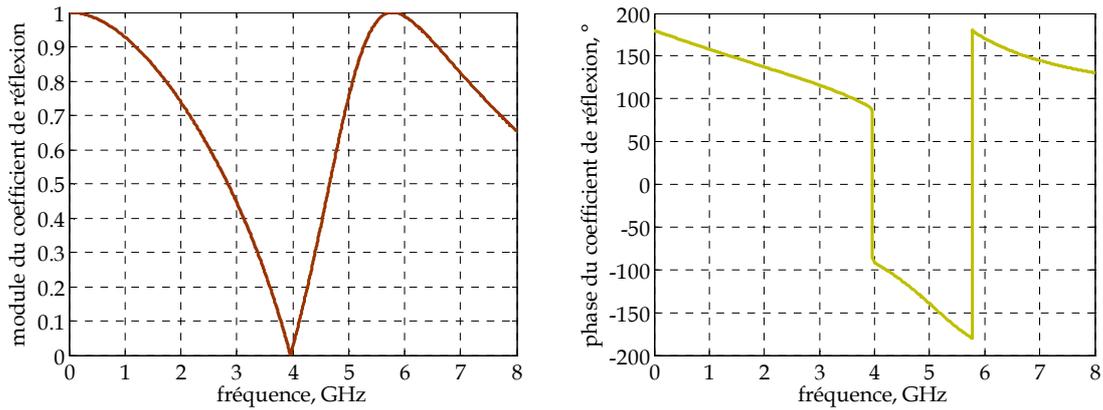


Figure II-10- A gauche, module du coefficient de réflexion de la surface partiellement réfléchissante. A droite, sa phase de réflexion.

La technologie circuit imprimé est retenue pour la réalisation de la surface, les motifs métalliques seront imprimés sur un substrat diélectrique préalablement métallisé. Le substrat choisi pour l'impression de la grille dotée d'anneaux métalliques est du duroid de permittivité relative 2.33 et d'épaisseur 3.175 mm pour garantir une rigidité suffisante à la plaque diélectrique qui sera suspendue à une hauteur h du plan de masse. Les propriétés en réflexion de la nouvelle structure sont étudiées. Comme nous pouvons le remarquer (Figure II-11) sur la courbe de la réflectivité en module, le module du coefficient de réflexion a été translaté vers les basses fréquences suite à l'emploi du substrat diélectrique.

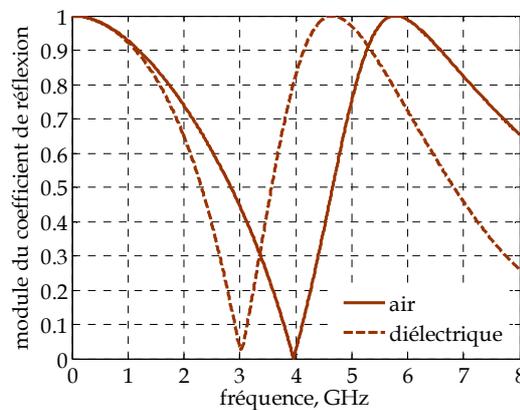


Figure II-11- Module du coefficient de réflexion de la PRS imprimée sur un substrat diélectrique comparé à celui de la PRS à substrat d'air.

La valeur de réflectivité désirée de 0.92 est obtenue à la fréquence 5.25 GHz au lieu de 5.4 GHz dans le cas de l'air (Figure II-12). La structure est donc maintenue pour la conception de l'antenne. La conception de l'interface supérieure étant faite, nous passons à la conception de l'antenne.

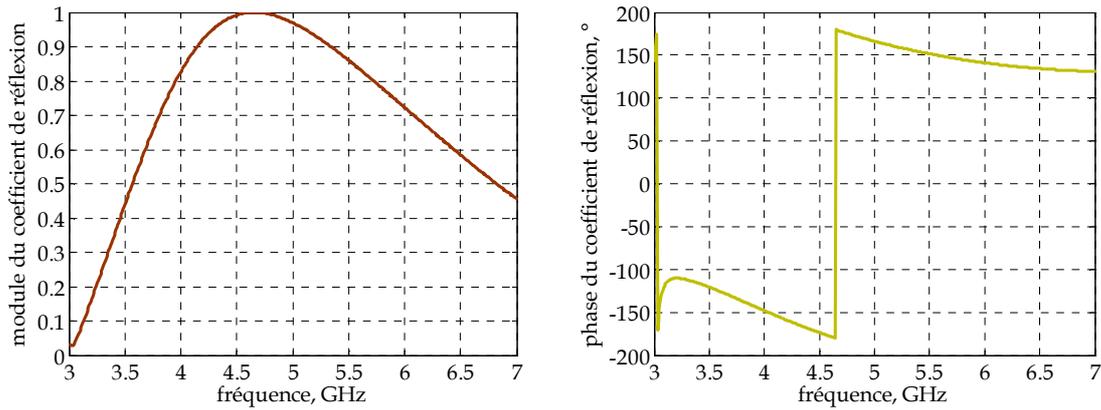


Figure II-12- Module et phase du coefficient de réflexion de la PRS imprimée sur un substrat diélectrique.

II.4.1.2. Conception de l'antenne

Pour la conception de l'antenne, nous déterminons dans un premier temps la hauteur de la cavité résonante à créer entre la surface PRS passe-bande conçue et le plan de masse. Celle-ci peut être calculée selon l'équation (II.3) en fonction de la phase de réflexion de l'interface supérieure (Figure II-13).

φ_{inf} et φ_{sup} sont respectivement égales à 180° et 160° à la fréquence f_0 . La valeur de la hauteur est par suite égale à 28 mm à la fréquence de fonctionnement.

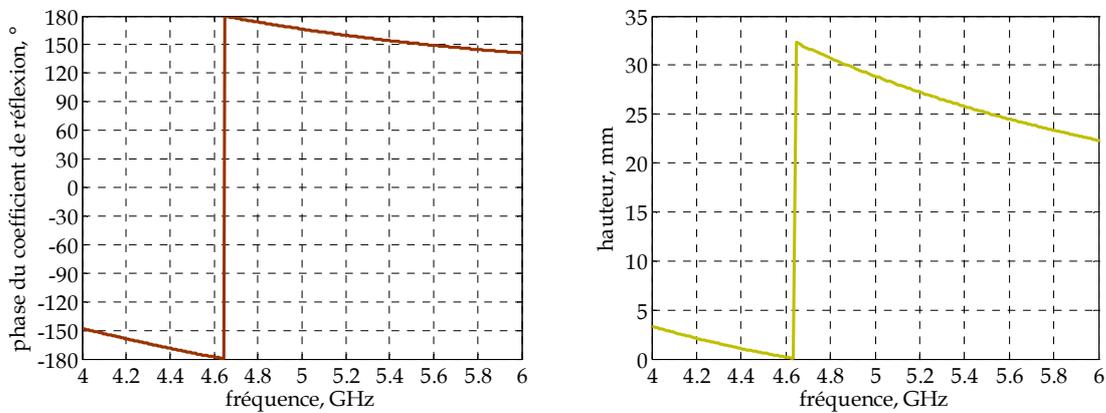


Figure II-13- A gauche, phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure. A droite, hauteur du résonateur BIE créé entre la PRS et le plan de masse.

Etant donné que le cahier des charges ne requiert pas l'emploi d'une excitation multi-sources. Le choix de l'excitation de l'antenne est porté sur une simple source d'excitation telle que le patch.

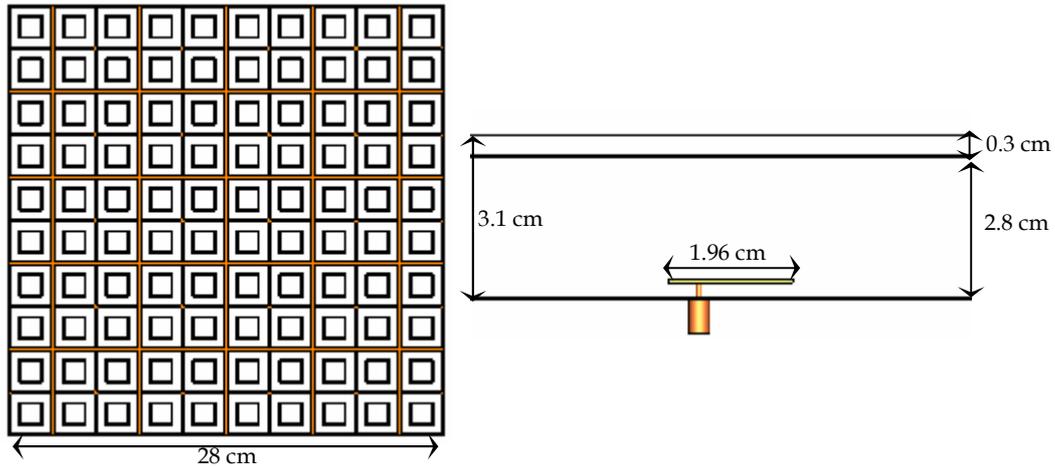


Figure II-14- Schéma de la PRS utilisée en interface supérieure de l'antenne. Schéma du résonateur BIE créé entre le plan de masse et la PRS.

La source d'excitation choisie est un patch imprimé. Le patch est imprimé sur un substrat de permittivité relative $\epsilon_r=2.33$, sa dimension l mesure 18 mm.

Après avoir déterminé la nature et la géométrie de l'interface supérieure à utiliser, et après avoir dimensionné l'antenne et choisi sa source d'excitation, il est temps de passer à l'étude de l'antenne complète. La structure simulée de l'antenne finale est représentée (Figure II-15).

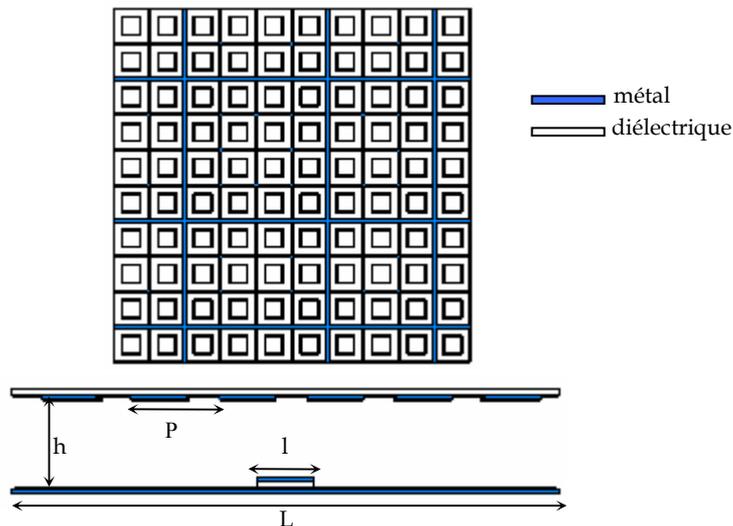


Figure II-15- Schéma de l'antenne étudiée et de son interface supérieure.

Les performances de l'antenne sont étudiées et sa directivité fréquentielle est représentée (Figure II-16). L'antenne simulée présente un gain de 20 dB, sa bande en rayonnement calculée à -3 dB du maximum de directivité vaut 4 %. La fréquence maximale de fonctionnement de l'antenne est de 5.16 GHz.

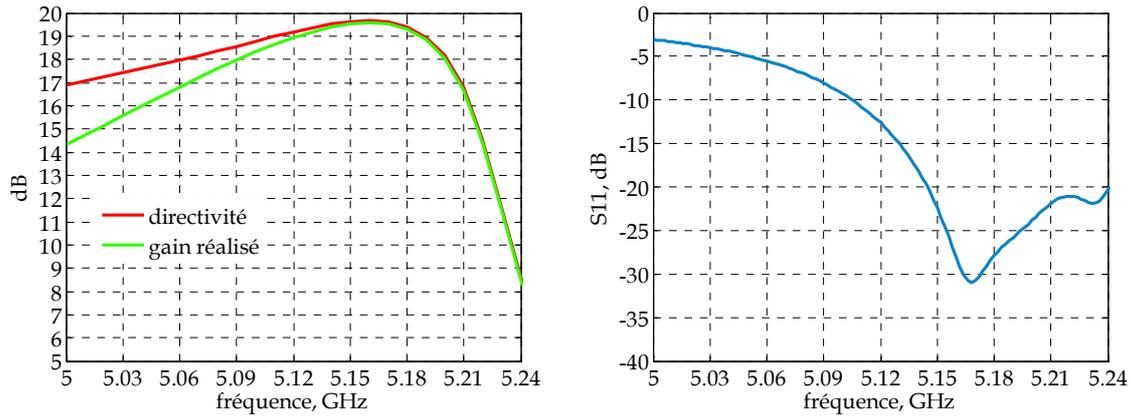


Figure II-16- Directivité fréquentielle et paramètre S_{11} .

A notre connaissance, il n'y a pas eu dans la littérature de travaux spécifiques établissant une méthode d'adaptation générale de ces antennes. L'adaptation de l'antenne BIE constitue souvent une problématique de la conception. Le fonctionnement du résonateur BIE étant porté par un mode évanescent dont l'impédance d'onde est fortement imaginaire, il est difficile de lui transférer de la puissance. L'emploi d'un patch positionné au sein de la cavité à proximité du plan de masse permet d'exciter ce mode. La résonance du patch excite le plus souvent ce mode sur une bande relativement faible par rapport à la bande de fonctionnement de l'antenne. Ce qui explique la faible bande d'adaptation généralement obtenue avec ces antennes.

Une étude paramétrique est néanmoins réalisée pour déterminer les dimensions du patch ainsi que la position du connecteur d'alimentation, permettant d'obtenir la meilleure adaptation dans la bande de fonctionnement. L'adaptation obtenue est représentée (Figure II-16). Une adaptation de -10 dB est réalisée dans la bande de fréquences 5.1 GHz – 5.3 GHz. Cette bande ne correspond pas tout à fait à la bande en rayonnement de l'antenne mais elle est uniquement décalée de 100 MHz par rapport à cette dernière. Ce qui donne un gain réalisé acceptable.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 5 GHz, 5.1 GHz, 5.16 GHz et 5.18 GHz sont visualisés (Figures II-17 et II-18). Ils présentent un rayonnement axial avec une directivité de 20 dB, et un niveau des lobes secondaires inférieur à -20 dB dans le plan H. Le niveau des lobes secondaires remonte à -18 dB dans le plan E. Le niveau de rayonnement arrière est inférieur à -25 dB.

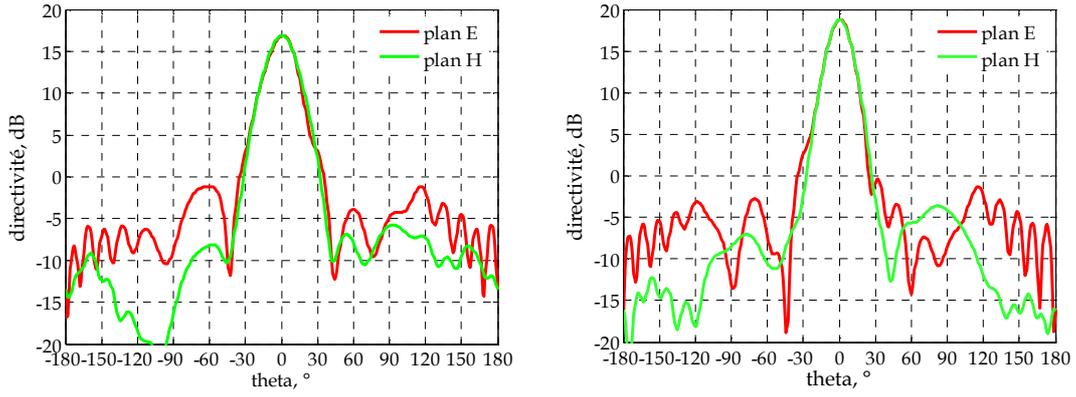


Figure II-17- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 5 GHz et 5.1 GHz.

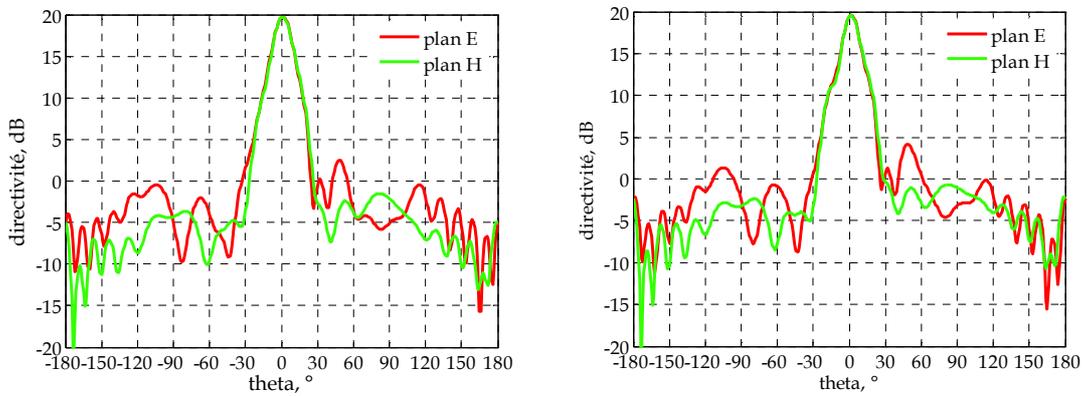


Figure II-18- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence du maximum de rayonnement 5.16 GHz et à la fréquence 5.18 GHz.

II.5. Réflectivité des métasurfaces: Intérêt dans l'antenne BIE

Afin de tester la possibilité d'améliorer la bande passante en rayonnement de l'antenne BIE, d'autres types de surfaces partiellement réfléchissantes sont étudiées en interface supérieure de l'antenne.

II.5.1. Surface PRS stop-bande

Une surface PRS 2D de type stop-bande en transmission dont les motifs sont des anneaux métalliques carrés de dimensions $L_e=26$ mm et $L_i=19$ mm et de périodicité $P=28$ mm (Figure II-19) est utilisée.

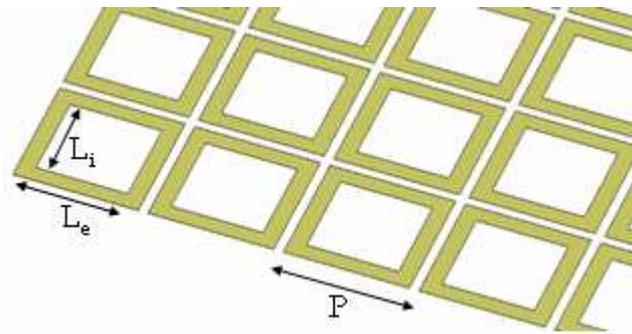


Figure II-19- Géométrie de la surface de type stop-bande utilisée. Le motif est un anneau métallique dont la largeur externe est $L_e=26$ mm et la largeur interne $L_i=19$ mm, la périodicité des motifs est $P=28$ mm.

La réflectivité de la surface stop-bande autour de 5 GHz est représentée (Figure II-20). La réflectivité en phase de la surface est de l'ordre de $-\pi$ avant la fréquence de résonance 3.8 GHz et elle est de π après cette fréquence. Son profil est linéairement décroissant.

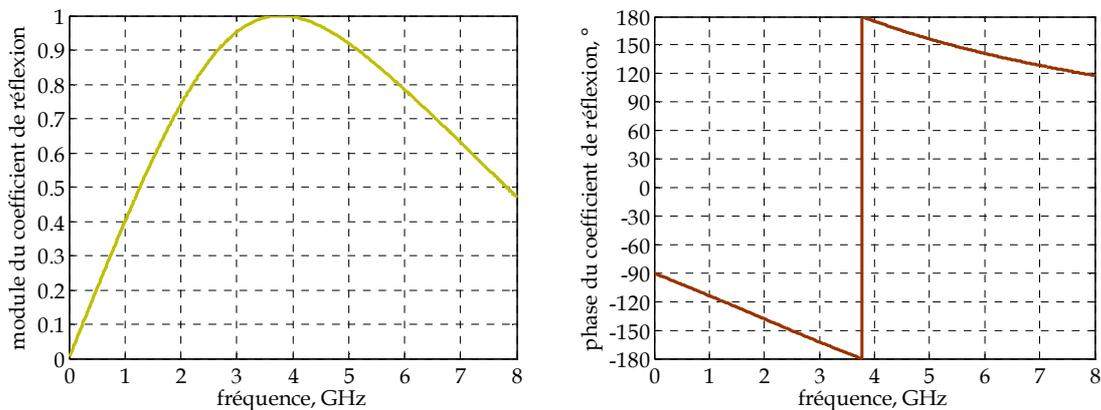


Figure II-20- Réflectivité d'une surface PRS 2D stop-bande en transmission.

II.5.2. Surface PRS passe-haut

Une surface PRS 2D de type passe-haut en transmission composée d'une grille métallique dont les dimensions des motifs sont $L_e=28$ mm et $L_i=20$ mm (Figure II-21) est employée.

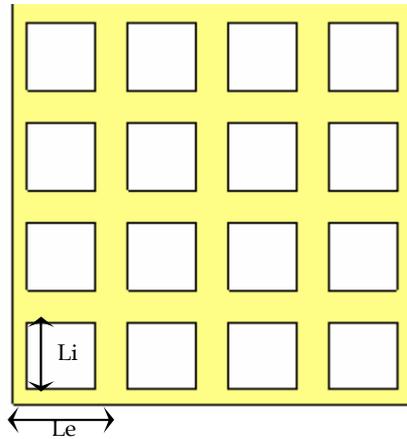


Figure II-21- Géométrie de la surface de type passe-haut utilisée. La largeur externe du motif de la grille métallique est $L_e=28$ mm et leur largeur interne est $L_i=20$ mm.

La réflectivité de la surface passe-haut en transmission est représentée (Figure II-22). La réflectivité en phase de la surface est de l'ordre de π , le profil de phase est linéairement décroissant (réflectivité en phase similaire à un empilement de couches diélectriques).

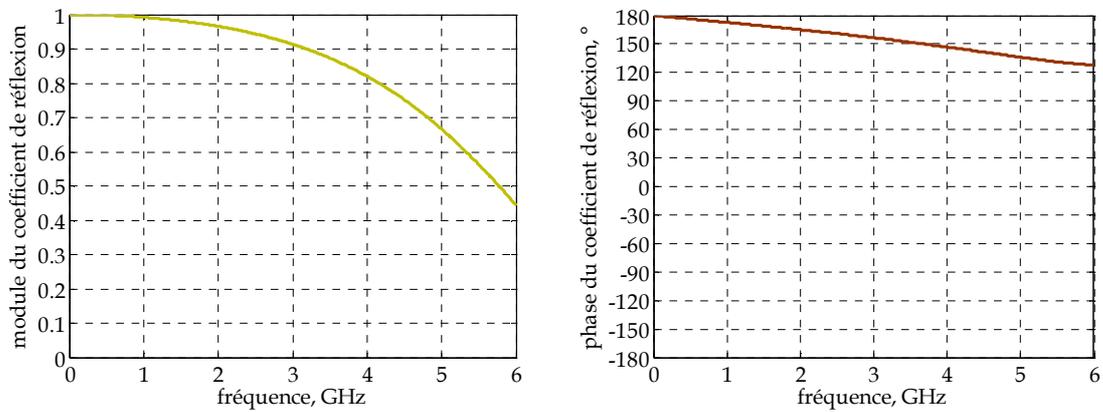


Figure II-22- Réflectivité d'une surface PRS 2D passe-haut en transmission.

II.5.3. Surface PRS passe-bas

La surface PRS employée est une PRS 2D de type passe-bas en transmission composée de patches carrés déconnectés de dimension $L=19$ mm et de périodicité $P=20$ mm (Figure II-23).

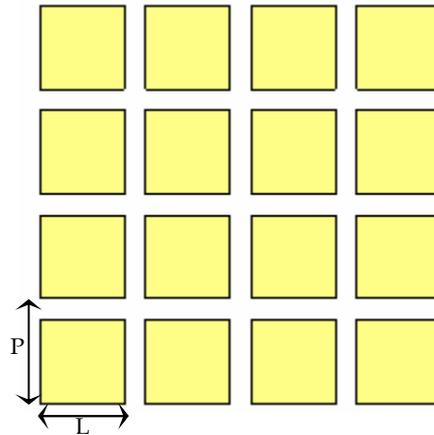


Figure II-23- Géométrie de la surface de type passe-bas utilisée. La largeur des patches est $L=19$ mm et leur périodicité est $P=20$ mm.

La réflectivité de la surface passe-bas en transmission est représentée (Figure II-24). La réflectivité en phase de la surface est de l'ordre de $-\pi$, la phase démarre à une valeur de 90° , elle possède un profil linéairement décroissant. La valeur de phase diminue avec la fréquence, elle est de -180° à la résonance de la surface 8 GHz.

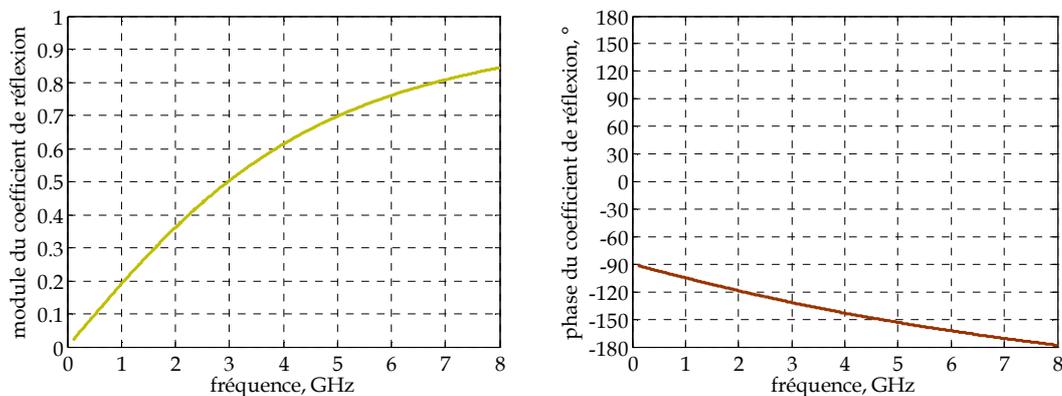


Figure II-24- Réflectivité d'une surface PRS 2D passe-bas en transmission.

Les surfaces de comportement fréquentiel différent présentées ci-dessus sont employées pour réaliser l'interface supérieure de l'antenne. La figure II-25 représente les courbes d'évolution de la bande en rayonnement de ces antennes en fonction de la directivité. Ces courbes montrent que l'emploi de métasurfaces dans la paroi supérieure d'une antenne BIE ne permet pas de réaliser des améliorations considérables de la bande en rayonnement par rapport aux matériaux habituellement employés dans l'interface rayonnante de l'antenne. Une

amélioration est seulement observée dans le cas d'une surface passe-bande, elle est uniquement de 2 %, cela est dû à la nature large bande de transmission du filtre assuré par cette surface.

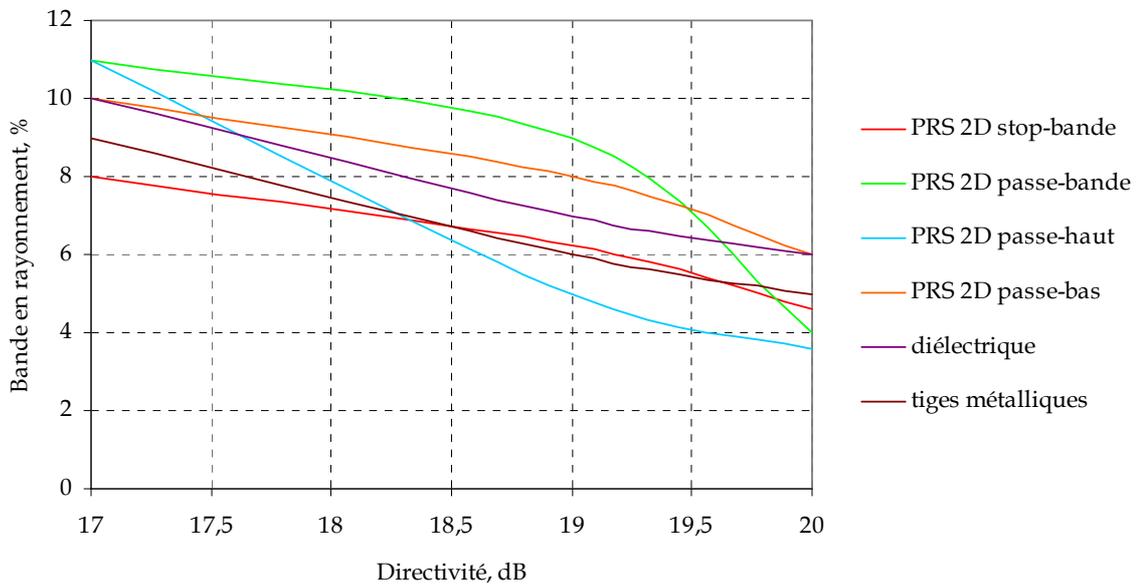


Figure II-25- Evolution de la bande en rayonnement en fonction de la directivité des antennes BIE composées en interface supérieure de métasurfaces, comparée à celle d'une antenne à interface supérieure classique (diélectrique ou tiges métalliques).

N'ayant pas abouti à des améliorations satisfaisantes de la bande passante en rayonnement de l'antenne BIE avec des surfaces partiellement réfléchissantes. Une méthode de généralisation de la conception de l'antenne, de telle sorte que ces interfaces puissent présenter des propriétés en réflexion particulières, différentes que celles du matériau composant classiquement la paroi supérieure de l'antenne BIE ou celles de métasurfaces, est proposée.

II.6. Généralisation de la conception de l'antenne BIE

L'antenne peut être donc dorénavant constituée en interface supérieure d'une structure (diélectrique, PRS, métamatériau...) à réflectivité particulière en module $|R_{sup}|$ et en phase φ_{sup} . Le réflecteur inférieur va être structuré pour présenter une réflectivité en module de 1 et en phase de φ_{inf} (φ_{inf} et φ_{sup} peuvent prendre des valeurs allant de $-\pi$ à π).

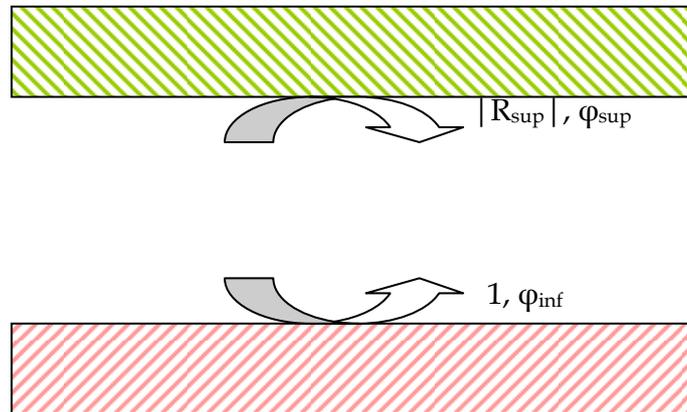


Figure II-26- Nouveau schéma de l'antenne à résonateur BIE. Le module et la phase du coefficient de réflexion de l'interface inférieure sont respectivement 1 et φ_{inf} , ceux de l'interface supérieure sont respectivement $|R_{sup}|$ et φ_{sup} .

Deux grandes familles de structures (*Annexe B: Caractérisation des structures à base de métasurfaces*) sont ainsi proposées pour constituer les deux interfaces du résonateur. La première est celle du plan de masse structuré PMS, cette structure est utilisée pour concevoir l'interface inférieure. Elle est constituée d'une surface partiellement réfléchissante PRS déposée sur un substrat au dessus d'un plan métallique, la surface PRS peut être reliée au plan métallique par l'intermédiaire de vias (Figure II-27). La deuxième famille de structures est celle des structures multi-PRS. La structure multi-PRS est utilisée pour concevoir l'interface supérieure du résonateur BIE. Elle est constituée d'un empilement de surfaces partiellement réfléchissantes PRS à comportement fréquentiel différent (Figure II-28).

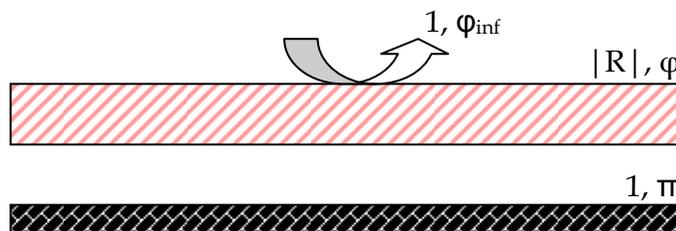


Figure II-27- Plan de masse structuré composé en étage supérieur d'une surface PRS dont le module et la phase du coefficient de réflexion sont $|R|$ et φ , et en étage inférieur d'un plan métallique dont le module et la phase en réflexion sont respectivement 1 et π .

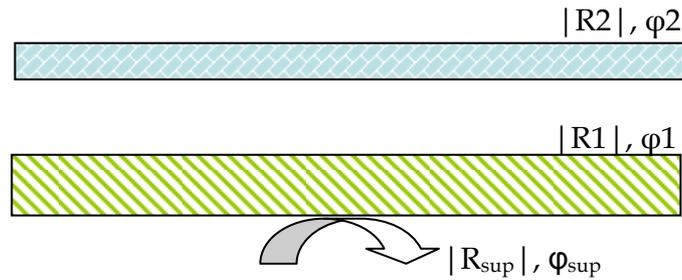


Figure II-28- Structure multi-PRS composée de deux surfaces PRS de réflectivité différente.

Réflectivités originales

Un empilement de couches diélectriques de même réflectivité, permet d'obtenir une réflectivité en phase de l'ensemble linéairement décroissante, avec des valeurs de phase proche de π (profil de phase classique de l'interface supérieure).

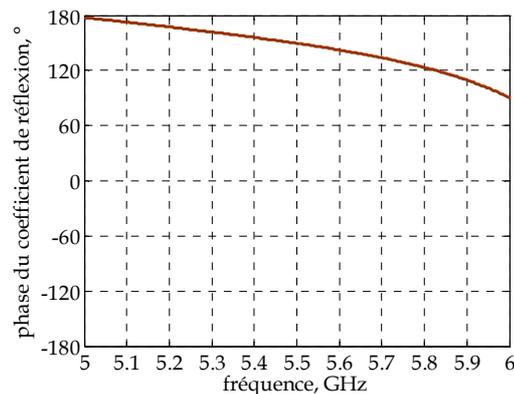
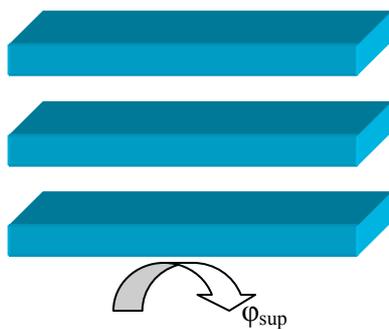


Figure II-29- Empilement de couches diélectriques d'épaisseur $\lambda g/4$, espacées de $\lambda o/4$, permittivité des plaques de 3.

L'empilement de surfaces de réflectivités différentes crée un déséquilibre de la structure et permet donc d'obtenir des profils de phase particuliers. Le déséquilibre produit par l'association d'une surface partiellement réfléchissante à un plan métallique pour la création du plan de masse structuré, se traduit par l'obtention d'un profil de phase avec une variation entre π et $-\pi$ avec un passage par 0° de la phase de réflexion. La surface PRS et le plan métallique possèdent des réflectivités différentes en module et en phase.

L'association de deux surfaces partiellement réfléchissantes pour la création d'une structure multi-PRS produit le même effet, si la surface PRS de l'étage supérieur possède une réflectivité en module plus importante que celle de l'étage inférieur. Un profil de phase variable entre π (phase de réflexion de l'étage supérieur) et $-\pi$ (phase de réflexion de l'étage inférieur) avec un passage par 0° à la résonance est donc obtenu.

D'autre part, si nous empilons des surfaces PRS à réflectivités différentes mais dont la réflectivité en module de l'étage inférieur est plus importante que celle de l'étage supérieur, la réflectivité en phase obtenue de l'ensemble est croissante. Une inversion du profil habituel de phase est produite autour de la fréquence de résonance de la structure multi-PRS.

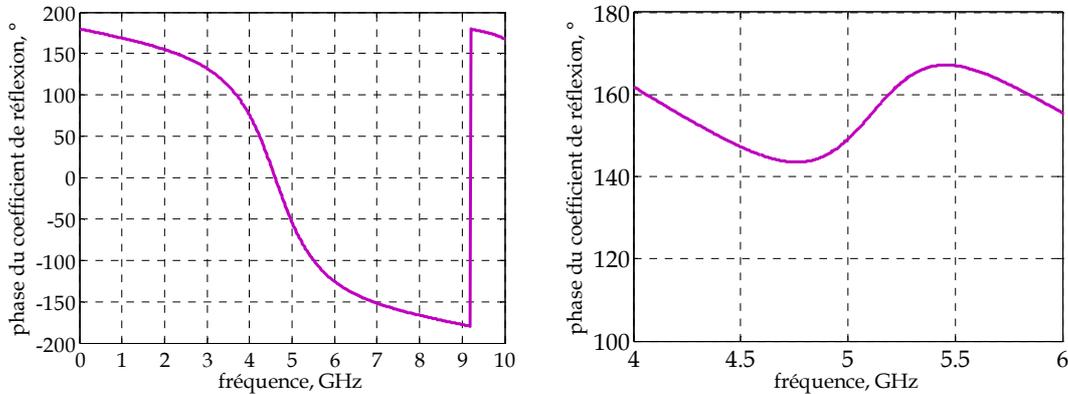


Figure II-30- Profils de phase particuliers. A gauche, la phase de réflexion obtenue par l'assemblage d'une surface partiellement réfléchissante et d'une surface métallique. Le même profil de phase peut être encore obtenu dans le cas d'une structure à double surfaces PRS (la réflectivité en module de l'étage supérieur est plus importante que celle de l'étage inférieur). A droite, phase à la réflexion d'une structure à deux surfaces PRS (la réflectivité en module de l'étage inférieur est plus importante que celle de l'étage supérieur).

Il existe donc différentes formes possibles de phase que peuvent prendre φ_{sup} et φ_{inf} selon la structure employée. Suivant la forme de phase utilisée au niveau des interfaces, des améliorations de la hauteur et en particulier de la bande en rayonnement peuvent avoir lieu.

Avant de caractériser les deux familles de structures proposées qui sont le plan de masse structuré et la structure multi-PRS, nous décrivons brièvement les métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes utilisées dans la conception de ces structures.

II.7. Conclusion

Une antenne BIE est classiquement formée de deux interfaces dont l'une est semi-réfléchissante, elle est constituée d'un empilement de couches diélectriques ou d'une surface de tiges métalliques. La seconde est complètement réfléchissante et elle est composée d'un plan métallique.

Ce chapitre a proposé une méthode de généralisation de la conception de l'antenne BIE. Les métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes PRS qui vont servir à l'application de cette méthode ont été brièvement décrites. Elles sont ensuite employées en interface supérieure de l'antenne pour apporter des améliorations au niveau de sa bande en rayonnement. N'ayant pas pu aboutir aux améliorations souhaitées avec de simples structures telles que les métasurfaces, l'emploi de structures plus complexes associant plusieurs surfaces, semble indispensable. Les propriétés en réflexion particulières offertes par ce type de structures seront étudiées en antenne lors des *chapitres III et IV*. Elles vont permettre de réaliser des fonctionnements multi-bandes ou large bande de l'antenne BIE.

CHAPITRE III

Antennes BIE à interfaces structurées

- Antenne BIE à interface inférieure structurée
- Conception d'antennes BIE multi-bandes
- Antenne BIE à interface supérieure structurée
- Antenne à double interfaces structurées

CHAPITRE III: ANTENNES BIE A INTERFACES STRUCTUREES

III.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude des deux familles de structures à base de métasurfaces, introduites dans le *chapitre II*, dans l'antenne à résonateur BIE.

Dans la première partie, nous employons un plan de masse structuré PMS pour réaliser l'interface inférieure du résonateur, elle est en conséquence appelée interface inférieure structurée. Le profil de phase particulier offert par cette structure devra permettre d'apporter de nouveaux degrés de liberté quant au comportement de la cavité. Nous étudions en particulier l'effet du profil de phase de cette structure sur la bande passante de l'antenne. Trois zones principales de la courbe de phase offrant trois façons d'employer le plan de masse structuré, sont distinguées. Le travail dans deux de ces zones donne lieu, dans certaines conditions, à un fonctionnement bi-bande de l'antenne.

Les deux bandes de fonctionnement obtenues sont très éloignées. La plupart des applications nécessitant un fonctionnement bi-bande exige deux bandes de fonctionnement proches. Le profil de phase du PMS devra être adapté pour autoriser ce type de fonctionnement. Nous apercevons que les modifications de l'interface structurée donnant accès au profil de phase nécessaire sont à apporter au niveau de la surface partiellement réfléchissante. La nature de la surface utilisée dans la réalisation du plan de masse structuré est modifiée, la surface à patches déconnectés de type passe-bas de l'ancienne structure est remplacée par une surface d'anneaux métalliques de type stop-bande en transmission.

Le fonctionnement bi-bande est réalisé grâce à la résonance de la structure. Pour un fonctionnement tri-bande, une deuxième résonance est nécessaire. Celle-ci peut être créée par l'emploi d'une surface partiellement réfléchissante à doubles motifs dans la conception du PMS. Pour opérer dans trois bandes de fonctionnement rapprochées, les motifs retenus sont des anneaux métalliques imbriqués.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'emploi d'une structure multi-PRS partiellement réfléchissante pour la réalisation de l'interface supérieure structurée du résonateur. Cette structure possède les mêmes propriétés en phase que le plan de masse structuré, elle permet donc d'avoir le même type de comportement, la seule différence réside au niveau de l'adaptation de l'antenne. L'adaptation de l'antenne est plus facile à réaliser avec ce type de configuration. Une source d'excitation telle que le patch peut être perturbée par la présence des motifs de la PRS au niveau du plan de masse de l'antenne. De plus, une antenne à interface inférieure structurée est plus difficile à fabriquer qu'une antenne dont l'interface supérieure est structurée. Il est difficile de faire passer la sonde d'alimentation de la source d'excitation à travers le substrat et les motifs de la PRS dans le cas d'un plan de masse structuré.

Enfin une structure d'antenne complexe employant deux interfaces structurées est étudiée, malgré la difficulté de fabrication que peut présenter ce type de configuration, elle offre des propriétés intéressantes en termes de réduction d'épaisseur de l'antenne BIE.

III.2. Antenne BIE à interface inférieure structurée

La bande passante des antennes à résonateur BIE apparaît comme leur principal point faible, nous souhaitons améliorer ce critère.

L'idée est de trouver une solution applicable aux conceptions existantes. Il est important de pouvoir conserver les performances de la structure classique en termes de rayonnement et d'apporter simplement des améliorations de sa bande passante. Pour cela nous utilisons la même structure d'antenne à résonateur mais altérée pour engendrer les améliorations nécessaires.

La modification peut être produite par l'intégration d'une ou plusieurs surfaces partiellement réfléchissantes dans la conception de la cavité. Cette intégration peut être réalisée de deux manières différentes, soit en insérant la ou les PRS au dessus du plan parfaitement réfléchissant de la cavité, soit en employant une ou plusieurs PRS dans la conception de son interface supérieure.

Nous nous concentrons dans un premier temps sur le cas qui paraît le plus simple à étudier: la structure d'antenne à plan de masse structuré où la PRS est introduite au niveau de l'interface inférieure de l'antenne pour construire avec le plan métallique l'interface inférieure structurée (Figure III-1). Le profil particulier de ce type de structures devra offrir des propriétés intéressantes au niveau de l'antenne.

Le plan métallique est conservé pour apporter d'une part l'alimentation à la source d'excitation et d'autre part pour assurer un rayonnement monodirectionnel à l'antenne. La réflectivité en module de la structure est par conséquent égale à 1.

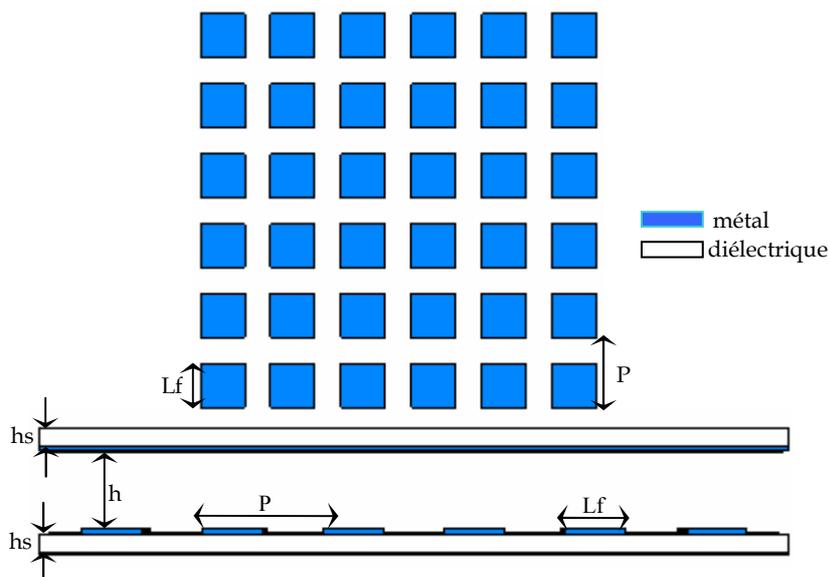


Figure III-1- Configuration de l'antenne.

La méthode de conception de l'antenne à résonateur BIE à partir des valeurs des phases de ses réflecteurs reste valable pour ce genre de configuration. Pour le calcul de la hauteur du résonateur, nous tenons compte de la nouvelle valeur de phase du plan de masse, variable en fonction de la fréquence. Concernant le gain du résonateur, étant donné que l'interface supérieure détermine la valeur du gain, le gain de l'antenne n'est donc pas modifié par la présence de la PRS située dans la partie basse de la cavité.

III.2.1. Conception du plan de masse structuré

La première étape de conception de l'antenne consiste à choisir la PRS pour la construction du plan de masse structuré. Une surface partiellement réfléchissante constituée de patches déconnectés est utilisée pour la conception du PMS (Figure III-1). La dimension du motif élémentaire est $L_f=23.75$ mm, la périodicité des motifs est $P_x=P_y=P_f=47.75$ mm. La PRS est imprimée sur un substrat diélectrique de permittivité relative 2.33. La distance séparant le plan de masse et la PRS est $h_s=3.175$ mm.

L'étude de la réflectivité du plan de masse structuré affiche un profil de phase particulier avec une variation entre π et $-\pi$ et un passage par 0° de la phase. La combinaison de deux surfaces de réflectivités différentes, qui sont le plan métallique et la surface partiellement réfléchissante, permet d'obtenir un profil de phase variant entre les valeurs approximatives des phases de chacune des deux surfaces (π pour le plan métallique et $-\pi$ pour la PRS). Une condition est nécessaire pour réaliser ce profil de phase, elle consiste à utiliser deux surfaces dont la première visible par l'onde est plus réfléchissante que l'autre, en l'occurrence la réflectivité en module de la PRS est inférieure à celle du plan de masse.

Nous distinguons sur la courbe de phase de réflexion trois zones différentes. La première est celle contenant la fréquence de résonance de la structure, la fréquence pour laquelle la phase du coefficient de réflexion est de 0° . Le comportement de la structure est équivalent à un conducteur magnétique parfait avec une réflectivité de +1 à sa résonance. La deuxième zone contient les valeurs de phase positives et proches de π . C'est la zone où les valeurs de phase sont proches de celle du plan métallique. La troisième zone est celle contenant les valeurs de phase négatives et proches de $-\pi$ y inclue éventuellement un saut de phase (Figure III-2).

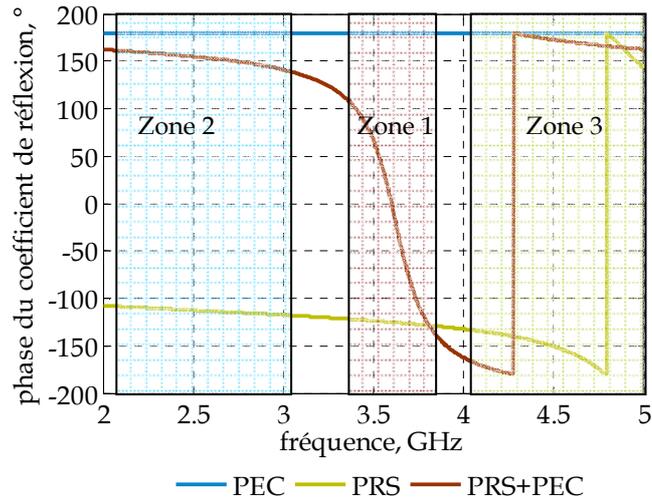


Figure III-2- Phase du coefficient de réflexion du plan de masse structuré comparée à celle de la surface partiellement réfléchissante PRS et du plan métallique PEC.

Il existe donc trois façons d'utiliser le plan de masse structuré dans l'antenne BIE, dont deux pouvant être étudiées pour l'élargissement de bande, qui sont la zone 2 et 3. Par ailleurs, la zone 1 peut être étudiée pour la réduction de l'encombrement et notamment pour concevoir des résonateurs de hauteur $\lambda/4$ au lieu de $\lambda/2$ du résonateur BIE classique. Une antenne est réalisée dans chacune des trois zones pour étudier les propriétés que peut offrir tel profil de phase dans l'antenne BIE.

III.2.2. Conception de l'antenne

III.2.2.1. Interface supérieure

L'interface supérieure choisie est composée de tiges métalliques de largeur $L_t=5.5$ mm, arrangées périodiquement ($P_t=22.25$ mm) selon la direction perpendiculaire au champ E de l'excitation de manière à réaliser une polarisation TM. La technologie utilisée est celle du circuit imprimé, les tiges sont imprimées sur la face inférieure d'un substrat diélectrique de permittivité 2.33 et d'épaisseur $h_s=3.175$ mm.

La surface composée de tiges métalliques est une PRS 1D à comportement passe-haut en transmission et à phase de réflexion proche de π en basses fréquences. La réflectivité de la structure composée de tiges métalliques et de leur substrat est étudiée et elle est représentée (Figure III-3). Le module du coefficient de réflexion montre la réflexion quasi-totale des ondes en basses fréquences et la réflexion partielle de celles-ci si la fréquence augmente. La courbe de phase de réflexion présente une valeur de phase proche de π en basses fréquences. La valeur de phase est de 165° au début de la bande de visualisation et diminue avec la fréquence jusqu'à une valeur de 140° à 5 GHz.

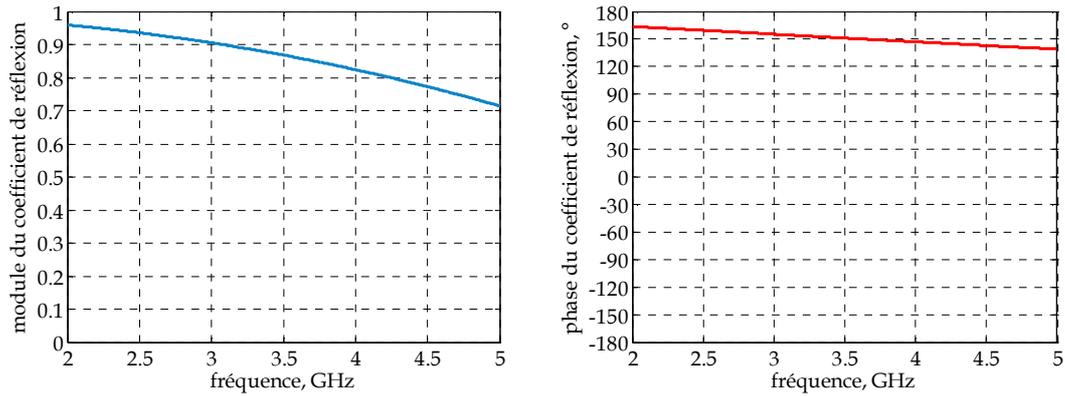


Figure III-3- Module et phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure.

III.2.2.2. Résonateur BIE

La hauteur du résonateur formé entre l'interface supérieure étudiée et le plan de masse structuré, est calculée en utilisant l'équation (III.1), où φ_{inf} est la phase du plan de masse structuré et φ_{sup} est la phase de l'interface supérieure.

$$h(f) = \frac{c}{2f} \left(\frac{\varphi_{\text{inf}}(f) + \varphi_{\text{sup}}(f)}{2\pi} \right) \quad (\text{III.1})$$

La hauteur est représentée (Figure III-4). Elle est comparée à celle calculée en présence d'un plan métallique.

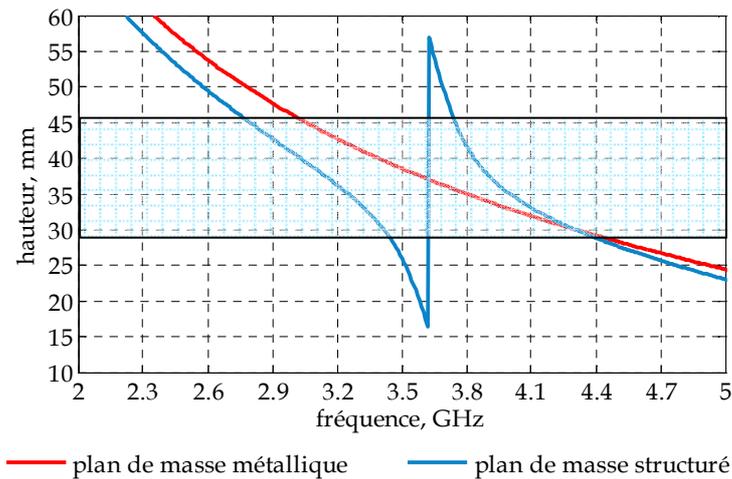


Figure III-4- Hauteur du résonateur à plan de masse structuré comparée à la hauteur du même résonateur à plan de masse métallique.

Pour une valeur de hauteur h donnée, la courbe $h(f)$ en rouge permet de satisfaire la condition de résonance (III.1) sur une bande de fréquences étroite, ce qui implique une limitation en termes de bande en rayonnement de l'antenne à résonateur BIE.

Pour pallier à ce problème, la courbe $h(f)$ ne doit pas varier linéairement mais elle doit présenter un ou plusieurs rebonds, notamment dans la bande de fréquences de travail. La courbe $h(f)$ en bleu assure cette condition de variation sur la hauteur avec un seul inconvénient: un saut de hauteur important est présent à la fréquence 3.6 GHz correspondant à la résonance du plan de masse structuré, $h(f)$ varie donc d'une manière très importante. L'élargissement n'est en conséquence pas possible.

Etant donné que le saut de hauteur crée une discontinuité au niveau du comportement de la cavité résonante, l'étude d'un seul résonateur large bande dont la hauteur $h(f)$ appartient à la zone délimitée de la figure III-4 n'est donc pas envisageable. En conséquence, trois zones différentes de la courbe $h(f)$ en bleu correspondantes à celles définies sur la courbe de phase, seront étudiées afin d'analyser les potentialités que peut offrir la configuration d'antenne à interface inférieure structurée dans chacune des zones.

III.2.2.3. Etude dans la zone 1 de la courbe de phase: Comportement de Court Circuit Magnétique

Le premier cas d'étude est réalisé à la fréquence de résonance du plan de masse structuré. La valeur de phase étant de 0° , elle correspond à la zone de la courbe où la pente de phase est très importante (Figure III-2). La condition de résonance (III.1) de la cavité ne peut donc être satisfaite que dans une très faible bande de fréquences.

Malgré l'impact négatif que possède cette pente de phase sur la bande en rayonnement de l'antenne, les valeurs faibles de phase dans la bande de fréquences autour de la résonance permettent d'obtenir des cavités résonnantes à faible encombrement (h réduite).

Selon la courbe $h(f)$, l'emploi du plan de masse structuré permet de réduire l'encombrement en hauteur de l'antenne BIE jusqu'à des valeurs de l'ordre de $\lambda/4$.

Une antenne employant le plan de masse structuré et l'interface supérieure étudiés est conçue. L'antenne est surdimensionnée dans le but d'éliminer les effets du bord. Sa dimension latérale est $L=22$ cm. La source d'excitation choisie est un dipôle $\lambda/2$ placé au milieu de la cavité pour permettre une meilleure excitation du champ électrique sachant que le maximum de ce dernier est situé au centre du résonateur. La structure d'antenne complète est présentée (Figure III-5).

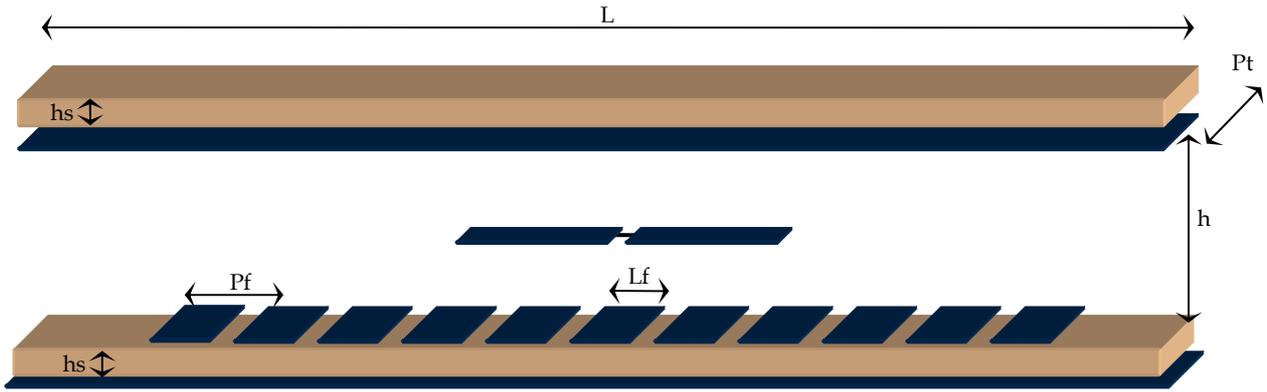


Figure III-5- Configuration de l'antenne.

Nous fixons la hauteur du résonateur à 20 mm, soit $\lambda/4$ à 3.6 GHz. L'étude de la structure complète révèle les performances suivantes (Figure III-6). La directivité fréquentielle de l'antenne montre un maximum de directivité à la fréquence 3.5 GHz avec une directivité maximale de 13 dB et une bande passante en rayonnement de 1 %. L'adaptation est de -6 dB à la fréquence de travail.

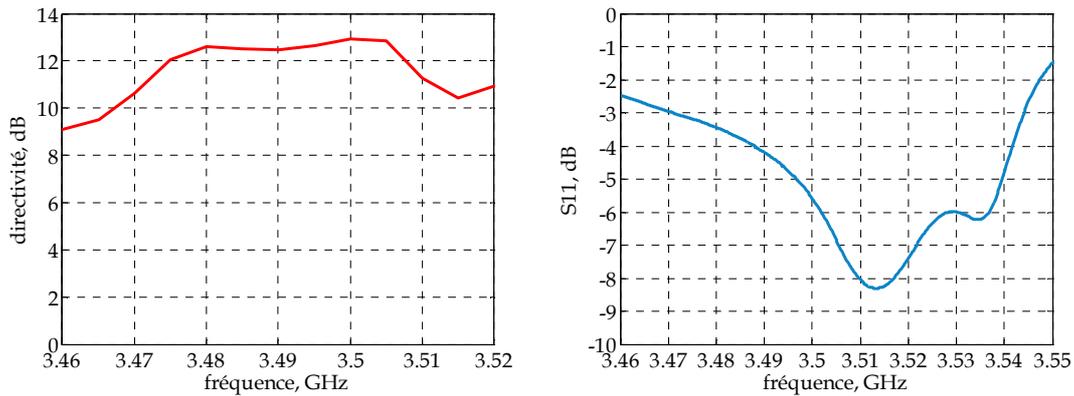


Figure III-6- Directivité fréquentielle de l'antenne de hauteur $\lambda/4$ et son adaptation.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont visualisés à la fréquence du maximum de rayonnement (Figure III-7). Ils présentent un lobe axial avec un niveau des lobes secondaires et de rayonnement arrière inférieur à -20 dB. La tâche rayonnée sur le toit de l'antenne est représentée sur la même figure. L'évolution du champ dans la direction normale est représentée (Figure III-8), elle montre une évanescence du mode dans la direction radiale. Le comportement du résonateur $\lambda/4$ est similaire au comportement du résonateur classique de hauteur $\lambda/2$.

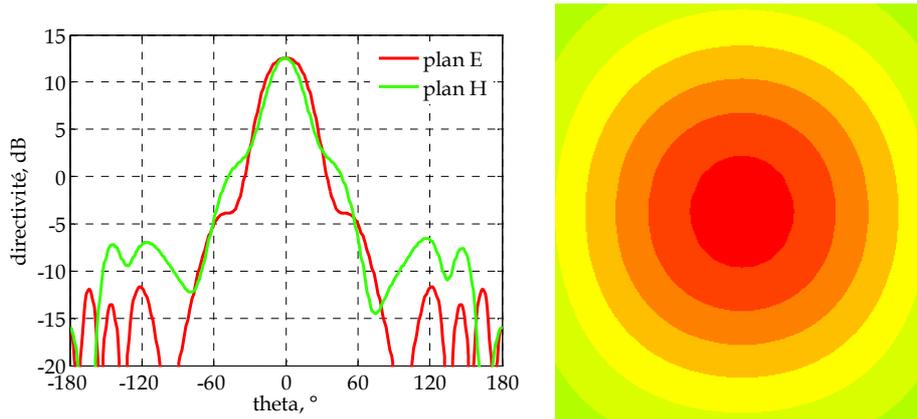


Figure III-7- A gauche, diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence 3.5 GHz. A droite, tâche rayonnée sur le toit de l'antenne.

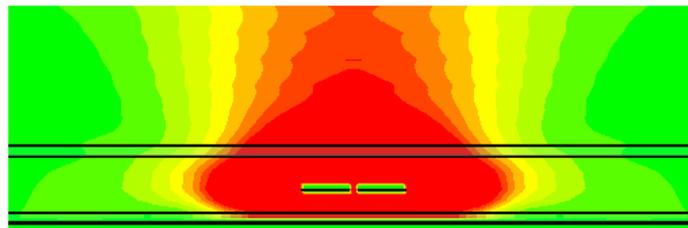


Figure III-8- champ électrique dans le plan normal à la cavité.

La bande passante obtenue est très faible, elle est équivalente à la bande de fréquences où le plan de masse structuré se comporte comme un court circuit magnétique. Il est donc effectivement possible avec ce genre de configuration de réaliser des antennes à hauteurs réduites mais au détriment de la bande passante.

III.2.2.4. Etude dans la zone 2 de la courbe de phase: Comportement d'une surface métallique

Le deuxième cas d'étude est réalisé avant la fréquence de résonance du PMS, lorsque la forme de phase est similaire à celle d'un plan métallique (Figure III-2). La valeur de phase choisie est égale à 150° . La valeur de hauteur correspondante est de 47 mm.

L'interface supérieure ainsi que la source d'excitation de l'antenne sont conservées, les dimensions de la source d'excitation sont simplement modifiées pour permettre une meilleure adaptation à la nouvelle fréquence de travail.

Les performances de l'antenne en termes de rayonnement sont étudiées et l'évolution de sa directivité en fonction de la fréquence est visualisée (Figure III-9). L'antenne présente une directivité de 15 dB à la fréquence de fonctionnement 2.7 GHz. La largeur de bande en rayonnement est de 17 %. La courbe de directivité fréquentielle est comparée à celle de l'antenne à plan de masse métallique, aucun élargissement de bande n'est remarqué. L'adaptation de l'antenne (Figure III-9) est de -5 dB sur une bande de 11 % décalée de 250 MHz par rapport au début de la bande en rayonnement.

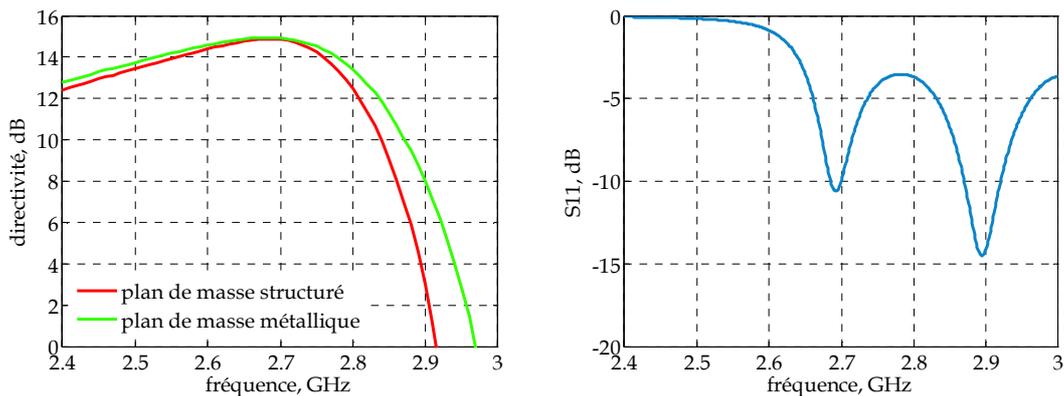


Figure III-9- A gauche, directivité fréquentielle du résonateur à PMS de hauteur 47 mm comparée à celle du même résonateur à plan de masse métallique. A droite, adaptation de l'antenne à PMS.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont visualisés dans les plans E et H aux fréquences 2.4 GHz, 2.5 GHz, 2.6 GHz et 2.7 GHz de la bande passante (Figures III-10 et III-11). Ils présentent un lobe axial avec des lobes secondaires de faible niveau au début de la bande mais dont le niveau remonte avec la fréquence jusqu'à une valeur de -18 dB en fin de la bande. Le niveau de rayonnement arrière suit la même variation en fonction de la fréquence, il a un niveau bas au début de la bande et son niveau remonte à -15 dB à la fréquence du maximum de directivité.

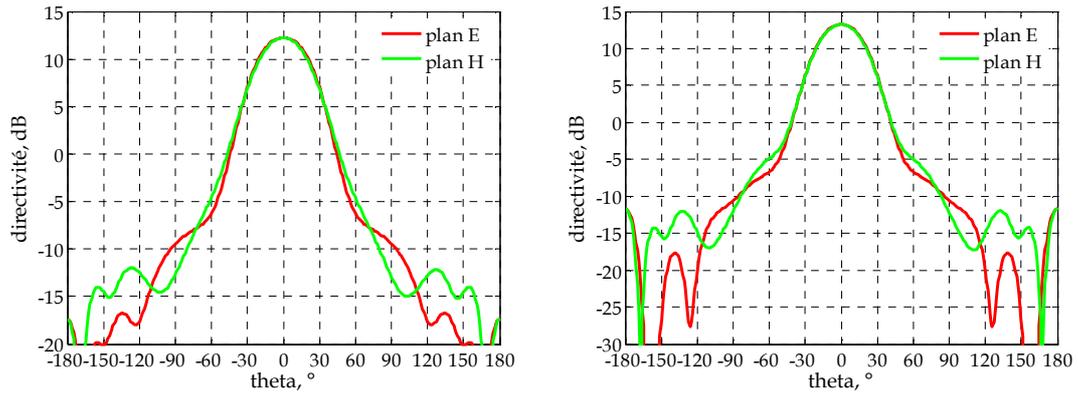


Figure III-10- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 2.4 GHz et 2.5 GHz.

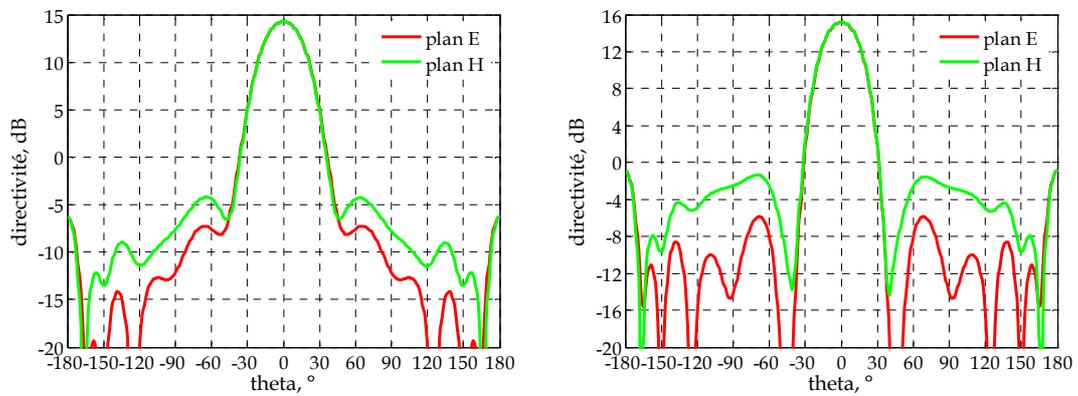


Figure III-11- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 2.6 GHz et 2.7 GHz.

III.2.2.5. Etude dans la zone 3 de la courbe de phase: Comportement de surface PRS passe-bas

Une dernière étude est réalisée après la fréquence de résonance du PMS et en particulier après le saut de phase. La valeur de phase choisie est égale à 170° (Figure III-2). La valeur de hauteur est donc de 27 mm.

Une antenne est conçue afin de comparer son rayonnement à celui d'une antenne BIE à plan de masse métallique. Les dimensions du dipôle réalisant l'excitation sont ajustées de manière à ce que sa fréquence de résonance se présente en amont de celle du résonateur BIE pour procurer à l'antenne le meilleur apport d'énergie par la source.

L'étude de la structure complète montre les performances en termes de rayonnement présentées dans la figure III-12. L'antenne présente une directivité de 15 dB à la fréquence de fonctionnement 4.7 GHz. La largeur de bande en rayonnement est de 9.5 %. La directivité fréquentielle de l'antenne à plan de masse structuré est comparée à celle de l'antenne à plan métallique, aucune amélioration de la bande n'est remarquée.

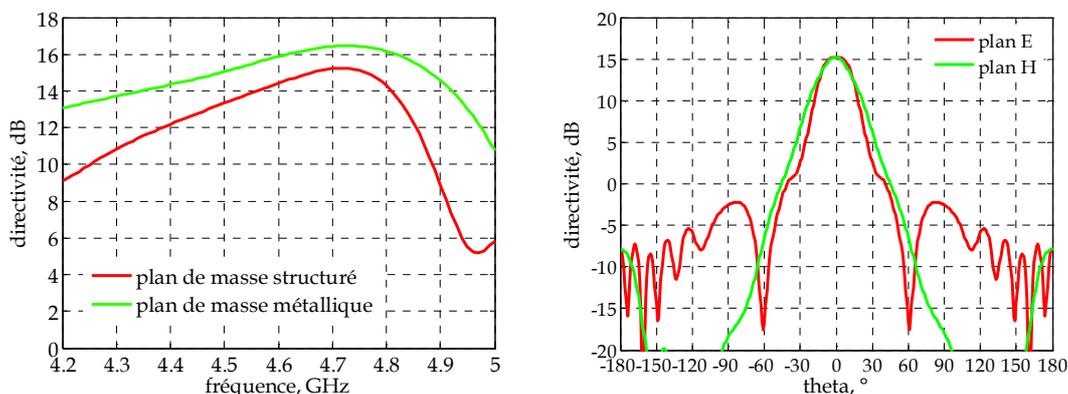


Figure III-12- A gauche, évolution de la directivité en fonction de la fréquence du résonateur à PMS de hauteur $h=27$ mm comparée à la directivité fréquentielle du résonateur à plan métallique. A droite, diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence du maximum de directivité 4.7 GHz.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont visualisés dans les plans E et H à la fréquence du maximum de directivité 4.7 GHz. Ils présentent un lobe axial avec un niveau des lobes secondaires inférieur à -17 dB et un niveau de rayonnement arrière inférieur à -23 dB.

III.2.2.6. Bilan de l'antenne à interface inférieure structurée

L'emploi d'un plan de masse structuré offre un profil de phase particulier. Ce profil de phase donne lieu à une courbe de hauteur $h(f)$, calculée selon la condition de résonance de la cavité BIE, qui présente un rebond à la résonance du PMS. Cette forme de variation de la hauteur est demandée pour l'élargissement de bande en rayonnement de l'antenne. Néanmoins, le saut de hauteur réalisé est très important et il crée une discontinuité du comportement de la cavité. Deux comportements différents de l'antenne selon où l'on se place par rapport à la courbe de phase du PMS (Figure III-2), ont lieu. L'un est semblable à celui de l'antenne BIE à plan de masse métallique, aucune amélioration n'est remarquée. Le deuxième comportement est celui d'un résonateur $\lambda/4$ à faible bande passante (la hauteur de la cavité BIE classique est divisée par 2, la bande de rayonnement est beaucoup plus faible).

Les courbes $h(f)$ de la figure III-4 calculées en présence d'un plan de masse structuré ou d'un plan de masse métallique montre un gain en hauteur de l'ordre de $\lambda/15$ avec le PMS dans le cas où la fréquence de travail est située d'un côté ou d'autre de la résonance (zones 2 et 3 de la courbe de phase). Ce gain est de plus en plus important en s'approchant de la résonance du PMS. Il est de $\lambda/4$ à cette dernière.

L'obtention d'une antenne large bande n'étant pas possible à cause du saut de hauteur, nous testons la possibilité de création d'un fonctionnement bi-bande grâce à ce dernier.

III.2.3. Conception d'une antenne bi-bande

D'après la courbe de hauteur $h(f)$ obtenue dans le cas d'un résonateur à plan de masse structuré, nous remarquons qu'il existe des valeurs de hauteur qui se reproduisent pour deux fréquences différentes l'une ayant lieu avant le saut de hauteur et la seconde après ce dernier. Ceci laisse présager qu'un fonctionnement bi-bande peut avoir lieu si les fréquences de travail sont situées des deux côtés de la résonance.

Le fonctionnement bi-bande de l'antenne peut être donc assuré grâce à deux états de phase du plan de masse structuré. Pour obtenir deux bandes de fonctionnement, il est nécessaire que deux valeurs de phase φ_1 et φ_2 à deux fréquences f_1 et f_2 satisfont les relations suivantes:

$$h_1 = \frac{c}{2f_1} \left(\frac{\varphi_1 + \varphi_{\text{sup}}(f_1)}{2\pi} \right) \quad (\text{III.2})$$

$$h_2 = \frac{c}{2f_2} \left(\frac{\varphi_2 + \varphi_{\text{sup}}(f_2)}{2\pi} \right) \quad (\text{III.3})$$

En effet, l'insertion de la surface partiellement réfléchissante au niveau du plan de masse métallique doit permettre de créer une seconde fréquence de fonctionnement f_2 de l'antenne au voisinage de sa fréquence de fonctionnement initiale f_1 . Le comportement du résonateur est donc équivalent à celui de deux cavités de hauteur h_1 et h_2 , h_1 est la hauteur de la cavité initiale à plan de masse métallique, h_2 est la hauteur de la cavité à plan de masse structuré (Figure III-13).

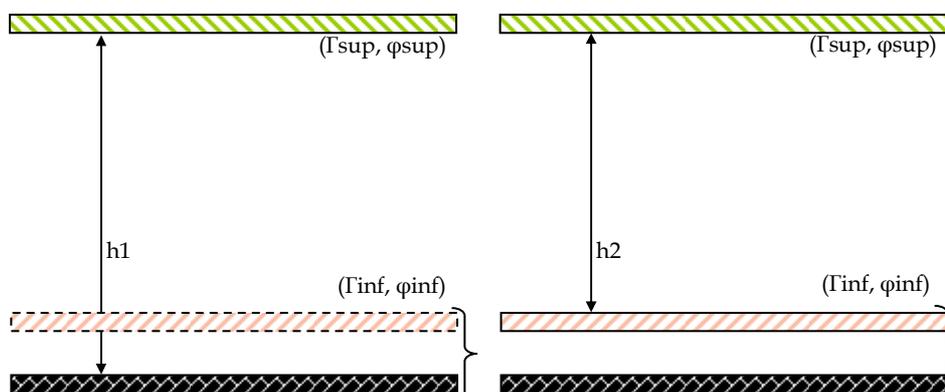


Figure III-13- Résonateur BIE à plan de masse structuré.

Pour concevoir une antenne à fonctionnement bi-bande en suivant l'approche décrite ci-dessus, la condition de résonance doit être satisfaite pour deux fréquences f_1 et f_2 correspondant à deux valeurs de phase φ_1 et φ_2 dont la différence compense la différence fréquentielle entre f_1 et f_2 [51].

D'autres approches ont été utilisées dans la littérature pour obtenir un fonctionnement bi-bande. L'emploi d'une cavité BIE à double défaut permet de créer deux fréquences de fonctionnement distinctes de l'antenne. Une lame diélectrique perturbatrice est insérée au niveau de l'interface supérieure d'un résonateur diélectrique pour créer le deuxième défaut (Figure III-15) [52]. Deux bandes permises sont obtenues au sein de la même bande interdite. Dans le cas d'un résonateur BIE métallique, le double défaut est créé par deux types de barreaux différents utilisés pour réaliser l'interface supérieure (Figure III-16) [53].

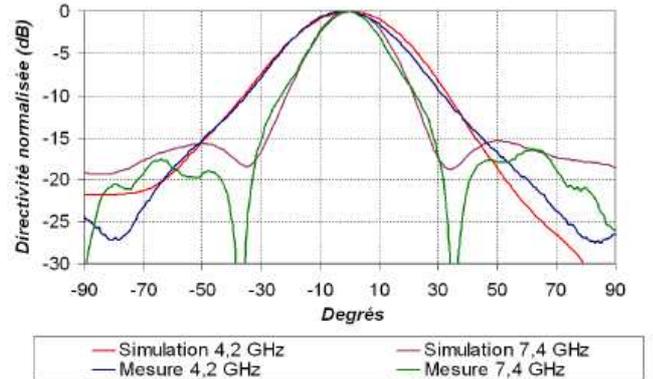


Figure III-14- Antenne à résonateur BIE diélectrique bi-bande à double défaut. Diagrammes de rayonnement dans les deux bandes de fonctionnement à 4.2 GHz et 7.4 GHz [52].

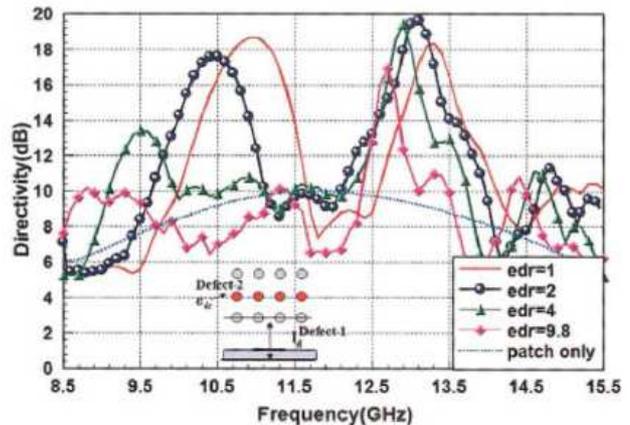
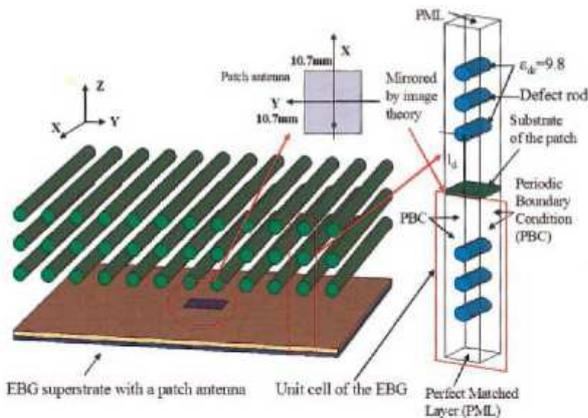


Figure III-15- Antenne à résonateur BIE métallique bi-bande à double défaut. Directivité fréquentielle de l'antenne {Schéma et résultats repris de la référence [53]}.

Une autre approche [54] qui consiste à employer deux surfaces partiellement réfléchissantes complémentaires au niveau de l'interface supérieure de l'antenne, a été utilisée pour la réalisation d'une antenne bi-bande. Quand l'une est totalement réfléchissante, la seconde est transparente et inversement. Deux cavités à deux hauteurs différentes h_1 et h_2 sont obtenues autorisant ainsi un fonctionnement bi-bande de l'antenne.

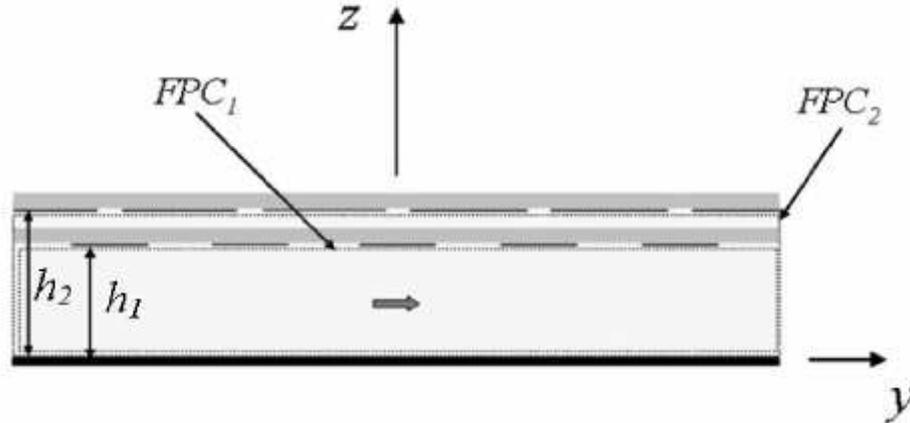


Figure III-16- Schéma du résonateur BIE bi-bande à double hauteur. {Schéma repris de la référence [54]}.

L'approche utilisée dans cette étude est celle qui consiste à satisfaire la condition de résonance de la cavité pour deux fréquences distinctes avec deux états de phase différents.

La valeur de hauteur est fixée à 29 mm pour travailler à 3.4 GHz et 4.4 GHz. Les performances de l'antenne sont étudiées et sa directivité fréquentielle est représentée (Figure III-17). Comme le montre la figure, un fonctionnement bi-bande est obtenu. Les deux fréquences de fonctionnement sont $f_1=3.4$ GHz et $f_2=4.7$ GHz. La fréquence de fonctionnement f_2 ne correspond pas tout à fait à celle prévue par la courbe $h(f)$ car la condition de résonance est satisfaite dans une large bande autour de la deuxième fréquence de fonctionnement. La largeur de bande en rayonnement Δf_1 est de 2 % et Δf_2 est de 9.5 %. Les deux fréquences sont éloignées de 1.3 GHz soit $f_2=1.4 \times f_1$.

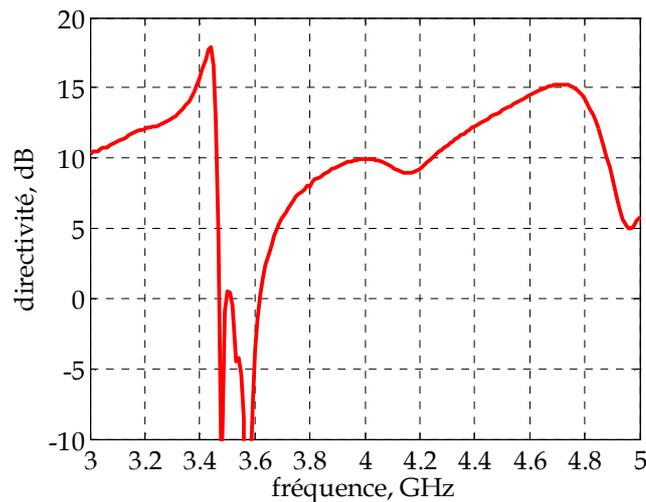


Figure III-17- Evolution de la directivité de l'antenne en fonction de la fréquence.

Les diagrammes de rayonnement dans chacune des bandes de fonctionnement sont représentés (Figure III-18). Un rayonnement directif est obtenu dans les deux bandes. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -17 dB. Le niveau de rayonnement arrière est de l'ordre de -20 dB.

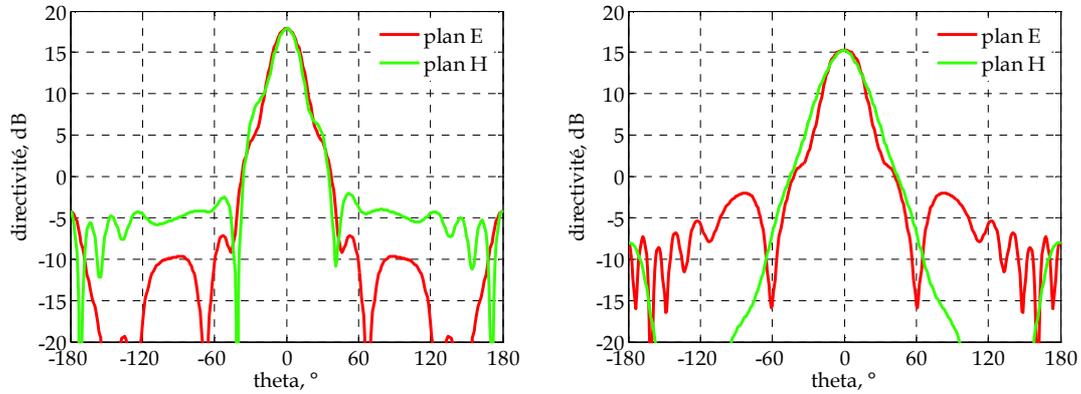


Figure III-18- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H dans les deux bandes.

Les deux fréquences de fonctionnement obtenues sont très éloignées. Pour couvrir par exemple la voie montante et descendante de la même application, le besoin de rapprocher les deux bandes de fréquences s'impose. Le profil de phase obtenu dans le cas d'une surface partiellement réfléchissante de type passe-bas en transmission associé à un plan métallique, devra être modifié pour autoriser un fonctionnement bi-bande dont les bandes de fonctionnement sont rapprochées.

En effet, il existe deux profils de phase qui permettent de réaliser un fonctionnement bi-bande (Figure III-19). Les deux profils permettent de satisfaire la condition de résonance de la cavité pour deux fréquences différentes. Le premier présente une phase à la réflexion de l'ordre de π en basses fréquences, décroissante avec un passage par 0° à la résonance et un saut de phase situé à des fréquences bien supérieures à cette dernière, c'est le cas de l'antenne bi-bande réalisée précédemment. Le deuxième profil présente une phase à la réflexion de l'ordre de π en basses fréquences, décroissante avec un passage par 0° à la résonance et un saut de phase situé à proximité de cette dernière, c'est le profil de phase à réaliser.

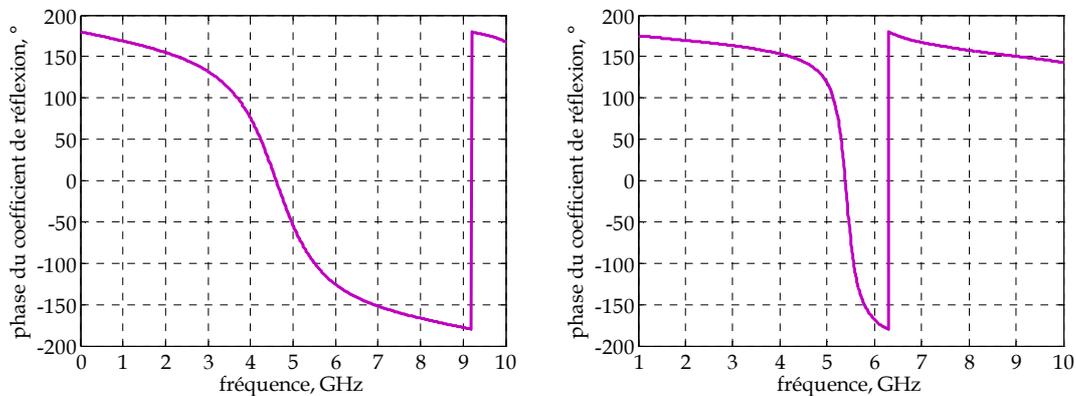


Figure III-19- Deux formes possibles de phase permettant de satisfaire les équations (III.2) et (III.3) dans deux bandes de fréquences.

III.2.4. Rapprochement des bandes de fonctionnement de l'antenne bi-bande

Le profil de phase souhaité nécessite l'emploi d'une surface partiellement réfléchissante de type stop-bande ou passe-bande, pour laquelle la sélectivité requise est la plus importante possible. La variation rapide de la sélectivité est souvent accompagnée par une variation rapide de la phase de réflexion. Le saut de phase a donc lieu pour des fréquences plus basses, il existe à proximité de la fréquence de résonance.

La surface PRS retenue permettant de réaliser cette approche est une surface PRS stop-bande à motifs carrés dont la largeur externe est $L_{e1}=23.75$ mm, la largeur interne du motif est $L_{i1}=21.25$ mm, la périodicité des motifs est $P=47.75$ mm. La réflectivité de la surface partiellement réfléchissante choisie est représentée (Figure III-20). La forte sélectivité et la variation rapide de la phase devront permettre d'obtenir le profil de phase souhaité au niveau de l'interface inférieure du résonateur.

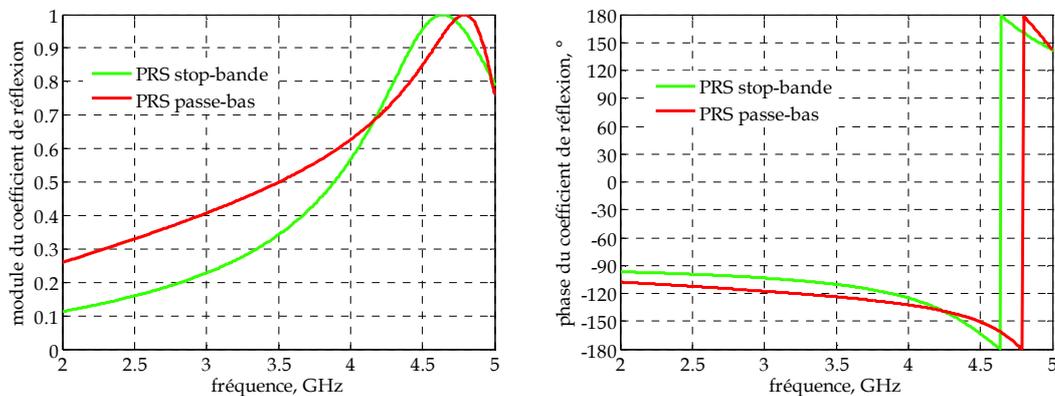


Figure III-20- Réflectivité de la surface partiellement réfléchissante choisie pour le rapprochement des bandes de fonctionnement de l'antenne bi-bande comparée à celle utilisée dans le cas de l'antenne bi-bande dont les fréquences de fonctionnement sont éloignées.

L'interface supérieure est fixée de manière à obtenir une directivité de l'antenne de 19 dB. Elle est composée de tiges métalliques arrangées périodiquement dans la direction perpendiculaire au champ E de l'excitation pour assurer une polarisation TM. Sa réflectivité est représentée (Figure III-21).

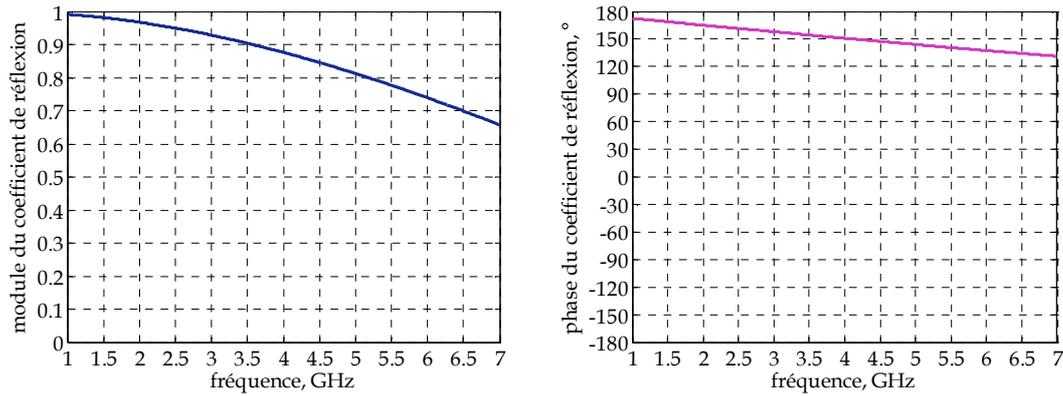


Figure III-21- Réflectivité de l'interface supérieure de l'antenne.

La surface partiellement réfléchissante destinée à la réalisation de l'interface inférieure de l'antenne, est associée à un plan métallique et la phase de réflexion de l'ensemble est représentée (Figure III-22).

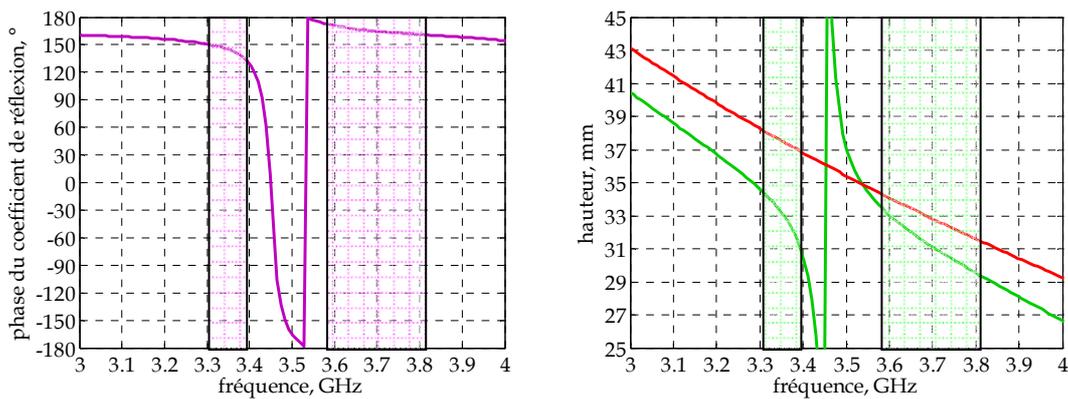


Figure III-22- A gauche, phase du coefficient de réflexion du plan de masse structuré. A droite, hauteur de la cavité résonante formée entre le plan de masse structuré et l'interface supérieure, comparée à celle formée entre le plan métallique et l'interface supérieure en absence de la PRS.

Pour concevoir une antenne à résonateur BIE à fonctionnement bi-bande en suivant l'approche décrite précédemment, nous devons satisfaire la condition de résonance de la cavité pour deux fréquences de fonctionnement f_1 et f_2 qui correspondent aux deux bandes de fonctionnement de l'antenne.

D'après la courbe de réflectivité en phase du PMS, il existe deux valeurs de phase ϕ_1 à la fréquence f_1 et ϕ_2 à la fréquence f_2 , situées des deux côtés de la fréquence de résonance 3.45 GHz, qui vérifient les équations (III.2) et (III.3). La hauteur h_1 dans le premier cas correspond à la hauteur de la grande cavité séparant l'interface supérieure et le plan métallique, la hauteur h_2 dans le deuxième cas est celle de la cavité formée entre l'interface supérieure et La surface partiellement réfléchissante.

La hauteur du résonateur prédite par l'équation (III.1) en utilisant les phases des coefficients de réflexion du plan de masse structuré de l'antenne et de son interface supérieure, est présentée (Figure III-22). Elle est comparée à la hauteur de la cavité obtenue en absence de la PRS.

Comme nous pouvons le remarquer sur la courbe de hauteur en fonction de la fréquence, il existe plusieurs valeurs de hauteur pour lesquelles, un fonctionnement bi-bande du résonateur est possible. Nous choisissons par exemple la valeur 33 mm pour concevoir une antenne fonctionnant aux fréquences 3.3 GHz et 3.6 GHz.

Pour vérifier la possibilité d'obtenir deux bandes de fonctionnement aux deux fréquences voisines 3.3 GHz et 3.6 GHz. Nous étudions les propriétés en transmission de la structure d'antenne complète obtenue en remplaçant le plan métallique par un plan de symétrie. Le module du coefficient de transmission de la structure complète est représentée (Figure III-23).

Deux pics de transmission apparaissent aux fréquences $f_1=3.35$ GHz et $f_2=3.6$ GHz, ce sont les fréquences de fonctionnement qui correspondent à la hauteur choisie. L'antenne BIE devra assurer un fonctionnement bi-bande avec deux bandes de rayonnement situées autour de 3.35 GHz et 3.6 GHz.

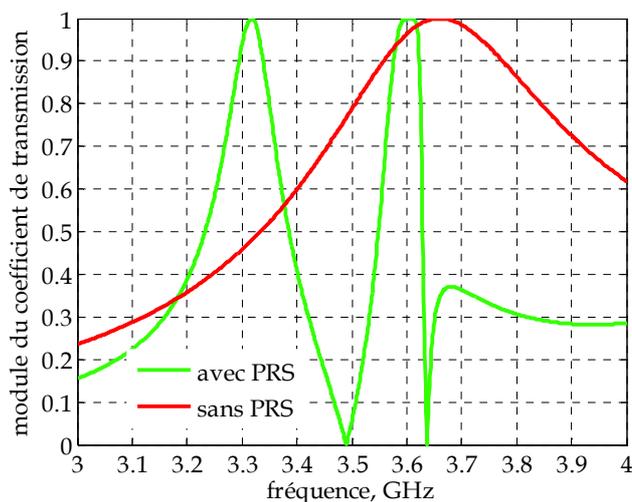


Figure III-23- Module du coefficient de transmission de la structure complète étudiée en présence ou en absence de la PRS.

Après avoir étudié le comportement de la structure complète, il est nécessaire de passer à l'étude de l'antenne et notamment au choix de la source d'excitation. La source d'excitation choisie est un dipôle imprimé de longueur $\lambda/2$. Le dipôle est dimensionné de manière à résonner en amont de la première fréquence de travail pour pouvoir exciter les deux bandes de fonctionnement. La géométrie de l'antenne étudiée est représentée (Figure III-24).

Les performances de l'antenne sont étudiées et sa directivité fréquentielle est représentée (Figure III-25). Comme le montre la figure et conformément au coefficient de transmission de la structure complète, un fonctionnement bi-bande est obtenu. Les deux fréquences de fonctionnement obtenues sont $f_1=3.35$ GHz et $f_2=3.75$ GHz, elles correspondent aux fréquences prévues par le coefficient de transmission, avec un

décalage de la seconde fréquence de fonctionnement par rapport à celle prévue par la transmission de la structure complète: la condition de résonance de la cavité est satisfaite dans une large bande de fréquences autour de 3.6 GHz (fréquence prévue par la courbe du module du coefficient de transmission) allant jusqu'à 3.75 GHz. La largeur de bande en rayonnement Δf_1 est de 4 %, et Δf_2 est de 7 %. Les deux fréquences f_1 et f_2 sont relativement proches, elles sont séparées de 400 MHz soit $f_2=1.1 \times f_1$.

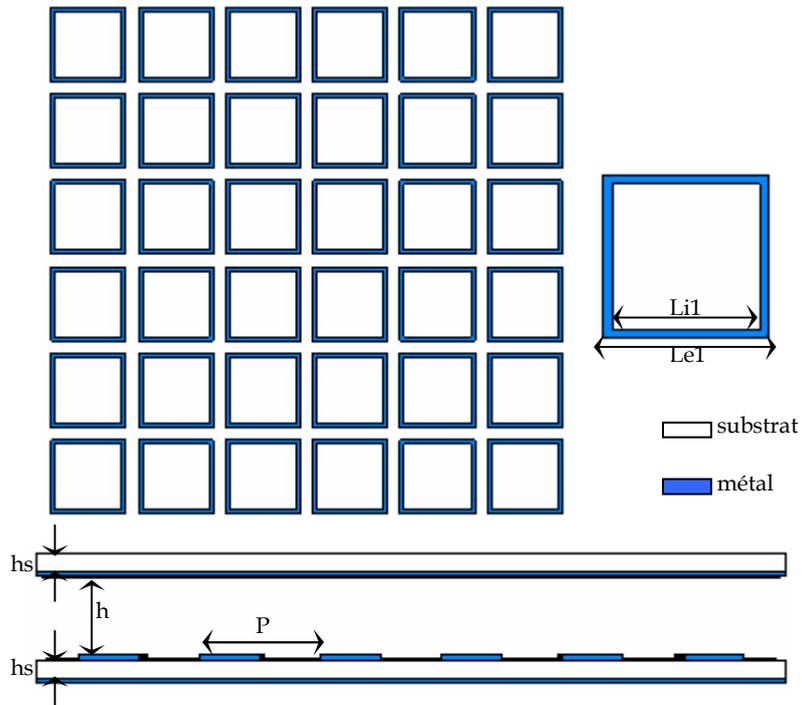


Figure III-24- Géométrie de l'antenne finale.

La directivité fréquentielle de l'antenne est comparée à celle de la structure classique à plan de masse métallique (courbe rouge). La directivité maximale et la bande en rayonnement totale sont conservées.

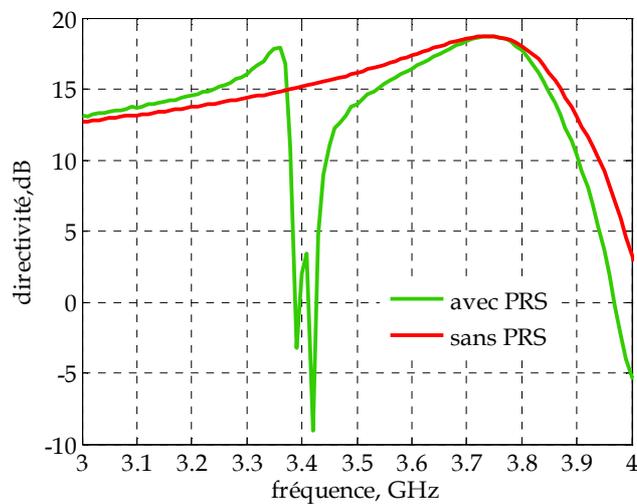


Figure III-25- Directivité fréquentielle de l'antenne, comparée à celle de la structure d'antenne classique.

Les diagrammes de rayonnement dans chacune des bandes de fonctionnement sont représentés (Figure III-26). Un rayonnement directif est obtenu dans chacune des deux bandes. Dans la deuxième bande de fonctionnement, la directivité obtenue est de 19 dB et correspond à celle prévue par la réflectivité de l'interface supérieure. La directivité maximale dans la première bande est légèrement inférieure, elle est de 18.5 dB. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -20 dB. Le niveau de rayonnement arrière est de -20 dB.

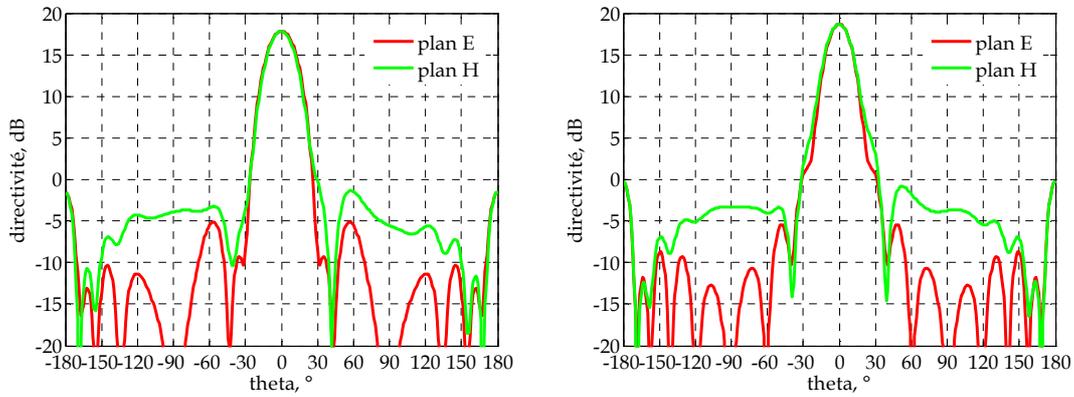


Figure III-26- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences centrales des deux bandes de fonctionnement.

III.2.5. Bilan de l'antenne bi-bande

La méthode appliquée dans cet exemple peut être généralisée et appliquée quel que soit le cahier des charges de l'antenne. L'interface supérieure de l'antenne n'est pas modifiée par rapport à une antenne BIE classique. La modification à apporter est au niveau du plan de masse de la structure. Une PRS vient s'associer au plan métallique pour constituer le PMS de l'antenne.

L'ensemble de la PRS et du plan métallique doit présenter une variation de phase allant de π à $-\pi$ avec un passage par 0° à la fréquence de résonance. Ce profil de phase peut contenir un saut de phase qui permet de remettre la valeur de phase à π après être passée par $-\pi$. Le fonctionnement bi-bande de l'antenne est obtenu grâce aux valeurs de phase φ_1 et φ_2 situées de chaque côté de la résonance. Les phases φ_1 et φ_2 vérifient l'équation de résonance de la cavité pour deux fréquences différentes f_1 et f_2 .

L'espace entre les bandes de fonctionnement de l'antenne peut être contrôlé en ajustant d'une part la sélectivité de la PRS et d'autre part la distance qui la sépare du plan métallique. Ces deux paramètres permettent de contrôler la position du saut de phase par rapport à la résonance du PMS.

L'inconvénient de ce type de configuration est que la PRS est située près du plan métallique et par conséquent de la source d'excitation, ce qui complexifie d'avantage la tâche d'adaptation de l'antenne. Si les motifs de la PRS ne sont pas suffisamment distants l'un de l'autre, l'excitation par patch est impossible, donc il faut avoir recours à d'autres sources d'excitation notamment le dipôle imprimé.

Une antenne BIE dont le fonctionnement bi-bande est réalisé par l'intégration d'une PRS au niveau de son plan de masse présente le même gain que la conception classique d'antenne BIE, c'est-à-dire un gain pouvant aller jusqu'à des valeurs supérieures à 30 dB en excitation mono-source.

En termes de bande en rayonnement, l'antenne risque de présenter des bandes de fonctionnement étroites, parce que les fréquences f_1 et f_2 sont généralement situées très près de la fréquence de résonance du PMS pour qu'elles soient les plus rapprochées possibles. Cette région de la courbe de phase présente une variation importante, ceci peut avoir des conséquences négatives sur la largeur de bande en rayonnement.

III.2.6. Conception d'une antenne tri-bande

La méthode utilisée pour la création d'un fonctionnement bi-bande sera reprise pour la conception d'antennes tri-bande. La surface partiellement réfléchissante employée pour obtenir une résonance au niveau de l'interface inférieure du résonateur doit être remplacée par une autre surface qui, associée au plan de masse métallique, permet d'obtenir deux résonances dans la courbe de réflectivité en phase. Le fonctionnement tri-bande est assuré grâce à trois états de phase du plan de masse structuré. L'ensemble de la PRS et du plan de masse métallique doit présenter trois valeurs de phase φ_1 , φ_2 et φ_3 satisfaisant les relations (III.5), (III.6) et (III.7) à trois fréquences distinctes f_1 , f_2 et f_3 :

$$h_1 = \frac{c}{2f_1} \left(\frac{\varphi_1 + \varphi_{\text{sup}}(f_1)}{2\pi} \right) \quad (\text{III.5})$$

$$h_2 = \frac{c}{2f_2} \left(\frac{\varphi_2 + \varphi_{\text{sup}}(f_2)}{2\pi} \right) \quad (\text{III.6})$$

$$h_3 = \frac{c}{2f_3} \left(\frac{\varphi_3 + \varphi_{\text{sup}}(f_3)}{2\pi} \right) \quad (\text{III.7})$$

III.2.6.1. Association de deux surfaces PRS au niveau du plan de masse

Pour obtenir un profil de phase permettant de réaliser cette approche, l'idée est d'associer à la surface PRS1 utilisée dans la conception de l'antenne bi-bande à bandes de fonctionnement rapprochées, une seconde surface PRS2 de même nature mais dont la résonance se trouve décalée par rapport à celle de la première surface. En l'occurrence, la surface PRS2 résonne plus haut par rapport à la surface PRS1 (la phase de réflexion à la résonance des surfaces est de $-\pi$).

La surface PRS2 est donc de type stop-bande en transmission. Les dimensions des anneaux sont $L_{e2}=19.75$ mm et $L_{i1}=16.25$ mm et leur périodicité est $P=47.75$ mm. Ses propriétés en réflexion sont représentées (Figure III-27).

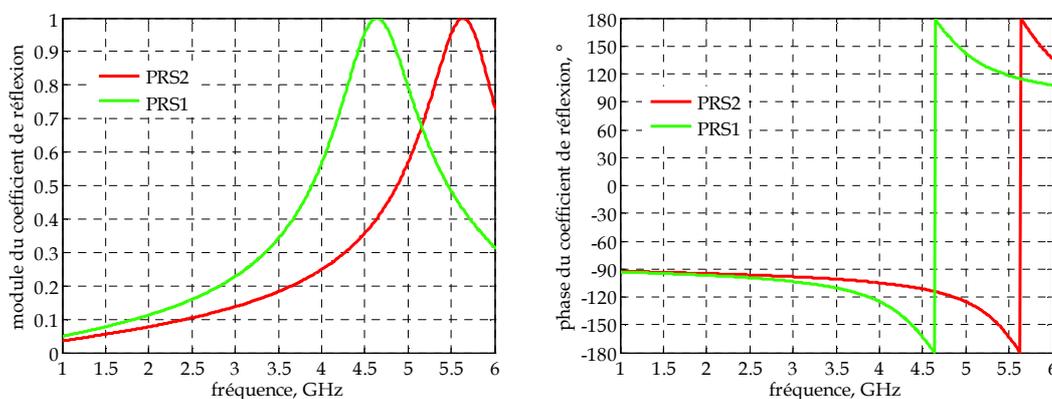


Figure III-27- Propriétés en réflexion de la surface PRS2 comparées à celles de la surface PRS1.

La réflectivité en phase de la surface partiellement réfléchissante PRS2 associée à un plan métallique est représentée (Figure III-28). La courbe de phase montre effectivement la présence d'une résonance à la fréquence 4.4 GHz (fréquence de résonance supérieure à celle de la surface PRS1 3.45 GHz). A partir des réflectivités en phase de l'interface supérieure et du plan de masse structuré à base de la surface PRS2, la hauteur de la cavité est calculée selon la condition de résonance et elle est présentée (Figure III-28).

La courbe verte représente la hauteur de la cavité résonnante créée en présence de la surface PRS2, la courbe rouge représente celle de la cavité à plan de masse métallique. Selon la courbe verte, deux fréquences de fonctionnement peuvent coexister. En choisissant, par exemple, une valeur de hauteur de 22 mm, la condition de résonance est satisfaite pour deux fréquences différentes $f_1=4.25$ GHz et $f_2=4.7$ GHz.

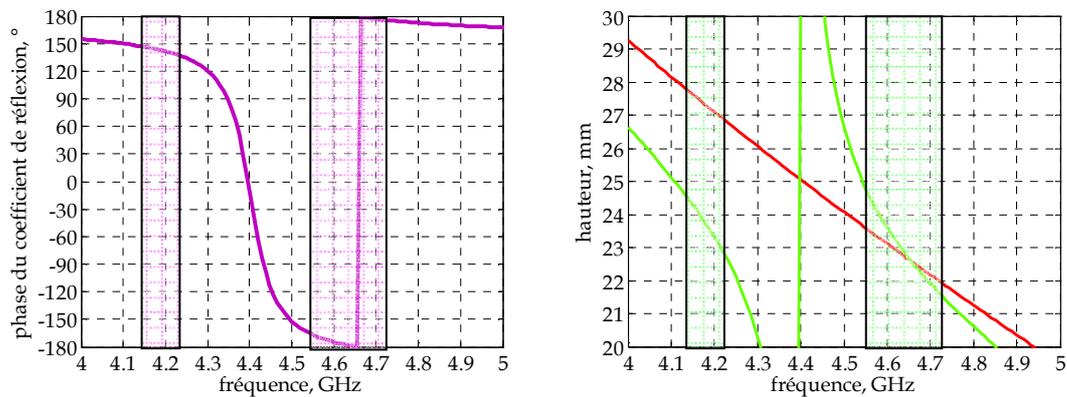


Figure III-28- A gauche, phase du coefficient de réflexion du plan de masse structuré à base de la surface PRS2. A droite, hauteur de la cavité résonnante formée entre l'interface supérieure et le plan de masse structuré dont la PRS est décrite ci-dessus, comparée à la hauteur de la même cavité en absence de la surface PRS2.

La présence de deux bandes de fonctionnement est confirmée avec la courbe du module du coefficient de transmission de la structure d'antenne complète (Figure III-29). Comme le montre la figure, deux bandes de fréquences peuvent être transmises à travers ce type de structure. La première est située à $f_1=4.2$ GHz et la deuxième plus large que la première est située à $f_2=4.7$ GHz.

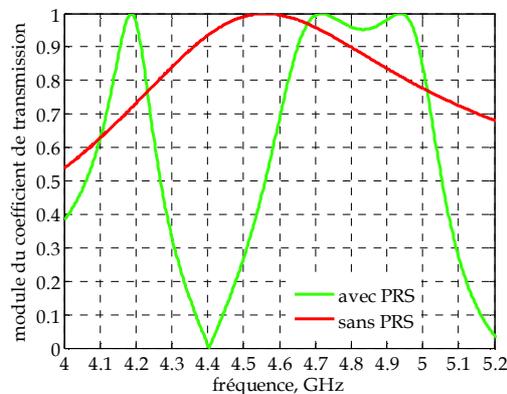


Figure III-29- Module du coefficient de transmission de la structure complète dont le plan de masse est remplacé par un plan de symétrie.

Pour vérifier que la surface PRS2 étudiée peut assurer un fonctionnement bi-bande dont les fréquences de fonctionnement sont proches, afin de réaliser plus tard un fonctionnement tri-bande en se servant de cette surface. Une antenne dont la géométrie est celle de la figure III-30 est conçue et ses performances sont montrées (Figures III-31 et III-32).

La courbe de directivité fréquentielle montre la présence de deux bandes de rayonnement situées à $f_1=4.2$ GHz et $f_2=4.7$ GHz, conformément à la courbe de hauteur en fonction de la fréquence et à celle du module du coefficient de transmission de la structure complète. Les deux bandes sont séparées de 500 MHz soit $f_2=1.1 \times f_1$. La largeur de bande Δf_1 est de 3.5 % à 4.2 GHz, et Δf_2 de 6 % à 4.7 GHz.

La directivité de la structure est conservée par rapport à la structure d'antenne classique à plan de masse métallique, mais la largeur de bande en rayonnement dans chacune des deux bandes est diminuée par rapport à la structure classique.

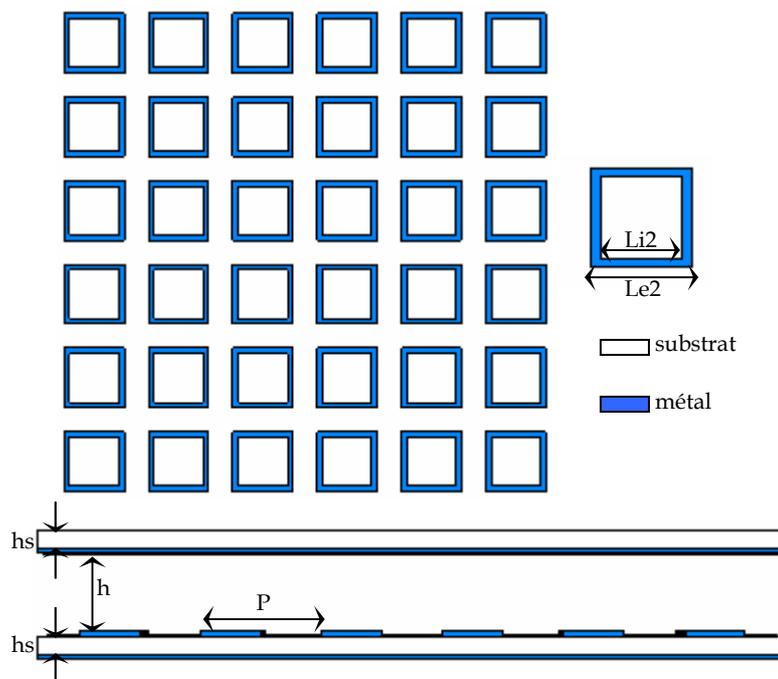


Figure III-30- Géométrie de l'antenne.

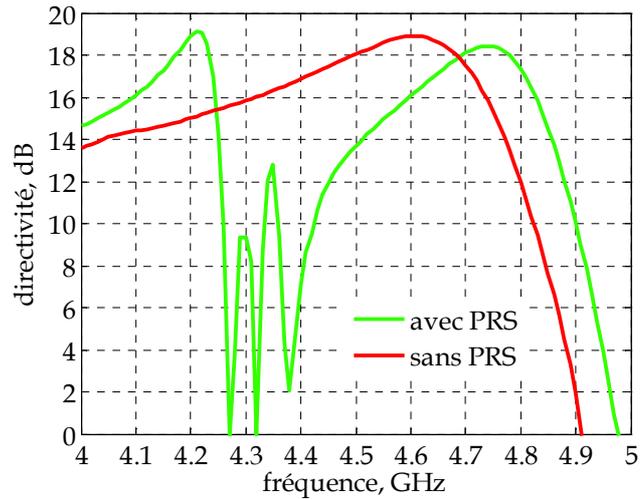


Figure III-31- Directivité fréquentielle de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les deux bandes de fonctionnement sont représentés (Figure III-32). L'antenne présente un rayonnement directif dans les deux bandes de fonctionnement avec une directivité de 19 dB. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -25 dB dans le plan E et remonte légèrement dans le plan H à la première fréquence de fonctionnement. Il atteint un niveau de -15 dB à la deuxième fréquence de fonctionnement. Le niveau de rayonnement arrière est de -25 dB.

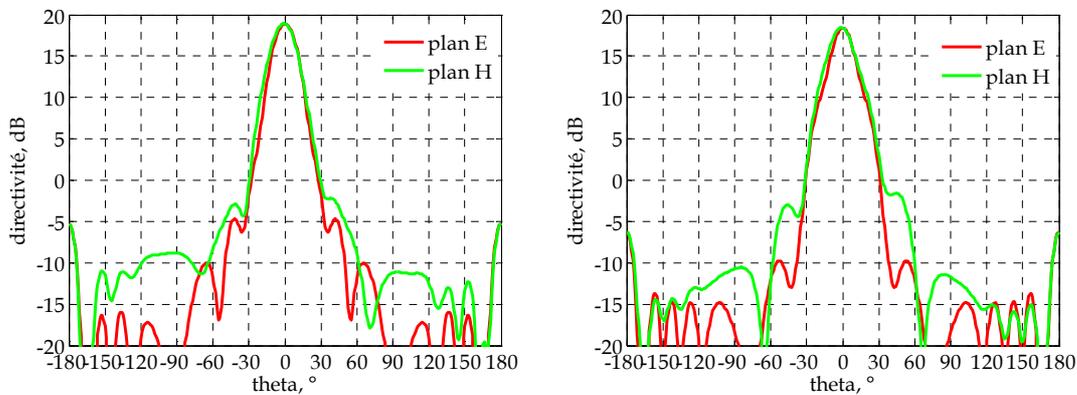


Figure III-32- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences centrales des deux bandes de fonctionnement.

Ayant montré que l'emploi de la surface PRS2 permet l'obtention de deux bandes de fonctionnement proches. L'association de la surface PRS2 à l'ancienne surface PRS1 doit permettre d'assurer un fonctionnement tri-bande dont les bandes de fonctionnement sont rapprochées.

Les surfaces PRS1 et PRS2 seront imbriquées. L'insertion de la nouvelle surface partiellement réfléchissante associant PRS1 et PRS2, au niveau du plan de masse métallique doit permettre de créer deux

fréquences de fonctionnement f_2 et f_3 de l'antenne au voisinage de sa fréquence de fonctionnement initiale f_1 . Le comportement du résonateur est donc équivalent à celui de trois cavités de hauteur h_1 , h_2 et h_3 , h_1 est la hauteur de la cavité initiale à plan de masse métallique, h_2 la hauteur de la cavité formée entre l'interface supérieure et la surface PRS1 et h_3 la hauteur de la cavité formée entre l'interface supérieure et la surface PRS2.

III.2.6.2. Antenne tri-bande

La surface associant PRS1 et PRS2 dans le même plan au-dessus d'un plan de masse métallique est utilisée pour réaliser l'interface inférieure de l'antenne. Pour conserver le même gain que les antennes précédentes l'interface supérieure est conservée. L'élément de la nouvelle surface partiellement réfléchissante regroupe les deux éléments des surfaces PRS1 et PRS2.

Cette nouvelle PRS est associée à un plan métallique et la phase de réflexion de l'ensemble est représentée (Figure III-34). La hauteur de la cavité calculée à partir de la phase de réflexion de l'interface supérieure et de celle du nouveau plan de masse structuré est représentée en vert (Figure III-34).

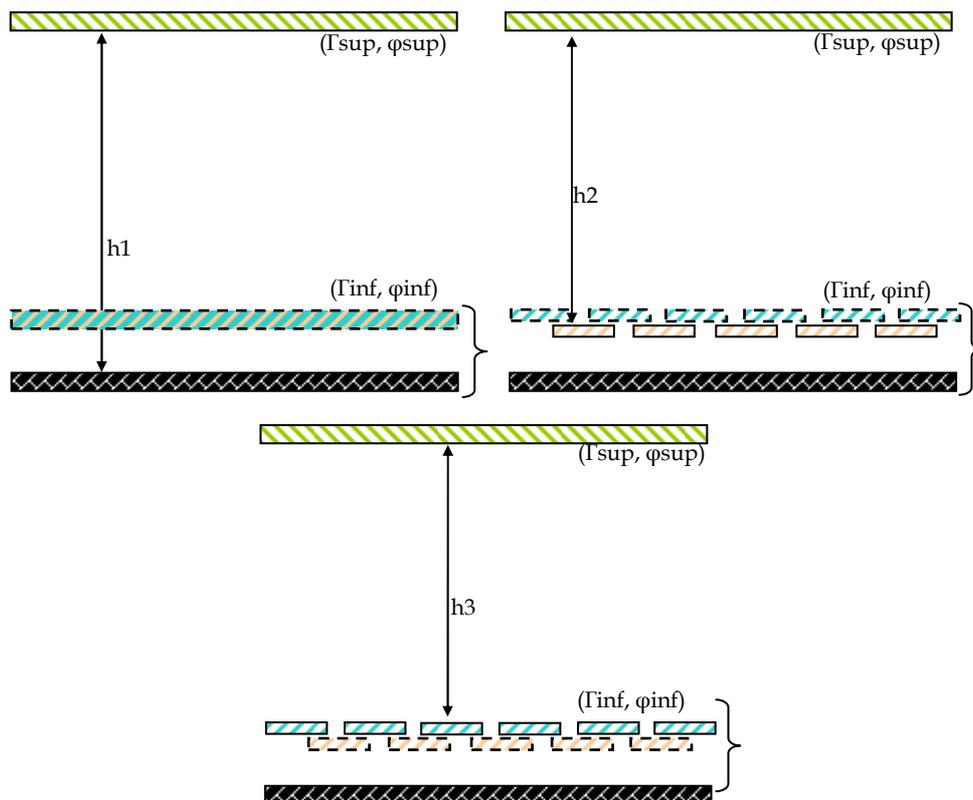


Figure III-33- Comportement du résonateur BIE tri-bande à plan de masse structuré.

Pour obtenir un fonctionnement tri-bande, il faut trouver trois valeurs de phase φ_1 , φ_2 et φ_3 appartenant à la courbe de phase du plan de masse structuré qui vérifient la condition de résonance pour trois fréquences différentes f_1 , f_2 et f_3 . Cela est possible si la valeur de hauteur choisie est par exemple 30 mm. Cette hauteur nous permet à priori d'obtenir trois bandes de fonctionnement: la première est centrée autour de $f_1=3.4$ GHz, la deuxième est à $f_2=3.8$ GHz et la dernière à $f_3=4.45$ GHz. Les fréquences f_1 et f_3 étant situées très près de chacune des résonances du plan de masse structuré, les largeurs des bandes en rayonnement correspondantes risquent d'être relativement étroites.

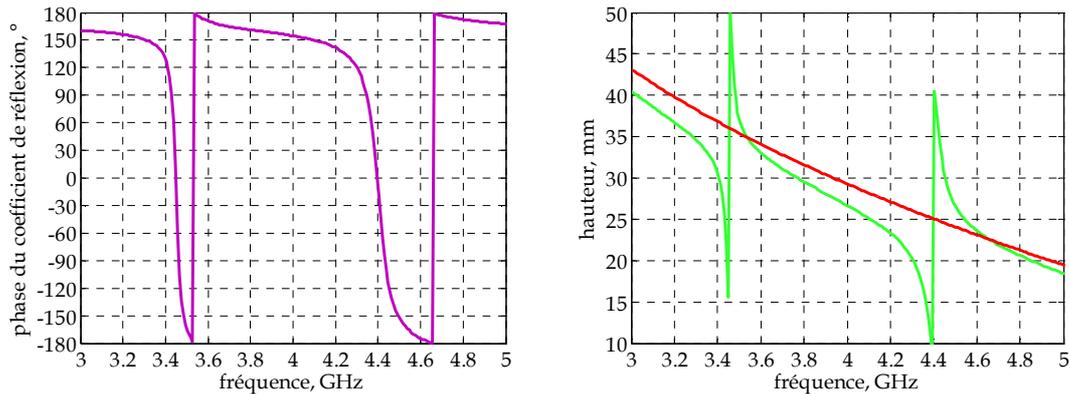


Figure III-34- A gauche, phase de réflexion du plan de masse structuré employé pour la conception de l'antenne tri-bande. A droite, la hauteur de la cavité résonante formée entre ce dernier et l'interface supérieure, celle-ci est comparée à la hauteur de la même cavité à plan de masse métallique.

L'antenne à résonateur BIE utilisant le plan de masse structuré étudié ci-dessus est conçue (Figure III-35) et ses performances sont évaluées. La directivité fréquentielle de l'antenne est représentée (Figure III-36), elle montre la présence de trois bandes de fonctionnement, la première située à $f_1=3.4$ GHz, la deuxième à $f_2=3.95$ GHz et la troisième à $f_3=4.45$ GHz. La deuxième fréquence de fonctionnement f_2 est décalée par rapport à celle prévue par la courbe de hauteur car la condition de résonance est satisfaite dans une large bande de fréquences autour de f_2 .

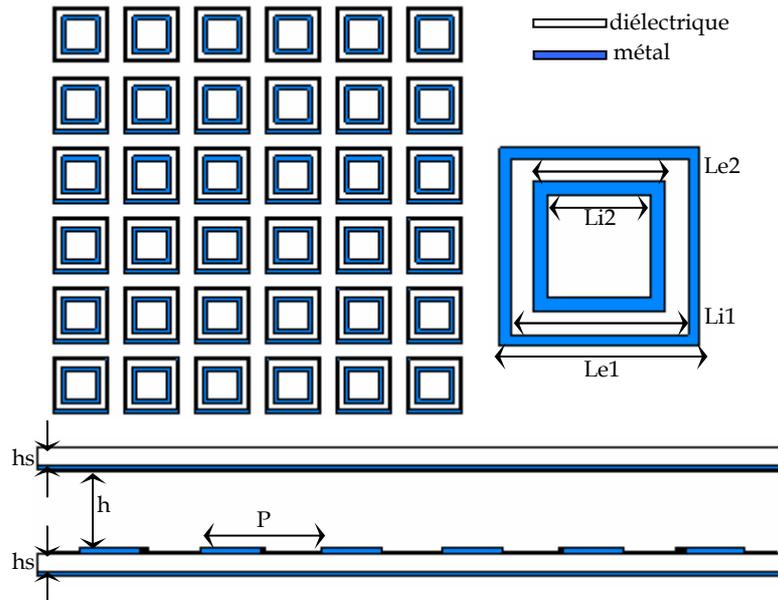


Figure III-35- Géométrie de l'antenne tri-bande.

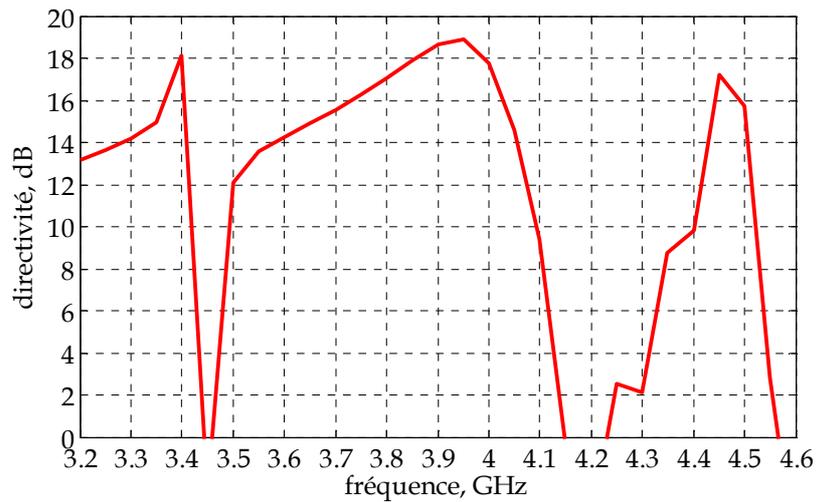


Figure III-36- Directivité fréquentielle de l'antenne à interface inférieure structurée tri-bande.

Les largeurs des bandes sont $\Delta f_1=1.5 \%$, $\Delta f_2=7.5 \%$ et $\Delta f_3=2 \%$. Les bandes en rayonnement sont relativement étroites notamment dans la première et troisième bande de fonctionnement, cela est lié à la valeur de hauteur choisie pour la conception de l'antenne. Cette valeur de hauteur nous fixe les fréquences de travail près des résonances du plan de masse structuré, en particulier pour les première et troisième bandes de fonctionnement.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne aux fréquences centrales des trois bandes de fonctionnement dans les plans E et H sont représentés (Figure III-37). Ils présentent un lobe axial avec un niveau des lobes secondaires et de rayonnement arrière très faible dans la troisième bande de fonctionnement, qui remonte dans les première et deuxième bandes jusqu'à une valeur de -18 dB dans la première bande de fonctionnement.

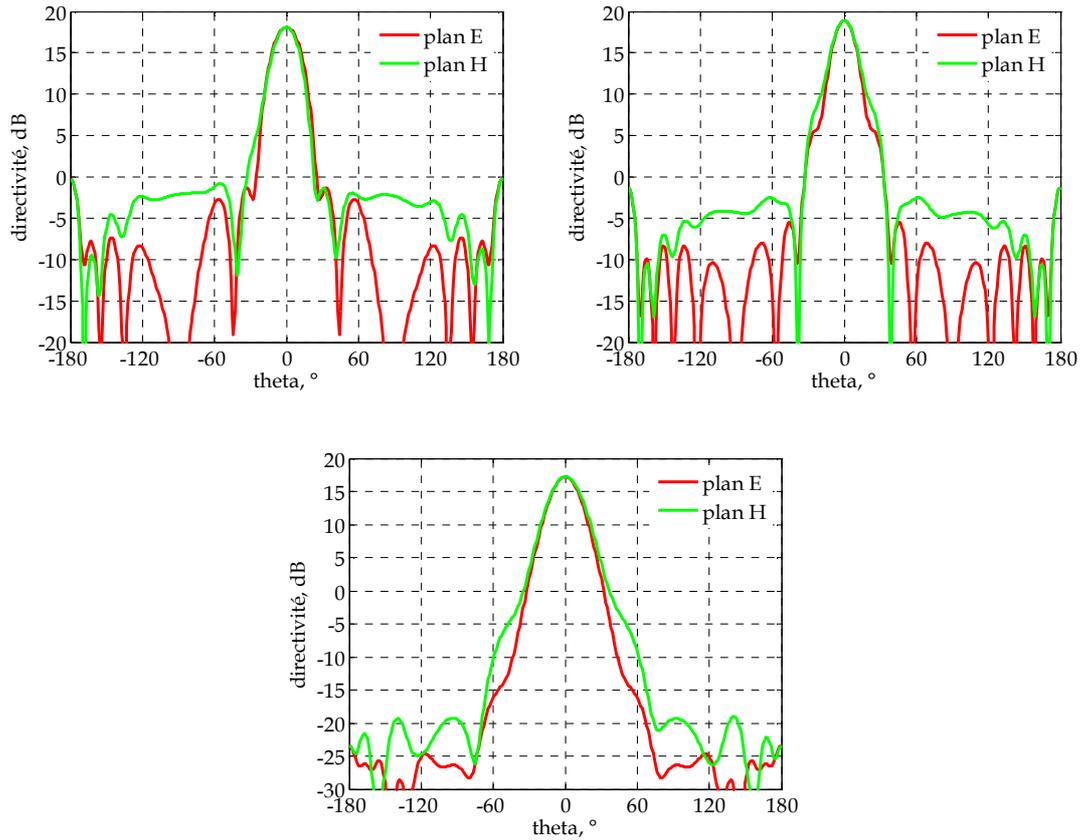


Figure III-37- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences du maximum de rayonnement 3.4 GHz, 3.95 GHz et 4.45GHz.

Des fonctionnements bi-bande ou tri-bande ont pu être obtenus dans le cas d'une antenne à interface inférieure structurée. L'inconvénient de ce type de configuration est que la surface partiellement réfléchissante est située à proximité du plan métallique et en conséquence de la source d'excitation, cela complexifie d'avantage la tâche d'adaptation de l'antenne BIE. Une autre antenne peut être étudiée pour la réalisation de fonctionnements bi-bande ou tri-bande. C'est toujours une antenne BIE dont nous structurons l'interface supérieure. L'interface inférieure étant un plan métallique, l'excitation de l'antenne peut être facilement réalisée à l'aide d'un patch imprimé. L'adaptation devra se faire d'une manière plus simple.

III.3. Antenne BIE à interface supérieure structurée

Après avoir introduit la surface partiellement réfléchissante au niveau du plan de masse de l'antenne à résonateur BIE, nous allons nous concentrer sur le cas où celle-ci est introduite au niveau de l'interface supérieure de l'antenne.

L'ensemble de la PRS et des tiges métalliques (les tiges métalliques constituent l'interface supérieure classique d'une antenne BIE métallique) constitue ce que nous appelons la structure multi-PRS. Elle est utilisée pour former la nouvelle interface supérieure ou interface supérieure structurée de l'antenne (Figure III-38).

L'emploi d'une structure multi-PRS permet d'obtenir des profils de phase particuliers tels qu'une variation de la phase entre π et $-\pi$ avec un passage par 0° à la résonance ou une croissance locale de la phase. Nous insistons dans cette partie sur le premier profil de phase, similaire à celui obtenu dans le cas du plan de masse structuré. La réflectivité en module de l'étage supérieur de la structure multi-PRS doit être donc supérieure à celle de l'étage inférieur pour assurer le profil de phase souhaité.

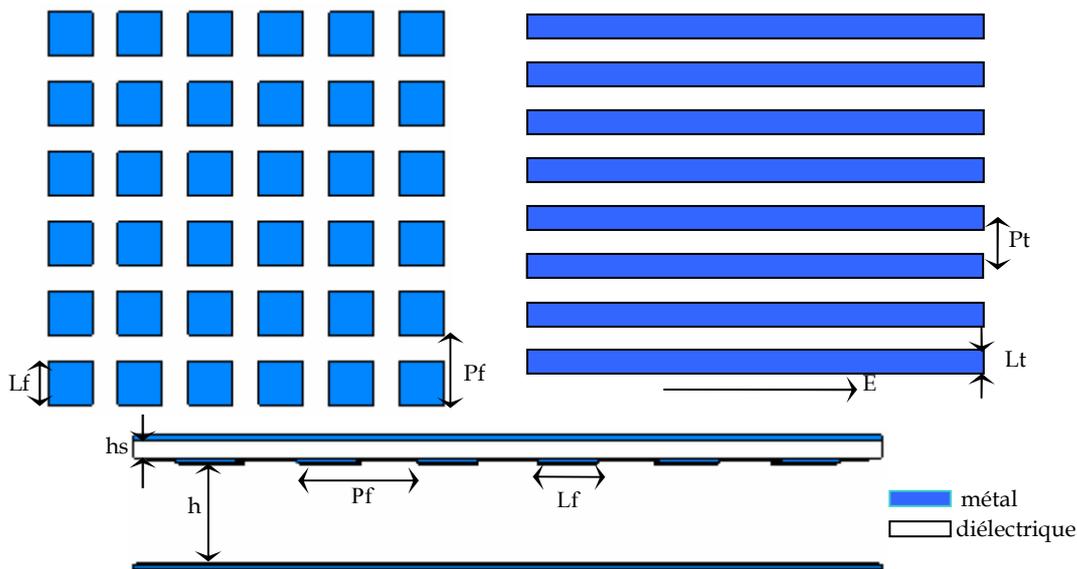


Figure III-38- Configuration du résonateur BIE incluant une structure multi-PRS.

La méthode de conception de l'antenne à résonateur BIE, à partir des valeurs des phases de ses interfaces est valable pour cette nouvelle configuration. Pour le calcul de la hauteur du résonateur, nous tenons compte de la nouvelle phase de l'interface supérieure.

Concernant le gain du résonateur, étant donné que l'interface supérieure fixe la valeur du gain, le gain de l'antenne est donc modifié par la présence de la PRS dans sa partie supérieure.

III.3.1. Conception de l'interface supérieure

Nous conservons la surface des tiges métalliques de la structure classique d'antenne BIE. Les dimensions de la surface choisie sont $L_t=5.5$ mm et $P_t=22.25$ mm. Nous associons à cette surface une PRS à patches déconnectés de type passe-bas en transmission, dont les dimensions sont $L_p=23.75$ mm et $P_p=44.5$ mm. Les surfaces sont imprimées sur les deux faces d'un substrat duroid de permittivité 2.33 et d'épaisseur 4 mm. La réflectivité de chacune des deux surfaces et celle de la structure multi-PRS sont représentées (Figure III-39). La réflectivité en module de la surface des tiges métalliques est supérieure à celle de la surface PRS. Le module du coefficient de réflexion de la structure multi-PRS montre une résonance à la fréquence 3.2 GHz. Avant la résonance, la réflectivité en module de l'ensemble est semblable à celle de l'étage supérieur. Elle ressemble après la résonance à la réflectivité en module de l'étage inférieur.

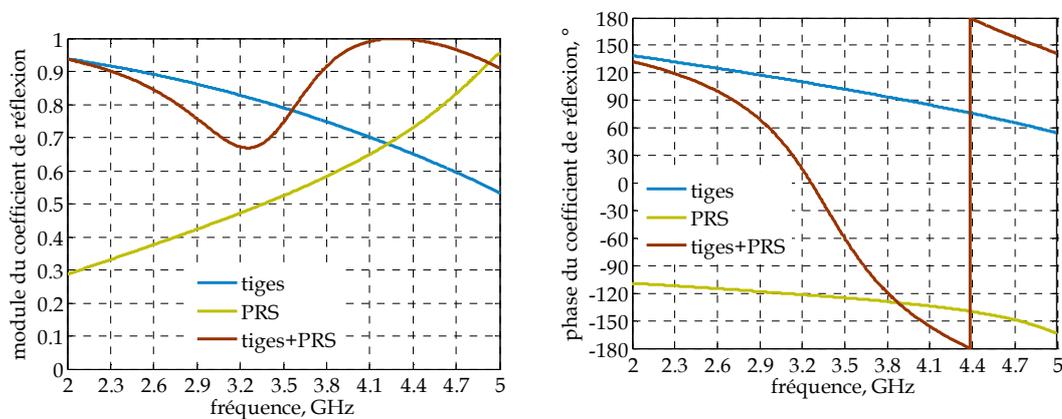


Figure III-39- Module et phase du coefficient de réflexion de la structure multi-PRS et des surfaces la composant.

L'étude de la réflectivité en phase de l'ensemble affiche le même profil de phase que celui observé dans le cas du plan de masse structuré. La phase varie entre 150° et -180° avec un passage par 0° autour de la fréquence 3.2 GHz et un saut de phase à 4.4 GHz. La forme de phase du coefficient de réflexion ressemble dans sa partie basse à celle de la surface des tiges métalliques, et dans sa partie haute à celle de la PRS.

III.3.2. Conception de l'antenne

La hauteur du résonateur formé entre la structure multi-PRS et le plan métallique est représentée (Figure III-40). Elle est comparée à celle calculée en l'absence de la PRS.

La hauteur est calculée à partir de la condition de résonance, où φ_{inf} est la phase du plan métallique, égale à π , et φ_{sup} est la phase de l'interface supérieure structurée.

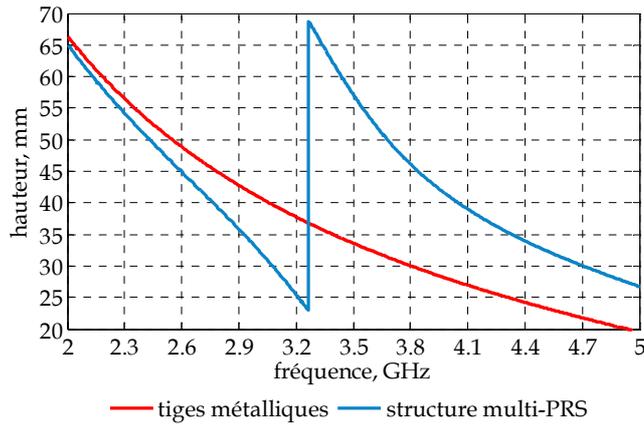


Figure III-40- Hauteur du résonateur formé entre le plan de masse métallique et la structure multi-PRS, comparée à celle du résonateur formé entre le plan de masse métallique et l'interface supérieure classique d'une antenne BIE constituée exclusivement de tiges métalliques.

La valeur choisie de la hauteur est de 45 mm pour travailler avant la fréquence de résonance. L'antenne est excitée par deux sources d'excitation différentes, la première est magnétique, elle est représentée par un patch imprimé positionné à proximité du plan de masse. La deuxième excitation est électrique, il s'agit d'un dipôle $\lambda/2$ inséré au milieu de la cavité pour une excitation optimale du champ E. La géométrie de la structure finale est représentée (Figure III-41). Les performances de l'antenne obtenues pour chacune des deux excitations sont représentées (Figure III-42 et III-43).

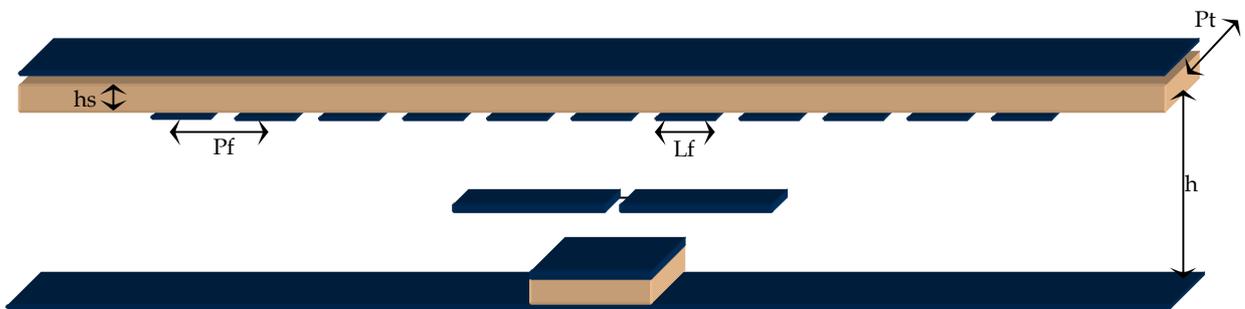


Figure III-41- Géométrie de l'antenne BIE à interface supérieure structurée excitée par un patch imprimé ou un dipôle.

L'antenne étudiée présente une directivité de 16 dB à la fréquence de fonctionnement 2.6 GHz. La bande passante en rayonnement est de 12 % dans le cas d'une excitation par patch et elle est de 17 % dans le cas d'une excitation par dipôle. Etant une excitation magnétique, le patch est susceptible d'exciter plus facilement qu'un dipôle les modes supérieurs de la cavité: les modes supérieurs présentant un maximum de champ magnétique au niveau du plan de masse sont situés plus près du mode de fonctionnement de la cavité que les modes supérieurs ayant un maximum de champ électrique au centre de la cavité.

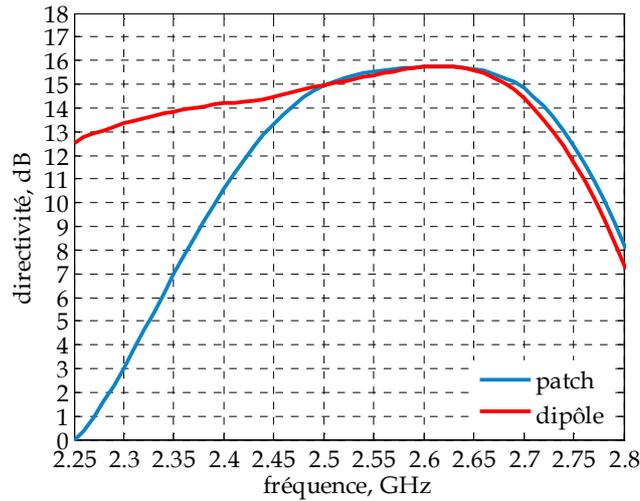


Figure III-42- Evolution de la directivité en fonction de la fréquence du résonateur de hauteur 45 mm excité par un patch ou un dipôle.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont visualisés aux fréquences 2.5 GHz, 2.55 GHz, 2.6 GHz et 2.65 GHz dans les plans E et H (Figure III-43 et III-44). Ils présentent un lobe directif dans l'axe avec un niveau des lobes secondaires inférieur à -22 dB dans le plan E et de l'ordre de -18 dB dans le plan H au début de la bande. Mais les lobes secondaires remontent en augmentant la fréquence et cela dans les deux plans E et H. Ils atteignent en fin de la bande un niveau de -20 dB dans le plan E et de -15 dB dans le plan H.

Le niveau de rayonnement arrière est de l'ordre de -20 dB en basses fréquences et remonte à -18 dB à la fréquence du maximum de rayonnement.

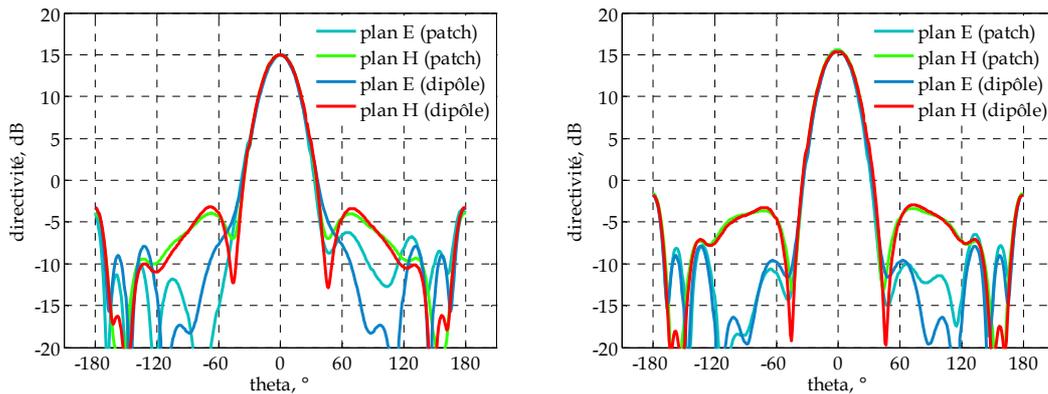


Figure III-43- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 2.5 GHz et 2.55 GHz obtenus pour les deux types d'excitation.

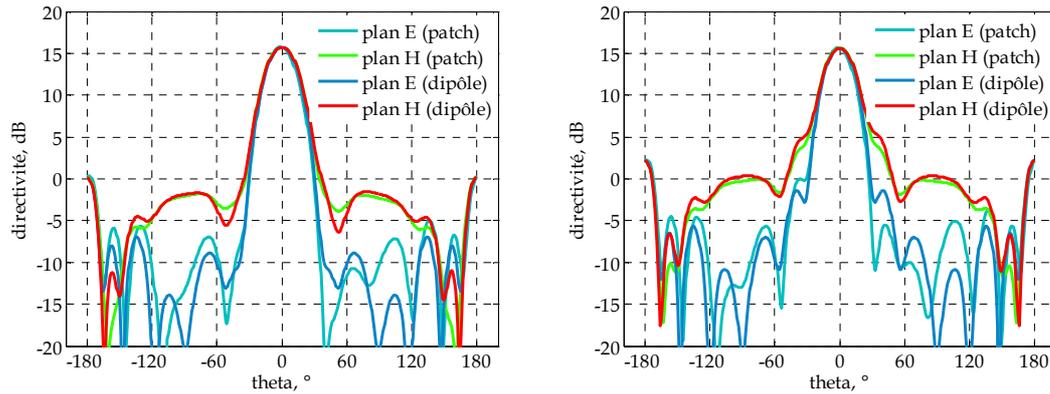


Figure III-44- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 2.6 GHz et 2.65 GHz obtenus pour les deux types d'excitation.

L'adaptation de l'antenne est représentée (Figure III-45) dans le cas d'une excitation par patch. Une adaptation de -10 dB est réalisée sur une bande d'adaptation décalée, de 100 MHz vers les hautes fréquences, par rapport à la bande en rayonnement.

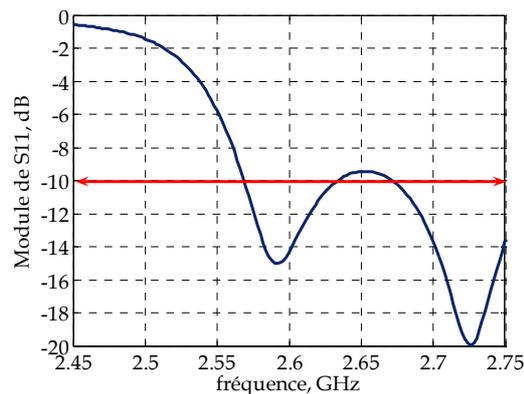


Figure III-45- Adaptation de l'antenne dans le cas d'une excitation par patch.

III.3.3. Fonctionnement tri-bande

De la même manière que dans le cas de l'antenne à interface inférieure structurée, l'intégration d'une surface partiellement réfléchissante dans l'interface supérieure de l'antenne BIE permet de réaliser un fonctionnement bi-bande ou encore tri-bande. Deux états de phase doivent vérifier la condition de résonance de la cavité à deux fréquences différentes dans le cas d'un fonctionnement bi-bande. Trois états de phase à trois fréquences distinctes sont nécessaires pour un fonctionnement tri-bande de l'antenne. Nous nous focalisons dans cette partie de l'étude sur la réalisation d'antennes BIE tri-bande pour montrer la faisabilité de ce type de fonctionnement dans le cas d'une configuration d'antenne BIE à interface supérieure structurée.

Deux surfaces de type stop-bande imbriquées insérées au niveau de l'interface supérieure, permettent de créer deux fréquences de fonctionnement f_2 et f_3 de l'antenne au voisinage de sa fréquence de fonctionnement initiale f_1 . Le comportement du résonateur est donc équivalent à celui de trois cavités de hauteurs h_1 , h_2 et h_3 (Figure III-46).

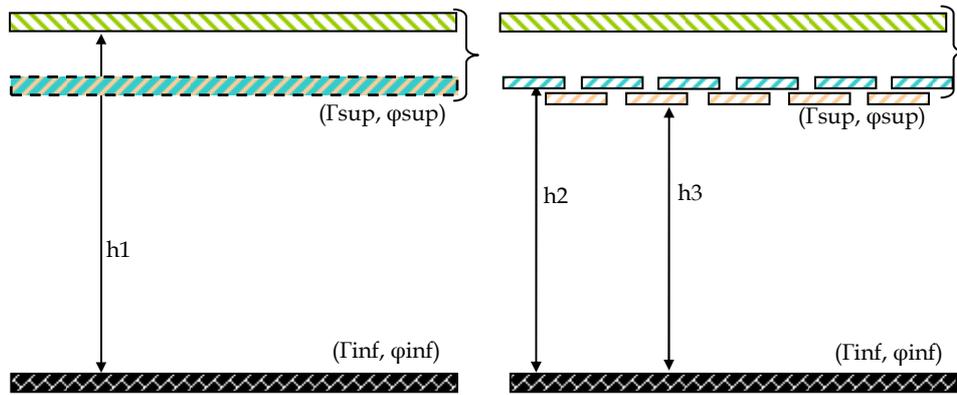


Figure III-46- Comportement de l'antenne à interface supérieure structurée et fonctionnement tri-bande.

L'étage supérieur de la structure multi-PRS est une surface de tiges métalliques dont la largeur des tiges est $L_t=5.5$ mm et la périodicité est $P_t=28.375$ mm. L'étage inférieur est une surface à double anneaux dont les dimensions sont $L_{e1}=23.75$ mm, $L_{i1}=21.25$ mm, $L_{e2}=19.75$ mm, $L_{i2}=16.25$ mm (Figure III-47).

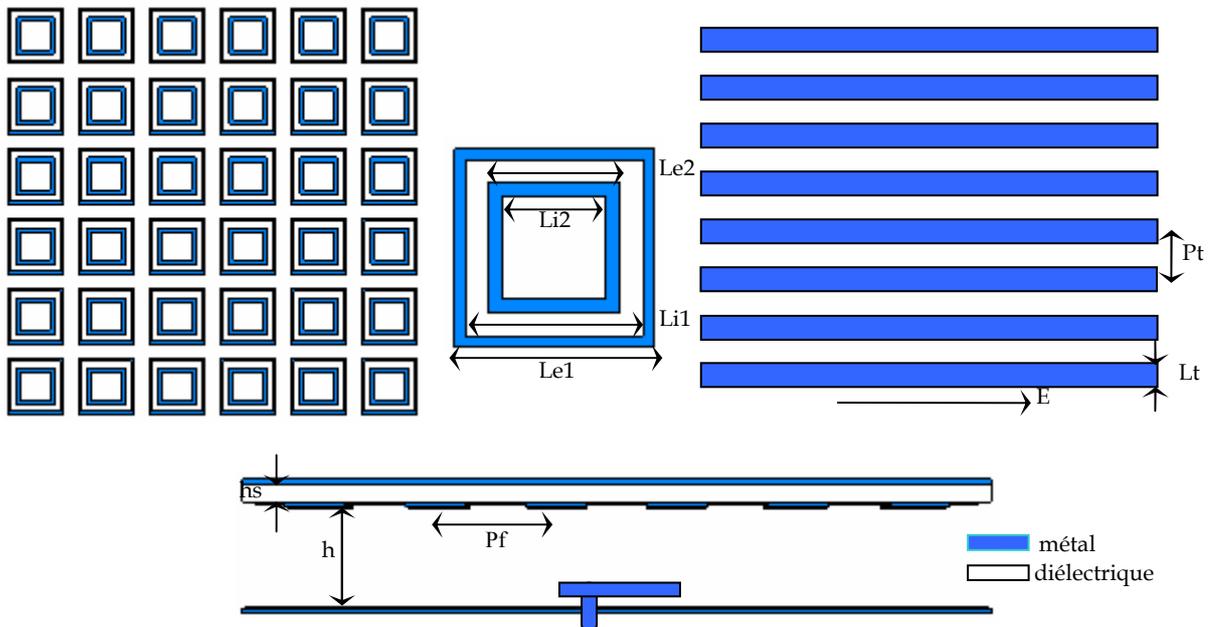


Figure III-47- Géométrie de l'antenne excitée par patch et des surfaces partiellement réfléchissantes constituant son interface supérieure.

La hauteur du résonateur calculée selon la condition de résonance en fonction des phases à la réflexion des interfaces est représentée (Figure III-48). La courbe $h(f)$ montre deux sauts de hauteur correspondant aux résonances de la structure multi-PRS employée en interface supérieure. Un fonctionnement tri-bande devrait avoir lieu si la hauteur de la cavité est par exemple réglée à une valeur de 43 mm.

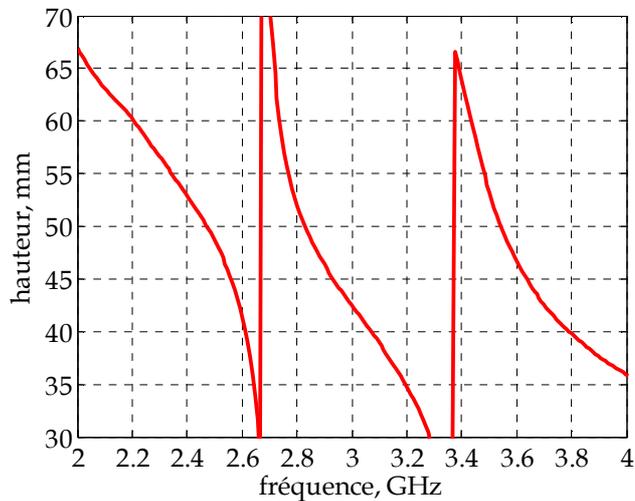


Figure III-48- Hauteur du résonateur BIE formé entre la structure multi-PRS en interface supérieure et d'un plan métallique en interface inférieure.

Les performances du résonateur BIE excité par un patch imprimé sont évaluées et sa directivité fréquentielle est représentée (Figure III-49). Elle montre trois bandes de rayonnement distinctes, la première à $f_1=2.6$ GHz, la deuxième à $f_2=3$ GHz et la troisième à $f_3=3.7$ GHz. Les largeurs des bandes en rayonnement sont $\Delta f_1=8\%$, $\Delta f_2=2\%$ et la dernière très faible $\Delta f_3=0.5\%$.

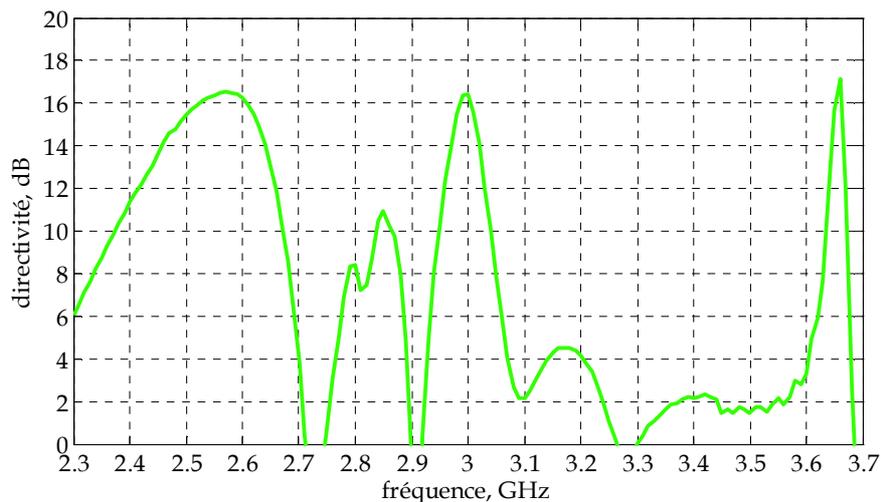


Figure III-49- Directivité fréquentielle de l'antenne tri-bande à interface supérieure structurée.

Des fonctionnements multi-bandes peuvent être aussi bien obtenus avec une configuration d'antenne BIE employant une structure multi-PRS qu'avec une configuration d'antenne à plan de masse structuré.

III.3.4. Bilan de l'antenne à interface supérieure structurée

Comme pour l'antenne dont la surface partiellement réfléchissante a été introduite au niveau du plan de masse, l'emploi de la PRS au niveau de l'interface supérieure permet de gagner en encombrement longitudinal de l'antenne, ce gain en hauteur n'est considérable que si la fréquence de travail est fixée à la résonance de la structure multi-PRS. L'encombrement en hauteur de l'antenne peut être d'avantage réduit avec l'emploi d'une configuration d'antenne à double interfaces structurées.

Le gain de l'antenne est modifié à cause de la modification de la réflectivité de son interface partiellement réfléchissante.

L'adaptation de ce type de configuration s'avère plus simple que celle de la configuration d'antenne à interface inférieure structurée.

III.4. Antenne à double interfaces structurées

L'étude d'une antenne à plan de masse structuré au niveau de l'interface inférieure ou à structure multi-PRS au niveau de l'interface rayonnante, nous a amené à tirer les conclusions suivantes. L'encombrement en hauteur de l'antenne peut être réduit avec l'emploi d'une surface à profil de phase variable, notamment si la fréquence de fonctionnement de l'antenne coïncide avec la résonance de la structure à PRS employée.

L'idée dans cette partie est de réaliser des antennes encore moins encombrantes en employant les deux structures à PRS qui sont le plan de masse structuré et la structure multi-PRS pour la conception de l'antenne à résonateur BIE.

L'emploi d'une structure dont le profil de phase varie entre π et $-\pi$ en passant par 0° , dans l'interface inférieure permet de réduire la hauteur de la cavité résonante, en particulier quand la fréquence de fonctionnement de l'antenne se situe près de la résonance de la structure (phase de réflexion de 0°). La condition de résonance peut être donc écrite sous la forme suivante:

$$h(f_0) = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\varphi_{\text{inf}}(f_0) \cong 0 + \varphi_{\text{sup}}(f_0) \cong \pi}{2\pi} \right) \cong \frac{\lambda_0}{4} \quad (\text{III.8})$$

De même, quand une structure multi-PRS, ayant le même profil de phase avec un passage par 0° à la fréquence de résonance, est utilisée pour construire l'interface supérieure du résonateur. L'encombrement en hauteur de l'antenne est réduit grâce à la valeur de phase inférieure à π de son interface supérieure (la valeur initiale de la réflectivité en phase de la structure à PRS est en fait située entre 150° et 170° , elle n'est pas parfaitement égale à 180°). Mais la dimension de l'antenne selon son axe de propagation n'est optimale que dans

le cas où la fréquence de fonctionnement est fixée à la résonance de la structure multi-PRS utilisée. Ainsi la condition de résonance s'écrit:

$$h(f_0) = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\varphi_{\text{inf}}(f_0) \cong \pi + \varphi_{\text{sup}}(f_0) \cong 0}{2\pi} \right) \cong \frac{\lambda_0}{4} \quad (\text{III.9})$$

Une configuration d'antenne, employant un plan de masse structuré et une structure multi-PRS en interface supérieure, peut autoriser une réduction importante de l'épaisseur du résonateur BIE. L'épaisseur est minimale si les résonances des deux structures sont obtenues autour de la même fréquence. Alors, la condition de résonance s'écrit:

$$h(f_0) = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\varphi_{\text{inf}}(f_0) \cong 0 + \varphi_{\text{sup}}(f_0) \cong 0}{2\pi} \right) \ll \lambda \quad (\text{III.10})$$

Un plan de masse structuré dont les dimensions sont $L_i=23.75$ mm et $P_i=47.75$ mm, et une structure multi-PRS dont les dimensions de la PRS sont $L_s=23.75$ mm et $P_s=44.5$ mm et celles de la surface des tiges métalliques sont $L_t=5.5$ mm et $P_t=22.25$ mm (Figure III-51).

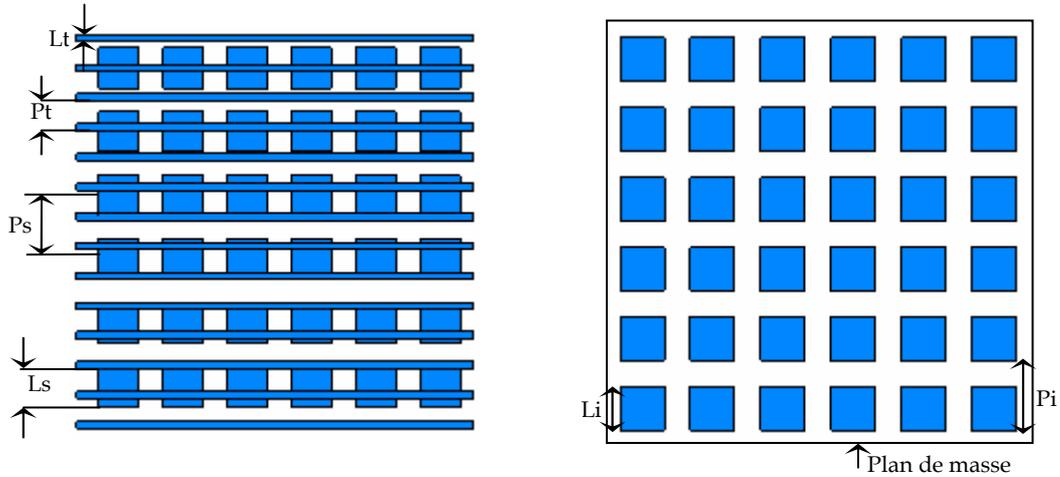


Figure III-50- Géométrie de la structure multi-PRS (à gauche) et du plan de masse structuré (à droite) utilisés.

Les réflectivités en phase des deux structures sont représentées (Figure III-52). La hauteur de la cavité résonante prédite par la condition de résonance est représentée dans la même figure, comparée à la hauteur de l'antenne BIE classique. Sur la courbe de la hauteur en fonction de la fréquence, nous remarquons une réduction de l'encombrement longitudinal du résonateur de l'ordre de $\lambda/10$ pour les fréquences très inférieures à la fréquence de résonance. Cet encombrement est de plus en plus réduit en s'approchant de cette dernière. Il devient nul à la fréquence 3.5 GHz (fréquence pour laquelle la somme des phases des deux murs constituant le résonateur s'annule).

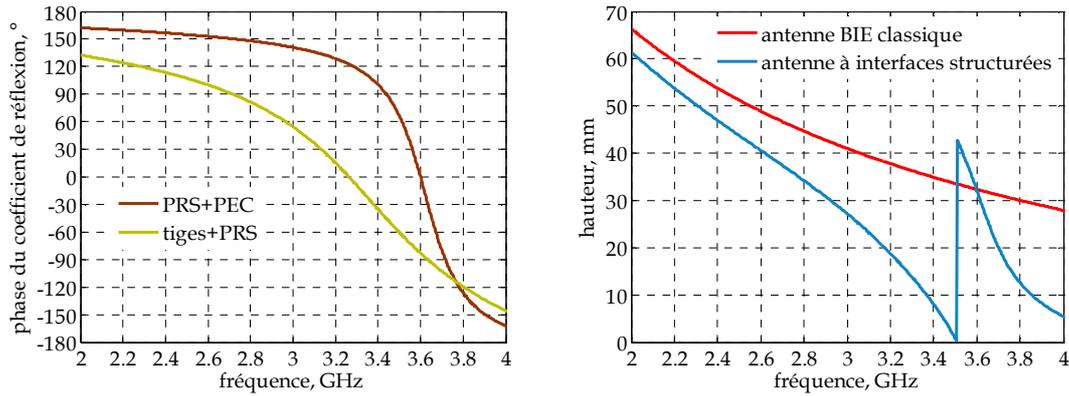


Figure III-51- A gauche, phases des coefficients de réflexion du plan de masse structuré et de la structure multi-PRS. A droite, hauteur du résonateur formé entre les deux interfaces, comparée à celle de la même antenne en absence des deux surfaces PRS.

Pour concevoir une antenne à très faible encombrement, nous choisissons de travailler juste avant la fréquence 3.5 GHz, la hauteur du résonateur est donc fixée à 4 mm. La source d'excitation choisie est un dipôle de longueur $\lambda/2$. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée dans la figure III-53.

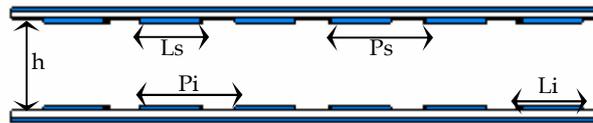


Figure III-52- Géométrie de l'antenne étudiée.

Les performances de l'antenne sont analysées et l'évolution de sa directivité en fonction de la fréquence est représentée (Figure III-54). Elle montre un maximum de directivité de 13.7 dB à la fréquence 3.3 GHz. La fréquence du maximum de rayonnement est décalée de 150 MHz soit 4.5 % vers les basses fréquences par rapport à celle prévue par la courbe $h(f)$. Ce décalage fréquentiel peut être expliqué par le fait que la variation de l'épaisseur de la cavité en fonction de la fréquence est très rapide dans la bande de fréquences de travail.

La largeur de la bande en rayonnement est de 17 %. Etant donné que le facteur de qualité de la cavité BIE dépend des phases de réflexion de ses interfaces, il est donc faible suite à l'emploi de faibles valeurs de phase au niveau des interfaces. Ceci explique la faible directivité et la large bande passante obtenues.

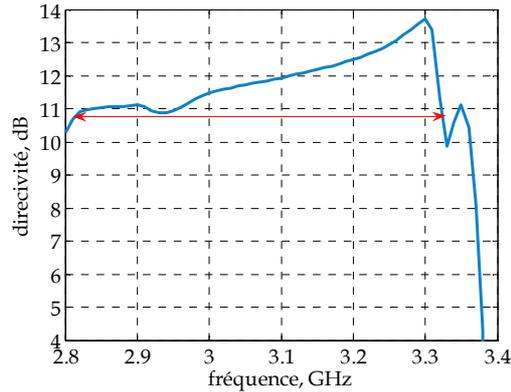


Figure III-53- Evolution de la directivité en fonction de la fréquence.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont visualisés (Figure III-55) aux fréquences 2.9 GHz, 3 GHz, 3.1 GHz, 3.2 GHz et 3.3 GHz. Ils présentent un lobe axial avec une directivité maximale de 13.7 dB à la fréquence 3.3 GHz. Les diagrammes de rayonnement présentent la même allure que ceux d'une antenne BIE classique de hauteur $\lambda/2$. Le niveau des lobes secondaires est important dans le plan E, il est de l'ordre de -15 dB.

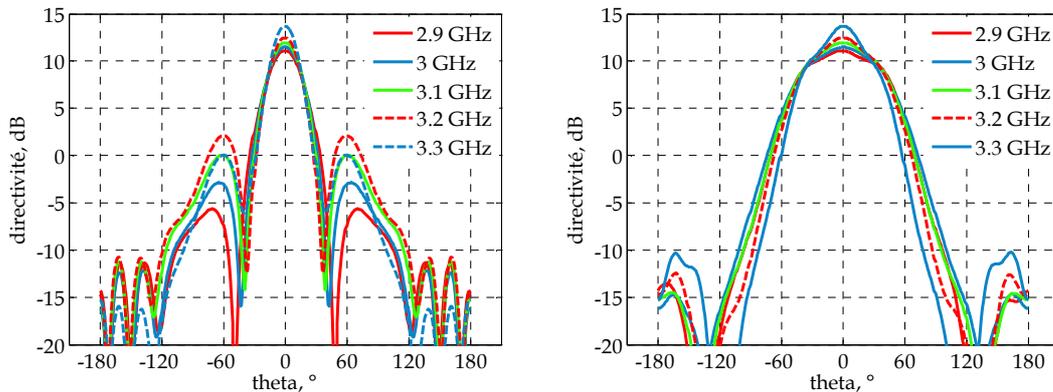


Figure III-54- A gauche, diagrammes de rayonnement dans le plan E. A droite, diagrammes de rayonnement dans le plan H, aux fréquences 2.9 GHz, 3 GHz, 3.1 GHz, 3.2 GHz et 3.3 GHz.

L'antenne obtenue peut également être utilisée pour la conception d'antennes bi-bande ou tri-bande, mais la fabrication d'une telle configuration reste très complexe à cause de la présence de plusieurs surfaces partiellement réfléchissantes dans la conception de l'antenne.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, des structures complexes à base de métasurfaces offrant des profils de phase à la réflexion particuliers ont été employées dans la conception de l'antenne BIE. Deux types de structures qui sont le plan de masse structuré utilisé en interface inférieure de l'antenne ou la structure multi-PRS en interface supérieure offrent des profils de phase variables entre π et $-\pi$ avec un passage par 0° de la phase à leur résonance. Ces formes de phase permettent de réaliser certaines améliorations au niveau de l'antenne. En particulier des fonctionnements multi-bandes peuvent avoir lieu.

Le fonctionnement bi-bande de l'antenne peut être réalisé par la création d'une cavité à double-défaut, ou de deux cavités de hauteurs différentes à interfaces supérieures complémentaires ou encore grâce à deux états de phase différents, d'une structure à base de métasurfaces, présents à deux fréquences distinctes. Cette dernière approche est utilisée pour réaliser des antennes bi-bande fonctionnant à des bandes éloignées ou rapprochées ou encore des antennes tri-bande.

CHAPITRE IV

Effet d'une phase croissante de l'interface supérieure structurée

- Inversion locale du profil de phase à l'aide d'une structure double-PRS
- Détermination des besoins en termes de réflectivité des surfaces composant la structure double-PRS
- Exemple d'application d'antenne BIE large bande
- Conception et réalisation d'antenne BIE large bande fonctionnant dans la bande Ku
- Etude d'une structure triple-PRS

CHAPITRE IV: EFFET D'UNE PHASE CROISSANTE DE L'INTERFACE SUPERIEURE STRUCTUREE

IV.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude d'un nouveau concept d'antenne à résonateur BIE large bande se basant sur l'emploi de matériaux à phase de réflexion croissante. Les antennes à résonateur BIE existantes présentent un rayonnement directif, omnidirectionnel ou sectoriel faible bande. Plusieurs études ont été menées [32][34], elles avaient comme objectif l'amélioration de la bande passante des antennes à résonateur BIE. Grâce à ces études, un rayonnement large bande de l'antenne a été réalisé. Ce chapitre vient compléter et approfondir les travaux publiés dans le but d'établir une méthode de conception d'un matériau destiné à la construction de l'interface supérieure de l'antenne BIE qui permet d'élargir la bande de fonctionnement de celle-ci.

Dans la première partie de ce chapitre est présentée la problématique de la bande passante qui constitue le principal point faible de l'antenne BIE, ainsi que la méthode envisagée pour remédier à ce problème. Plusieurs solutions sont présentées, et la plus pertinente est retenue. La réponse au problème de la bande de fonctionnement étroite des antennes BIE, réside dans les propriétés de réflexion de l'interface supérieure. L'interface supérieure conçue de façon à pallier la limitation en termes de bande, l'antenne peut alors présenter une bande en rayonnement très large allant jusqu'à 25 % pour une directivité de 15 dB.

La deuxième partie est consacrée à la méthode de conception du matériau qui assure un rayonnement large bande à l'antenne. La méthode est ensuite appliquée pour la création d'un matériau dédié à la conception d'une antenne de 25 % de bande.

La troisième partie est dédiée à la conception et la réalisation d'une antenne BIE large bande fonctionnant dans la bande Ku. Les problèmes liés à cette topologie d'antenne sont soulignés, notamment en ce qui concerne l'adaptation.

L'étude dans la dernière partie de ce chapitre est étendue aux matériaux multi-étages afin d'exploiter les propriétés de ce genre de matériau dans l'antenne à résonateur BIE.

IV.2. Problématique de la bande passante

Les antennes BIE sont de très bons candidats pour répondre aux besoins de faible encombrement et de forte directivité que demandent plusieurs applications. Elles sont assez faciles à réaliser du moment qu'elles sont conçues à partir de plaques diélectriques ou de tiges métalliques suspendues à une hauteur h d'un plan de masse. Que l'interface supérieure soit construite à partir du diélectrique ou de surfaces partiellement réfléchissantes, un modèle résonnant unique peut être utilisé pour illustrer les modes de la cavité dans la direction normale. L'équation déterminant la condition de résonance pour un maximum de directivité dans la direction normale est,

$$\varphi_{\text{inf}} + \varphi_{\text{sup}} - 2k_c h = 2n\pi \quad (\text{IV.1})$$

φ_{inf} est la phase du coefficient de réflexion du mur inférieur, φ_{sup} est la phase du coefficient de réflexion du mur supérieur. En général, le mur inférieur du résonateur est un plan métallique parfait et possède une phase à la réflexion de π , h la hauteur résonante de la cavité, k_c la composante normale du vecteur d'onde et n un nombre entier.



Figure IV-1- Conception généralisée de l'antenne à résonateur BIE, φ_{inf} est la phase du coefficient de réflexion du plan de masse, φ_{sup} est la phase de l'interface supérieure, h est la hauteur résonante.

La hauteur h du résonateur est déterminée à partir de la somme des phases $\Delta\varphi = \varphi_{\text{inf}} + \varphi_{\text{sup}}$. En général, la somme des phases $\Delta\varphi$ décroît en fonction de la fréquence tandis que $2\beta h(f)$ est une droite de pente positive. L'équation (IV.1) est alors vérifiée uniquement pour une seule fréquence et une faible bande de fréquences autour de celle-ci.

Pour améliorer la bande de fonctionnement de l'antenne de hauteur h , l'équation (IV.1) doit être vérifiée pour une large bande de fréquences. Or $2\beta h$ croît linéairement en fonction de la fréquence, $\Delta\varphi = \varphi_{\text{inf}} + \varphi_{\text{sup}}$ doit aussi croître en fonction de la fréquence.

Le nouveau concept du résonateur BIE large bande proposé dans ce chapitre, consiste à employer un matériau à phase croissante pour l'élargissement de bande. Ce matériau est utilisé pour constituer l'interface supérieure structurée de l'antenne à résonateur, un plan métallique à phase $\varphi_{\text{inf}} = \pi$ est utilisé en interface inférieure.

La phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure $\varphi_{\text{sup objectif}}$ qui permet d'obtenir un comportement large bande de l'antenne est donc,

$$\varphi_{\text{sup objectif}} = 2\beta h - \pi, n=0 \quad (\text{IV.2})$$

En conséquence, $\varphi_{\text{sup objectif}}(f)$ doit suivre la même variation que la droite $2\beta h(f)$ pour réaliser un comportement large bande (Figure IV-2).

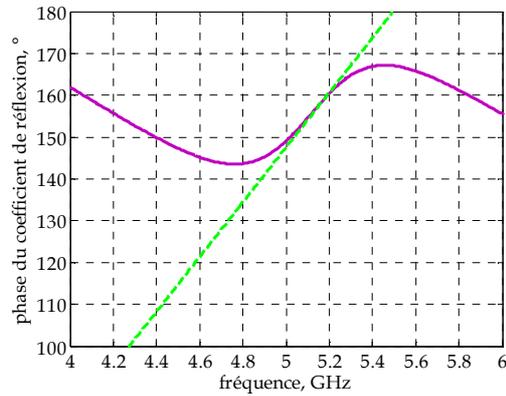


Figure IV-2- Réflectivité en phase d'un matériau à phase croissante. La droite verte en pointillés représente la phase de réflexion objective pour la réalisation d'antennes BIE large bande.

IV.3. Choix du matériau pour l'inversion de phase

L'objectif à atteindre lors de cette étude est de trouver le matériau à utiliser au niveau de l'interface supérieure dont la phase vérifie l'équation (IV.2). Des propriétés en réflexion intéressantes sont obtenues lorsque l'on associe des surfaces partiellement réfléchissantes. Il a été montré dans le *chapitre III* qu'une structure double-PRS permet d'obtenir un profil de phase variable décroissant, qui peut être utilisé dans l'antenne BIE pour réaliser des fonctionnements tels que le multi-bandes. Dans le cas des structures employées, la réflectivité en module de l'étage supérieur est plus importante que celle de l'étage inférieur.

Dans ce chapitre, nous allons exploiter les propriétés des structures double-PRS dont la réflectivité en module de l'étage inférieur est plus importante que celle de l'étage supérieur, cela permet d'inverse le profil de phase en réflexion de l'ensemble.

Avant de passer à l'étude de matériaux multi-étages, nous examinons la possibilité d'obtenir de profils de phase croissants avec un matériau mono-étage.

IV.3.1. Inversion locale du profil de phase avec un matériau mono-étage

Afin de réaliser l'objectif qui vient d'être défini, c'est-à-dire d'inverser le profil de phase à la réflexion dans une bande locale de fréquences. L'approche paraissant la plus simple consiste à utiliser une seule surface PRS. La surface PRS choisie pour cet effet est de type passe-haut en transmission. Le motif de la PRS est un anneau métallique de dimensions $L_e=11$ mm et $L_i=10$ mm. La PRS est imprimée sur un substrat de permittivité relative 2.55 et d'épaisseur 1.5 mm.

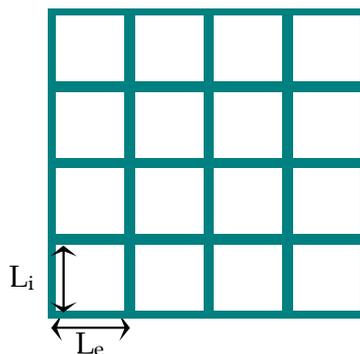


Figure IV-3- Schéma de la PRS à motif passe-haut de dimensions $L_e=11$ mm et $L_i=10$ mm.

En étudiant la réflectivité de la PRS (Figure IV-4), un comportement particulier est observé autour de la fréquence 15 GHz. La courbe de phase de réflexion révèle une inversion locale de phase dans la bande de fréquences 10-22 GHz, dans cette bande de fréquences la valeur de la phase varie entre 123° et -160° , soit une variation de 77° sur 80 % de bande.

La courbe de réflectivité en module montre un module du coefficient de réflexion faible de l'ordre de 0.2 à la fréquence centrale de la bande: la réflectivité de la PRS qui sert de paroi supérieure à l'antenne BIE ne permet pas d'atteindre des valeurs de gain considérables en antenne.

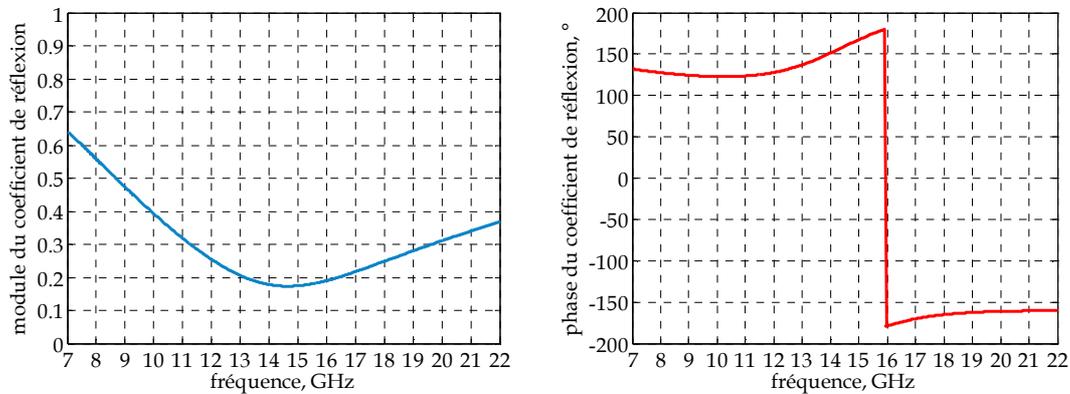


Figure IV-4- Module et phase du coefficient de réflexion du matériau mono-étage composé de la PRS décrite (Figure IV-3).

La hauteur prédite par la condition de résonance, du résonateur BIE formé entre cette surface et un plan de masse métallique, est représentée (Figure IV-5). La courbe montre une faible variation de la hauteur de l'ordre de 10 %, dans une bande de 27 % autour de 15 GHz. La faible variation de hauteur est un critère indispensable pour l'élargissement de bande. Il est donc possible de réaliser des résonateurs BIE large bande avec ce type de matériaux.

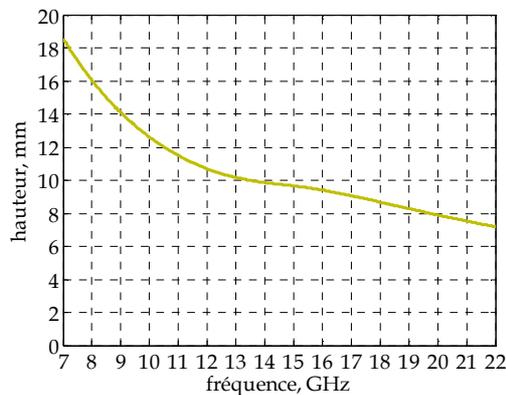


Figure IV-5- Hauteur du résonateur BIE.

Malgré la possibilité de vérifier la condition de résonance (IV.1) dans une large bande de fréquences, le matériau mono-étage à phase localement inversée ne peut pas assurer le rôle d'interface rayonnante d'une antenne à résonateur BIE à cause de sa très faible réflectivité en module.

La faible valeur du module du coefficient de réflexion est liée au faible taux de remplissage de la surface. Pour améliorer la réflectivité en module, le taux de remplissage est augmenté, il est de 64 % au lieu de 9 % dans le cas de l'ancienne surface. Les propriétés en réflexion de la nouvelle PRS dont les dimensions des motifs sont $L_e=11$ mm et $L_i=4$ mm sont étudiées et elles sont représentées (Figure IV-6).

La modification de la géométrie du motif dans le but d'augmenter son taux de remplissage a en effet un impact direct sur la réflectivité mais aussi sur la fréquence de résonance de la structure. Le module du coefficient de réflexion est passé de 0.2 à 0.3 pour la fréquence centrale au même temps que la fréquence centrale s'est décalée vers les hautes fréquences pour passer de 15 GHz à 21.75 GHz. L'inversion locale de phase est maintenue, la phase est croissante dans la bande de fréquences 21.3 GHz – 22.2 GHz, elle varie entre 150° et -150° , soit une variation de 60° dans une bande de 4 %.

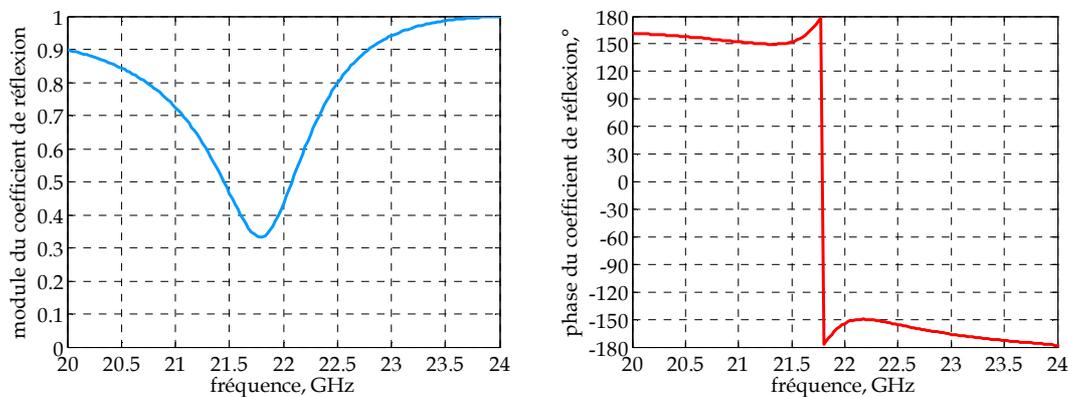


Figure IV-6- Module et phase du coefficient de réflexion du matériau mono-étage à taux de remplissage plus important.

Comme nous pouvons le voir sur la figure IV-6, l'augmentation du taux de remplissage ne suffit pas pour atteindre des valeurs de réflectivité en module importantes. D'autre part, cette augmentation a une influence négative sur l'excursion de phase. L'inversion de phase est réalisée dans une bande étroite de 4 %, insuffisante pour réaliser un fonctionnement large bande de l'antenne.

L'augmentation du taux de remplissage ne suffisant pas pour l'amélioration de la réflectivité en module du matériau et étant destructif en termes d'inversion de phase, la solution proposée à ce stade de l'étude est d'associer la surface initialement proposée à d'autres surfaces partiellement réfléchissantes. L'emploi d'une deuxième surface permet d'augmenter le taux de remplissage. Quant à son effet sur le profil de phase reste à déterminer.

Le choix d'un matériau mono-étage n'est donc pas retenu pour la réalisation d'une antenne BIE large bande.

IV.3.2. Création d'un matériau double-étage à phase croissante

Pour améliorer la réflectivité en module du matériau mono-étage à profil de phase croissant initialement proposé, un deuxième étage est employé.

Une surface PRS de type passe-bas en transmission est choisie pour augmenter le taux de remplissage de l'ensemble. Elle constitue l'étage inférieur du matériau double-étage formé. La dimension des patches est $L_1=6$ mm et leur périodicité est $P=11$ mm. L'étage supérieur est composé de la PRS passe-haut à $\tau=9$ % étudiée précédemment, il s'agit d'une grille métallique dont les dimensions des motifs sont $L_{e2}=11$ mm et $L_{i2}=10$ mm. La hauteur séparant les deux étages est $d=9$ mm.

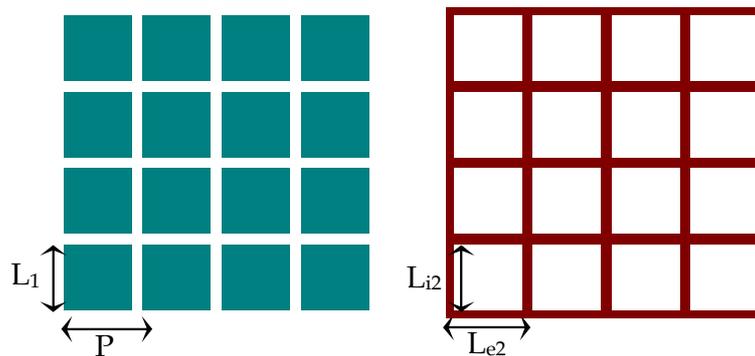


Figure IV-7- Schéma des surfaces PRS composant le matériau double-étage, à gauche la PRS de l'étage inférieur et à droite la PRS de l'étage supérieur.

L'étude de la réflectivité (Figure IV-8) du matériau double-étage composé des PRS de la figure IV-7, montre une croissance de la phase dans la bande de fréquences 12.5 GHz - 14.5 GHz. Sur cette bande de fréquences, la phase croît de -175° à -164° , correspondant à une excursion de 11° sur 15 % de bande. Le matériau obtenu par l'association des deux PRS, passe-bas en étage inférieur et passe-haut en étage supérieur, réalise bien une inversion locale de phase sur une largeur de bande assez importante (15 %).

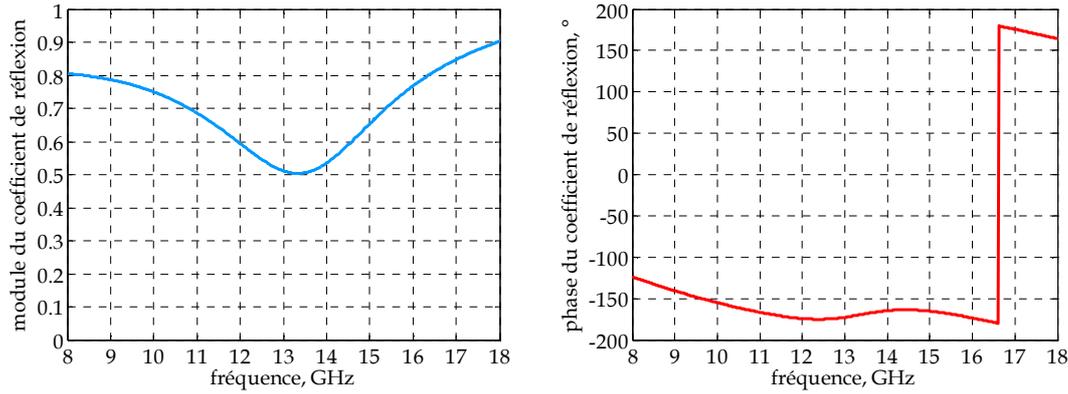


Figure IV-8- Réflectivité du matériau double-étage composé d'une PRS passe-bas en étage inférieur et d'une PRS passe-haut en étage supérieur (Figure IV-7).

Le module du coefficient de réflexion du matériau double-étage varie entre 0.5 et 0.6 dans la bande 12.5 GHz - 14.5 GHz (bande de fréquences où la phase est croissante) avec une valeur minimale de 0.5 à la fréquence centrale 13.5 GHz. La valeur du module du coefficient de réflexion obtenue devrait permettre d'atteindre en antenne des valeurs de directivité considérables de l'ordre de 15 dB.

IV.3.2.1. Etude du matériau double-étage dans le résonateur BIE

Le matériau double-étage étudié est utilisé pour construire la paroi supérieure d'un résonateur BIE. La hauteur du résonateur formé entre le matériau double-étage et un plan de masse métallique, est calculée selon la condition de résonance et elle est représentée (Figure IV-9). Nous remarquons que la valeur de la hauteur se maintient presque constante autour de la fréquence 13 GHz, la variation de hauteur est uniquement de 12 % dans une bande de fréquences de 15 % (de 12.5 GHz à 14.5 GHz où l'inversion de phase a lieu). Pour une largeur de bande optimale en antenne, il faut donc fixer la hauteur de la cavité à une valeur de 12 mm.

Une fois la hauteur du résonateur est fixée, la valeur de la bande passante en rayonnement atteinte en cas d'une excitation mono-source, peut être estimée en connaissant la sélectivité fréquentielle du matériau à double-étage utilisé.

Le matériau constituant l'interface supérieure de l'antenne est un filtre spatial et fréquentiel dont la sélectivité peut être calculée dans le cas d'une polarisation TE ou TM de la manière suivante (IV.3), en considérant la contribution des rayons électromagnétiques réfléchis par le matériau quand le résonateur est excité par une source d'ondes planes,

$$S_{TE/TM}(\theta, f) = \frac{T_{TE/TM}(\theta, f) \exp(-jk_c h \cos \theta)}{1 + R_{TE/TM}(\theta, f) \exp(-j2k_c \cos \theta)} \quad (IV.3)$$

La sommation des multiples contributions sortantes du matériau au dessus de celui-ci prend en considération les trajets multiples de rayons émis par la source et réfléchis entre l'interface supérieure du résonateur et son plan de masse.

Le calcul de $S_{TE/TM}(\theta, f)$ permet de connaître la bande passante intrinsèque du résonateur indépendamment des caractéristiques de la source d'excitation. La forme de la sélectivité fréquentielle du matériau double-étage permet d'avoir une idée générale de la forme de la directivité fréquentielle du résonateur. La fonction $S_{TE/TM}(\theta, f)$ ne donne pas une information précise sur la bande passante en rayonnement, parce que les performances de l'antenne peuvent varier d'une source d'excitation à une autre.

La fonction $S_{TE/TM}(\theta, f)$ peut être calculée pour tout angle d'incidence. Pour une incidence normale $\theta=0^\circ$ et pour une polarisation donnée, la fonction $S(f)$ est simplifiée sous la forme suivante,

$$S(f) = \frac{T(f) \exp(-jk_c h)}{1 + R(f) \exp(-j2k_c h)} \quad (IV.4)$$

La figure IV-9 représente la sélectivité fréquentielle dans la direction normale pour différentes hauteurs du résonateur. L'effet de variation de la hauteur du résonateur sur la sélectivité fréquentielle peut être observé. Le changement de la hauteur modifie complètement le comportement fréquentiel du résonateur: l'allure et la fréquence du maximum de sélectivité varient. Pour obtenir le maximum de bande en rayonnement de l'antenne, l'idéal est de se placer au milieu de l'excursion de phase croissante de son interface supérieure. Une largeur de bande optimale est obtenue dans le cas d'une hauteur de 12 mm. La bande passante étant définie à -3 dB du maximum de directivité, s'étend de 9.5 GHz à 16.5 GHz, soit 54 % à 13 GHz. Cette bande constitue la bande passante en rayonnement de l'antenne BIE sans tenir compte des qualités de la source.

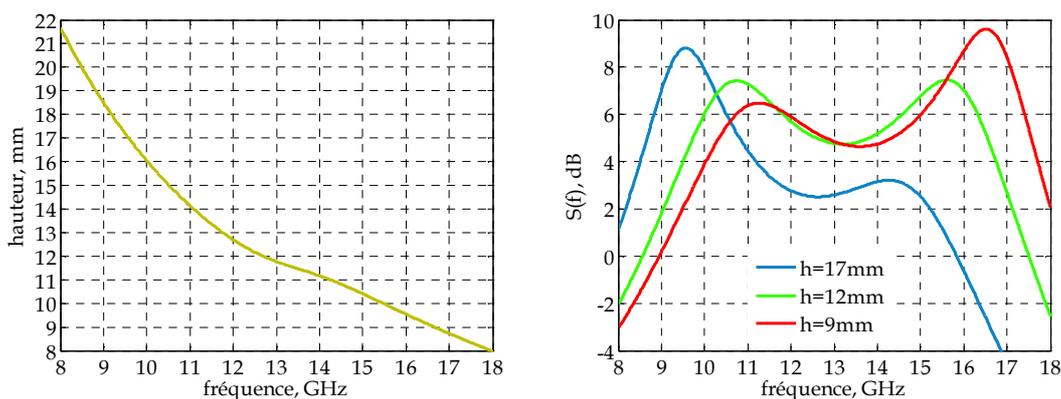


Figure IV-9- A gauche, hauteur du résonateur BIE formé entre un plan métallique et le matériau double-étage composé des PRS de la Figure IV-7. A droite, sélectivité fréquentielle du filtre BIE calculée dans la direction normale pour différentes valeurs de hauteur.

Le matériau double-étage étudié peut être employé pour l'élargissement de bande de l'antenne BIE. Un seul problème reste à résoudre, celui de l'encombrement en hauteur très important du matériau.

IV.3.2.2. Calcul de l'épaisseur du matériau double-étage

Les deux surfaces PRS utilisées pour construire le matériau double-étage sont séparées par une hauteur d de 9 mm (0.4λ), l'épaisseur de l'antenne BIE conçue à partir de cette structure est doublée, l'épaisseur d'une antenne BIE est généralement de l'ordre de $\lambda/2$.

Pour comprendre quels sont les paramètres du matériau double-étage qui fixent la hauteur entre les deux étages, dans la perspective de maintenir l'épaisseur du résonateur à $\lambda/2$ (pour ne pas perdre l'avantage de l'emploi d'une structure métallique par rapport à une structure BIE diélectrique dans l'interface supérieure de l'antenne), nous avons réalisé une étude de la réflectivité et notamment de la phase de réflexion de chacun des deux étages.

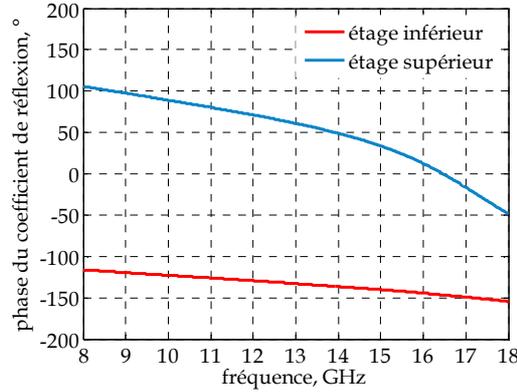


Figure IV-10- Phases des coefficients de réflexion de chacun des étages composant le matériau double-étage étudié.

Nous considérons que les deux étages du matériau étudié forment un résonateur, dont la hauteur résonnante d est calculée selon la condition de résonance (IV.5).

$$d = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\varphi_{\text{inf}}(f_0) + \varphi_{\text{sup}}(f_0)}{2\pi} + n \right) \quad (\text{IV.5})$$

φ_{inf} et φ_{sup} sont respectivement les phases des étages inférieur et supérieur du matériau double-étage.

Nous remarquons qu'à la fréquence $f_0=13.5$ GHz (fréquence centrale de la bande d'inversion de phase), φ_{inf} est égale à -135° et $\varphi_{\text{sup}}=55^\circ$, la hauteur résonnante de la cavité formée entre les deux étages est donc $d=0.4 \lambda$ ($n=0$). Cette valeur correspond exactement à celle utilisée pour réaliser le matériau double-étage à phase croissante. Nous pouvons en conséquence déduire qu'un établissement d'une résonance entre les deux étages est nécessaire pour réaliser des profils de phase croissants.

IV.3.2.3. Réduction de l'encombrement longitudinal du matériau double-étage

Pour tester la validité de cette hypothèse, nous allons reprendre l'exemple des deux surfaces utilisées plus haut, et leur apporter les modifications nécessaires pour réaliser un matériau double-étage à faible encombrement longitudinal. De plus, pour augmenter d'avantage la réflectivité en module du matériau double-étage étudié plus haut (la réflectivité en module du matériau double-étage étudié étant uniquement de 0.5), la PRS de type passe-bas en étage inférieur est remontée en étage supérieur, l'étage supérieur fixe en grande partie la réflectivité en module de l'ensemble.

L'étage inférieur du nouveau matériau double-étage est donc constitué d'une grille métallique de dimensions $L_{e1}=11$ mm, $L_{i1}=8$ mm. L'étage supérieur est composé de patchs carrés métalliques périodiques de dimension $L_2=10$ mm et de périodicité $P=11$ mm. Le substrat sur lequel nous imprimons les deux étages possède une permittivité relative de 2.55. Son épaisseur reste à déterminer à partir de la réflectivité en phase des deux étages.

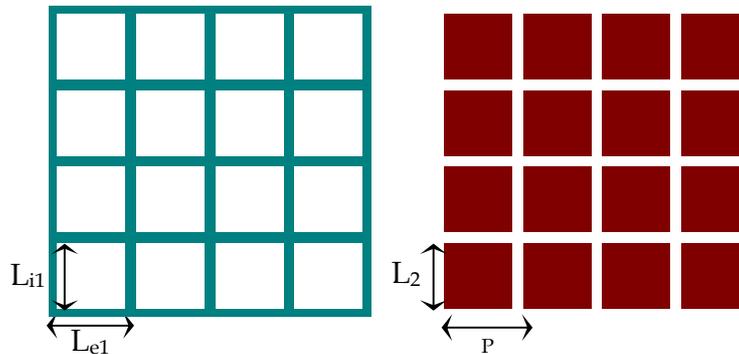


Figure IV-11- Schéma des deux surfaces PRS composant le matériau double-étage, en étage inférieur une PRS de type passe-haut, en étage supérieur une PRS de type passe-bas. Les deux PRS sont séparées d'une hauteur d à déterminer.

Les phases des coefficients de réflexion de chacun des deux PRS sont représentées (Figure IV-12). La fréquence de travail est fixée à $f_0=5$ GHz, les valeurs des phases au niveau des deux étages sont donc $\varphi_{inf}=162^\circ$ et $\varphi_{sup}=-144^\circ$. La condition de résonance (IV.5) faisant intervenir ces phases prévoit une hauteur de $d=1.5$ mm entre les deux étages.

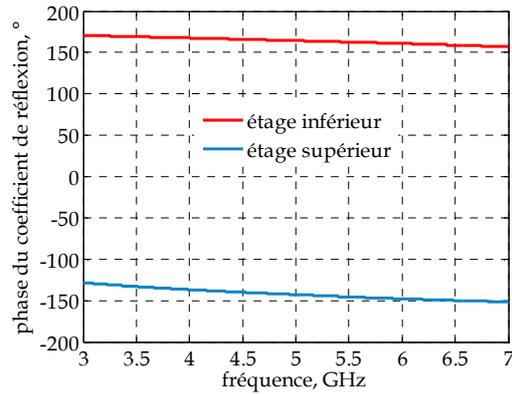


Figure IV-12- Phases des coefficients de réflexion des PRS de la figure IV-11 composant le matériau double-étage.

Les deux surfaces PRS sont par conséquent imprimées sur les deux faces d'un substrat de permittivité relative 2.55 et d'épaisseur 1.5 mm.

En étudiant les propriétés en réflexion de l'ensemble (Figure IV-13), nous remarquons que la fréquence de résonance de la structure est obtenue à 5 GHz. Le module du coefficient de réflexion à la fréquence de travail est amélioré suite à l'emploi de la PRS passe-bas en étage supérieur (il est de 0.65 au lieu de 0.5), alors que la croissance de phase est maintenue, la pente de phase est positive dans la bande de fréquences 4.5 GHz - 5.8 GHz. La phase varie de 160° à -177° soit une variation de 17° sur 24 % de bande.

La solution qui associe deux surfaces PRS pour construire un matériau double-étage à profil de phase croissant et à faible épaisseur, est donc retenue pour réaliser des antennes BIE large bande.

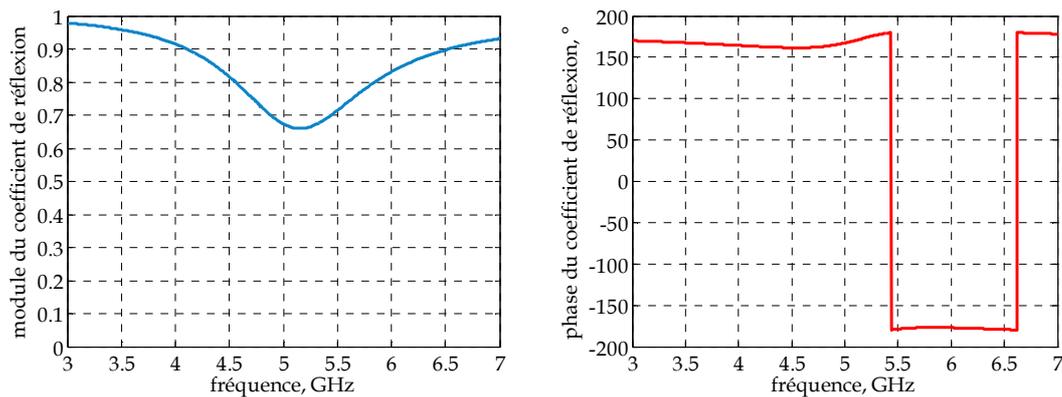


Figure IV-13- Module et phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage, composé d'une PRS passe-haut en étage inférieur et d'une PRS passe-bas en étage supérieur (Figure IV-11).

IV.3.2.4. Bilan des matériaux à profil de phase croissant

L'étude de matériaux offrant un profil de phase croissant a abouti aux conclusions suivantes. Un matériau mono-étage de type passe-haut en transmission permet d'obtenir un profil de phase croissant. L'inconvénient de ce type de matériaux est sa très faible réflectivité en module. Employé en antenne, il ne permet pas d'atteindre des valeurs de gain considérables.

Pour augmenter la réflectivité en module, le taux de remplissage du matériau est augmenté. Il a été aperçu que celui-ci est accompagné d'une réduction de la bande de fréquences où l'inversion de phase a lieu. L'inversion de phase obtenue est sans intérêt parce qu'elle est réalisée sur une faible bande de fréquences.

La solution qui permet d'augmenter la réflectivité en mode tout en conservant un profil de phase croissant considérable est celle d'associer deux surfaces partiellement réfléchissantes. L'association de deux surfaces PRS permet d'obtenir des pentes de phase positives et donc de satisfaire la condition de résonance de la cavité BIE dans une large bande de fréquences (*voir Annexe C : Matériaux à profil de phase croissant*, pour d'autres combinaisons de surfaces PRS que celles présentées plus haut, offrant des profils de phase croissants). En effet, la largeur de bande dans laquelle la condition de résonance est vérifiée, est proportionnelle à l'intervalle de fréquences pour lequel l'excursion de phase est croissante.

Les observations réalisées sur les coefficients de réflexion des différentes surfaces constituant le matériau à phase inversée, nous ont permis de déduire une méthode pour la conception des matériaux double-étage à profil de phase croissant.

Pour construire un matériau double-étage à phase croissante, plusieurs paramètres méritent d'être étudiés, notamment le module et la phase du coefficient de réflexion de chacun des deux étages.

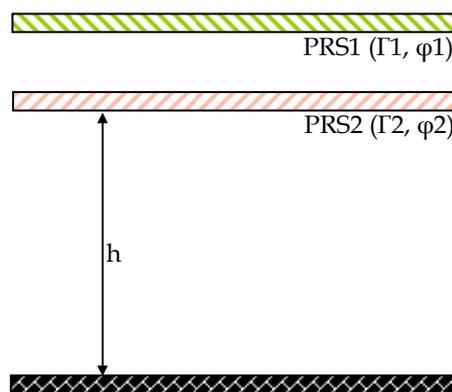


Figure IV-14- Cavité résonnante à matériau double-étage.

IV.4. Méthode de conception du matériau double-étage à profil de phase croissant

IV.4.1. Besoin en termes de réflectivité en module

Les observations effectuées sur les modules des coefficients de réflexion des surfaces composant les matériaux double-étage étudiés, nous ont permis de déduire les besoins en termes de module suivants: les modules des coefficients de réflexion de chacun des deux étages doivent varier dans la bande d'étude avec deux pentes opposées, tandis que le premier croît avec la fréquence, le deuxième décroît en fonction de la fréquence et inversement.

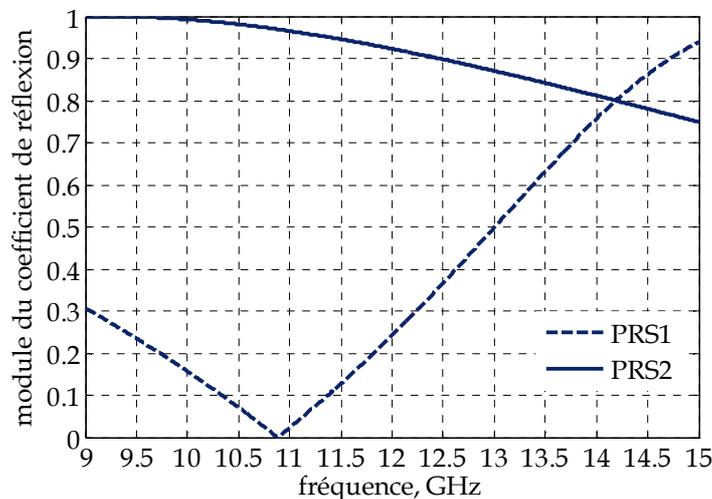


Figure IV-15- Modules des coefficients de réflexion des surfaces PRS, PRS1 constituant l'étage supérieur du matériau double-étage et PRS2 constituant son étage inférieur.

L'explication du besoin en termes de réflectivité en module des deux PRS repose sur l'étude du comportement de ces surfaces dans la conception du résonateur BIE.

Comportement des surfaces PRS dans le résonateur BIE:

Dans le but d'obtenir un fonctionnement large bande du résonateur BIE, composé d'une surface partiellement réfléchissante PRS1 au niveau de l'interface supérieure et d'un plan de masse (Figure IV-16), une deuxième surface partiellement réfléchissante PRS2 est employée dans la conception du résonateur, afin de créer une seconde fréquence de fonctionnement f_2 de l'antenne sans perturber son fonctionnement à sa fréquence de travail f_1 .

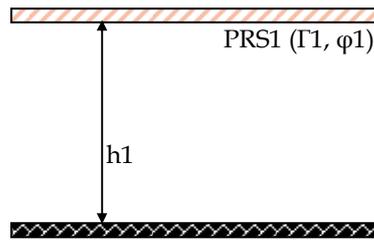


Figure IV-16- Géométrie standard d'un résonateur BIE de hauteur résonante h_1 , formé entre une surface partiellement réfléchissante PRS1 et un plan de masse.

Cela peut être réalisé en choisissant PRS2 de manière à ce qu'elle soit transparente à f_1 et totalement réfléchissante à f_2 comme le montre la figure IV-17.



Figure IV-17- Comportement des surfaces PRS dans le résonateur.

L'interface supérieure initiale PRS1 de l'antenne doit être transparente quand la surface PRS2 est totalement réfléchissante. Ceci peut être vu sur les courbes des modules des coefficients de réflexion des deux PRS (Figure IV-15). Quand la réflectivité en module Γ_2 de la surface PRS2 est proche de 1 à $f_2=11$ GHz, le module du coefficient de réflexion de PRS1 tend vers 0 ($\Gamma_1 \sim 0$). PRS2 est alors complètement réfléchissante et PRS1 est transparente à $f_2=11$ GHz. PRS2 forme avec le plan de masse une première cavité de hauteur h_2 (cavité à droite de la figure IV-17).

En hautes fréquences, Γ_1 croît tandis que Γ_2 décroît de telle sorte que les deux courbes se croisent à la fréquence $f_1 \approx 14$ GHz. Au-delà de cette fréquence, le module du coefficient de réflexion de PRS1 devient plus important que celui de PRS2. PRS1 devient totalement réfléchissante et PRS2 presque transparente pour les fréquences supérieures à 14 GHz. La cavité formée est de hauteur $h_1 = h_2 + d$, où d est l'épaisseur du matériau double-étage.

Chacune des surfaces PRS forme avec le plan de masse une cavité résonnante. Les deux cavités résonnent à des fréquences voisines, permettant ainsi d'obtenir un résonateur final à comportement large bande.

L'interface supérieure du résonateur final résonne à une fréquence comprise entre f_1 et f_2 . Cette fréquence est égale à 12 GHz. La courbe de réflectivité en module du matériau double-étage constitué des deux PRS ressemble dans sa partie basse à celle de l'étage inférieur et dans sa partie haute à celle de l'étage supérieur.

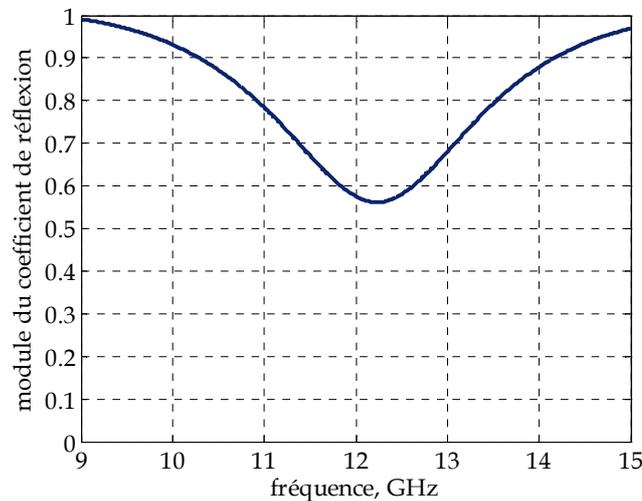


Figure IV-18- Module du coefficient de réflexion du matériau double-étage.

Ce type de comportement à double cavités a déjà été observé dans le cas d'antennes à fonctionnement bi-bande. Grâce à la variation non linéaire à rebonds de la phase du matériau double-étage, les deux cavités résonantes équivalentes à l'antenne fonctionnent en continuité l'une par rapport à l'autre. Cela contrairement à l'antenne bi-bande, où les deux cavités résonantes de hauteurs h_1 et h_2 fonctionnent d'une manière discontinue l'une par rapport à l'autre: un saut de hauteur important sépare h_1 et h_2 .

IV.4.2. Besoin en termes de réflectivité en phase

Pour que le matériau double-étage composé des deux surfaces offre une phase à la réflexion croissante, la hauteur d séparant PRS1 et PRS2 doit vérifier la condition (IV.5), avec φ_{sup} et φ_{inf} les phases de réflexion respectives de PRS1 et PRS2. Par ailleurs, pour obtenir d la plus faible possible, il faut que φ_{inf} et φ_{sup} soient à peu près égales et de signe opposé.

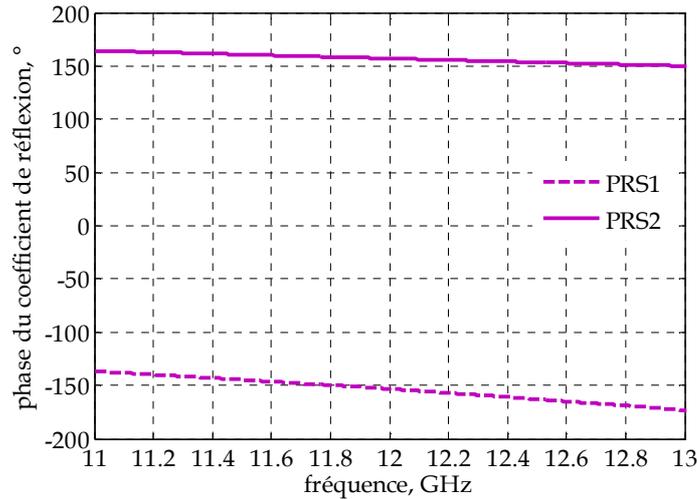


Figure IV-19- Phases des coefficients de réflexion des surfaces PRS1 et PRS2 composant le matériau double-étage. PRS1 en étage supérieur et PRS2 en étage inférieur.

L'association des deux PRS étudiées donne lieu à un matériau à phase croissante dans une bande locale de fréquences autour de 12 GHz. La phase varie de 156° à 11.4 GHz à 180° à 13 GHz, correspondant à une excursion de 24° sur 13 % de bande.

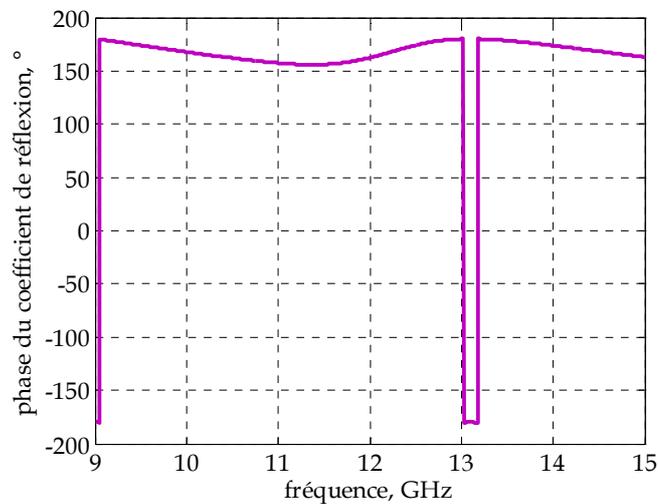


Figure IV-20- Phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage.

L'étude de transmission de la structure formée par le matériau et son image distants de λ_0 , révèle une large bande de transmission. La bande de transmission à -3 dB s'étend de 10.8 GHz à 13.7 GHz soit 24 % de bande autour de 12 GHz. La bande de transmission obtenue est nettement plus large que le pic de transmission réalisé dans le cas d'une structure BIE classique à défaut.

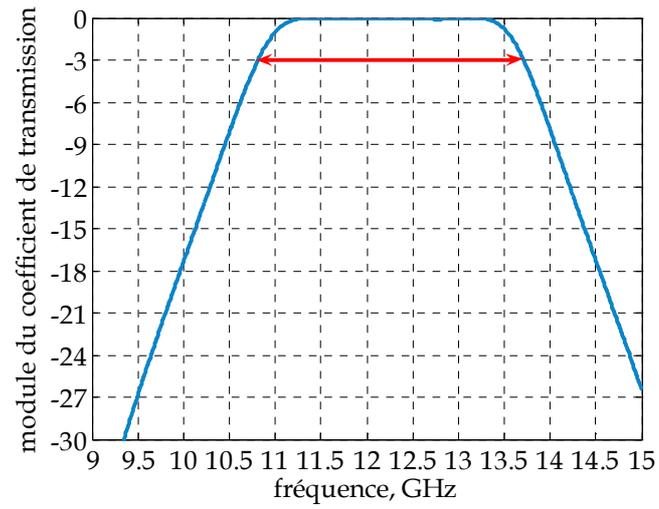


Figure IV-21- Module du coefficient de transmission de la structure formée par le matériau double-étage et de son image placée à une hauteur de λ_0 par rapport à ce dernier.

IV.5. Exemple d'application

Afin de démontrer la validité de la méthode de conception du matériau double-étage à profil de phase croissant décrite ci-dessus ainsi que pour examiner l'intérêt qu'il apporte l'emploi de ce type de matériau dans l'antenne BIE, un exemple d'application d'une antenne fonctionnant à 5 GHz est étudié. Dans un premier temps, le matériau à phase localement inversée autour de la fréquence 5 GHz est créé, en suivant la méthode de conception déjà présentée. Dans un second temps, le matériau est employé dans l'interface supérieure de l'antenne à résonateur BIE et son comportement est exploité. Le comportement du résonateur peut être prédit grâce à sa fonction de sélectivité fréquentielle. Celle-ci peut être calculée à partir des caractéristiques en transmission et en réflexion du matériau constituant son interface supérieure.

IV.5.1. Création du matériau double-étage

Le matériau est réalisé à partir de deux étages de surfaces partiellement réfléchissantes séparés par une couche d'air d'épaisseur $\lambda/15$ (4 mm). La périodicité latérale est de 28 mm, ce qui est équivalent à $\lambda/2$ à 5 GHz.

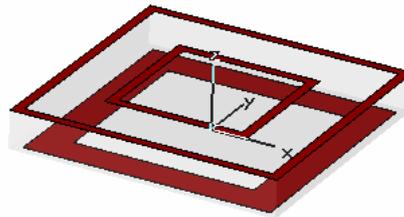


Figure IV-22- Géométrie du motif double-étage.

L'étage inférieur est constitué d'un agencement d'anneaux métalliques. L'étage supérieur est constitué d'une grille dotée d'anneaux métalliques.

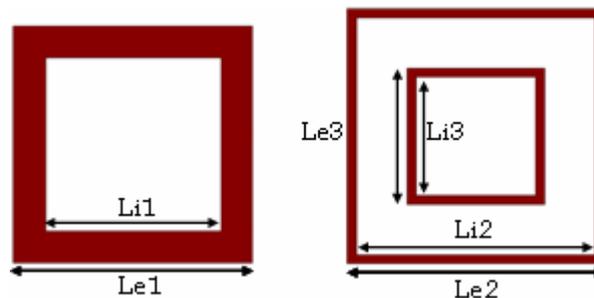


Figure IV-23- Géométrie des motifs de l'étage inférieur à gauche et de l'étage supérieur à droite du matériau double-étage.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont $L_{e1}=26$ mm et $L_{i1}=19$ mm. Les dimensions du motif supérieur sont $L_{e2}=28$ mm, $L_{i2}=26$ mm, $L_{e3}=15$ mm, $L_{i3}=13$ mm.

L'association des deux étages permet l'obtention un profil de phase croissant. La réflectivité de l'ensemble est étudiée au niveau de l'étage inférieur, et elle est représentée (Figure IV-24).

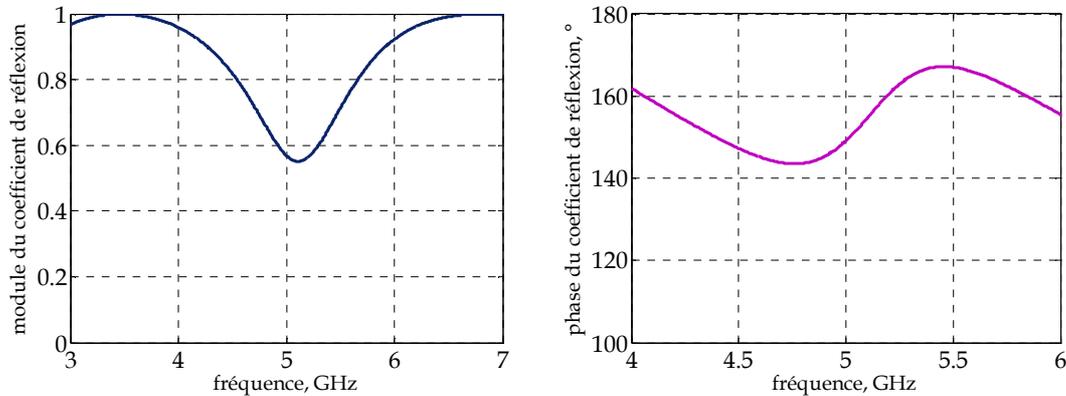


Figure IV-24- Module et phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage.

Le module du coefficient de réflexion varie linéairement entre 0.55 et 1 dans la bande d'analyse 3 GHz - 7 GHz. Plus le module du coefficient de réflexion est fort, plus le résonateur créé par le matériau double-étage et le plan de masse est sélectif en fréquence. En travaillant à 5 GHz, nous devons à priori obtenir une directivité en antenne de l'ordre de 15 dB.

En observant la phase de réflexion (Figure IV-24), nous remarquons que la variation de phase en fonction de la fréquence possède une pente positive, et cela dans la bande 4.8 GHz – 5.4 GHz. Dans cette bande de fréquence, la phase croît de 144° à 168° , correspondant à une excursion de 24° sur 12 % de bande.

Ce fonctionnement est le résultat d'un comportement résonant entre les deux étages. Les coefficients de réflexion et de transmission de chacun des deux étages étudiés séparément sont représentés ci-dessous.

IV.5.1.1. Etage inférieur

Le coefficient de réflexion de l'étage inférieur (Figure IV-25) correspond au coefficient de réflexion d'une surface PRS à comportement réjecteur de bande.

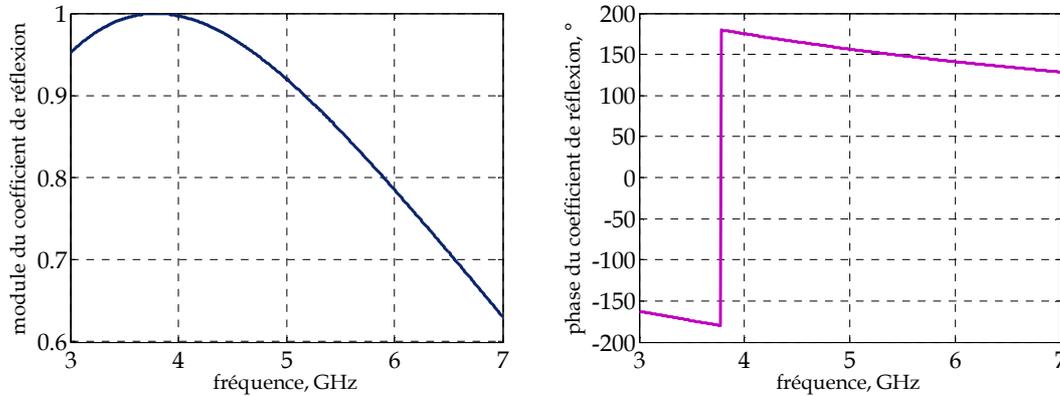


Figure IV-25- Coefficient de réflexion de l'étage inférieur.

Nous pouvons observer sur la courbe du module du coefficient de réflexion que $|S_{11}|$ est égal à 1 à la fréquence 3.8 GHz, fréquence pour laquelle l'étage inférieur se comporte comme un réjecteur de bande.

Sa valeur est importante et décroît avec la fréquence dans la bande de fréquences de travail autour de 5 GHz. Le taux de remplissage de la surface diminue avec la fréquence au fur et à mesure que l'on s'éloigne du réflecteur métallique parfait (taux de remplissage égal à 1). Le module du coefficient de réflexion varie de 0.94 à 0.87 dans la bande de fréquences 4.8 GHz - 5.4 GHz (bande correspondante à l'inversion de phase).

A la fréquence 3.8 GHz, la phase du coefficient de réflexion est égale à celle d'une surface métallique parfaite (Figure IV-25). Elle diminue avec la fréquence de la même manière que le module, en s'éloignant de la phase 180° du plan métallique parfait, et varie de 160° à 150° dans la bande de fréquences 4.8 GHz - 5.4 GHz.

IV.5.1.2. Etage supérieur

Le coefficient de réflexion de l'étage supérieur (Figure IV-26) correspond au coefficient de réflexion d'une surface PRS à comportement passe-bande.

La réflectivité en module est de 0 à la fréquence 4.5 GHz. Celle-ci correspond à la fréquence centrale de la bande passante du filtre passe-bande. Le module du coefficient de réflexion varie de 0.1 à 0.5 dans la bande de fréquences 4.8 GHz - 5.4 GHz.

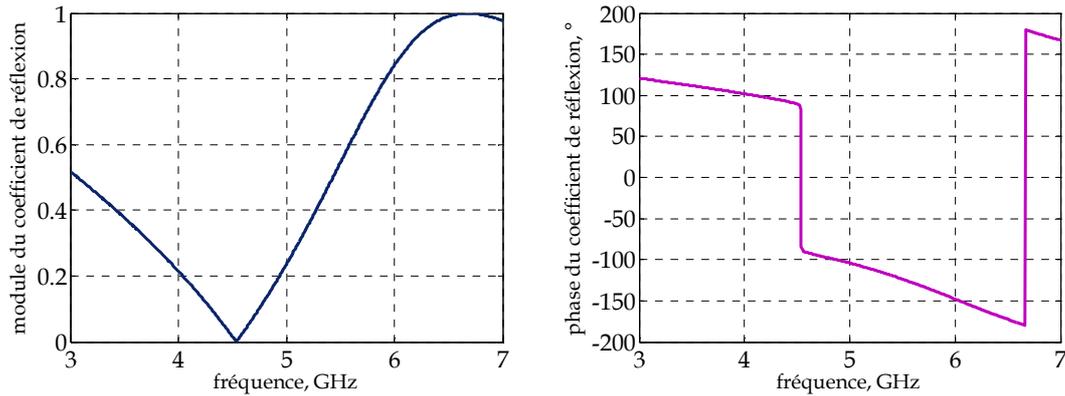


Figure IV-26- Coefficient de réflexion de l'étage supérieur.

La phase du coefficient de réflexion présente un saut de phase à la fréquence 4.5 GHz dû à la résonance de la surface. La valeur de phase négative de l'étage supérieur, dans la bande de fonctionnement autour de 5 GHz, associée à la valeur de phase positive de l'étage inférieur, permet d'obtenir un matériau relativement mince par rapport à la longueur d'onde ($\lambda/15$).

IV.5.1.3. Calcul de l'épaisseur du matériau double-étage

L'épaisseur du matériau double-étage est déterminée en utilisant l'équation (IV.6),

$$\varphi_1 + \varphi_2 - 2k_c d = 0 \quad (\text{IV.6})$$

φ_1 est la phase de réflexion de l'étage supérieur, φ_2 la phase de réflexion de l'étage inférieur, k_c la composante normale du vecteur d'onde.

Soit d l'épaisseur du matériau double étage,

$$d = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2\beta} \quad (\text{IV.7})$$

Si nous appliquons l'équation (IV.7) à la fréquence 5 GHz où $\varphi_1 = 160^\circ$ et $\varphi_2 = 110^\circ$, l'épaisseur d du matériau double-étage est de 4 mm.

IV.5.2. Conception de l'antenne à partir du matériau double-étage

Le matériau décrit ci-dessus est utilisé pour la conception d'une antenne à résonateur BIE afin d'améliorer la bande de fonctionnement de l'antenne.

Le matériau est utilisé dans l'interface supérieure de l'antenne. Sa phase étant différente de π (la phase de l'interface supérieure classique de l'antenne est égale à π), la hauteur du résonateur n'est pas de $\lambda_0/2$ mais inférieure à cette valeur (la phase du matériau double-étage utilisé varie de $\sim 145^\circ$ à $\sim 170^\circ$ dans la bande de travail).

IV.5.2.1. Détermination de la hauteur du résonateur

De la même manière que pour déterminer l'épaisseur d du matériau constituant l'interface supérieure, la hauteur du résonateur est déterminée en utilisant l'équation (IV.8). Soit h la distance séparant le plan de masse du résonateur de son interface supérieure. La condition de résonance peut être écrite sous la forme suivante,

$$\varphi_{\text{sup}} + \pi - 2k_c h = 0 \quad (\text{IV.8})$$

φ_{sup} est la phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage.

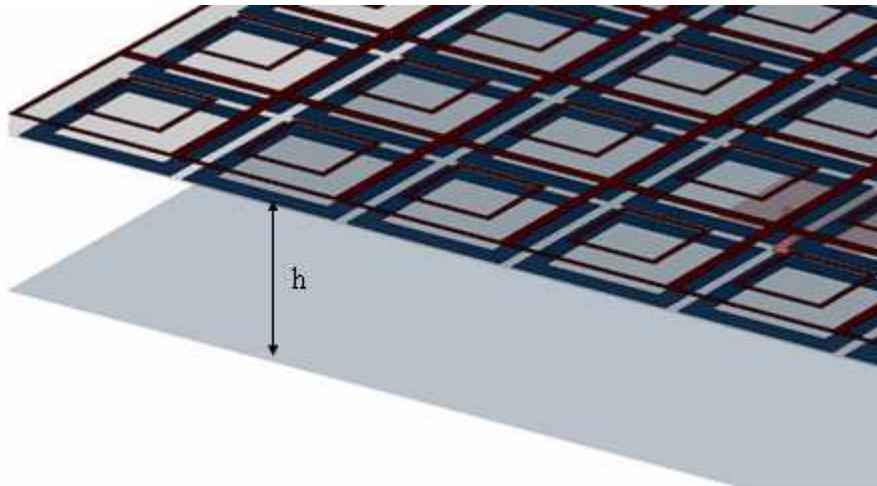


Figure IV-27- Résonateur BIE créé entre le matériau double-étage et le plan de masse séparés par une hauteur h de l'air.

Soit la hauteur h du résonateur,

$$h = \frac{\varphi_{\text{sup}} + \pi}{2k_c} \quad (\text{IV.9})$$

φ_{sup} étant égale à 150° à la fréquence de travail, la hauteur du résonateur est donc de 27 mm.

Pour améliorer la bande de fonctionnement de l'antenne de hauteur h , l'équation (IV.9) doit être vérifiée pour une large bande de fréquences. Or $2\beta h$ croît linéairement en fonction de la fréquence, $\Delta\varphi = \varphi_{\text{sup}} + \pi$ doit aussi croître en fonction de la fréquence.

La phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure $\varphi_{\text{sup objectif}}$ qui permet d'obtenir un comportement large bande de l'antenne est donc,

$$\varphi_{\text{sup objectif}} = 2k_c h - \pi \quad (\text{IV.10})$$

En conséquence, $\varphi_{\text{sup objectif}}(f)$ doit suivre la même variation que la droite $2\beta h(f)$ pour réaliser un comportement large bande. En effet, la phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage suit localement autour de 5 GHz l'allure de $2\beta h(f) - \pi$ (Figure IV-28).

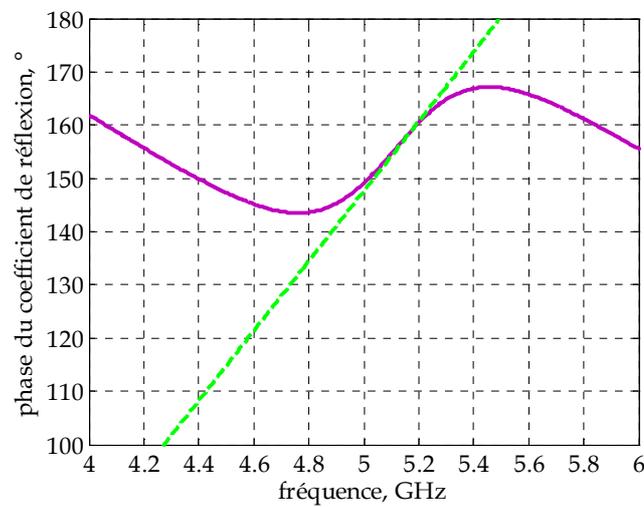


Figure IV-28- Phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage de la figure IV-22, la droite verte en pointillés représente la phase de réflexion objectif pour la réalisation d'un résonateur large bande (pour satisfaire l'équation (IV.10)).

La variation de la hauteur de la cavité résonante, formée entre le plan de masse et le matériau double-étage, en fonction de la fréquence, est représentée (Figure IV-29).

Il existe une bande de fréquences autour de la fréquence de travail 5 GHz pour laquelle la hauteur est maintenue presque constante. La condition de résonance de la cavité représentée par l'équation (IV.9) n'est plus vérifiée pour une seule fréquence mais pour une bande de fréquence centrée à 5 GHz. Il est donc possible de concevoir de résonateurs BIE large bande.

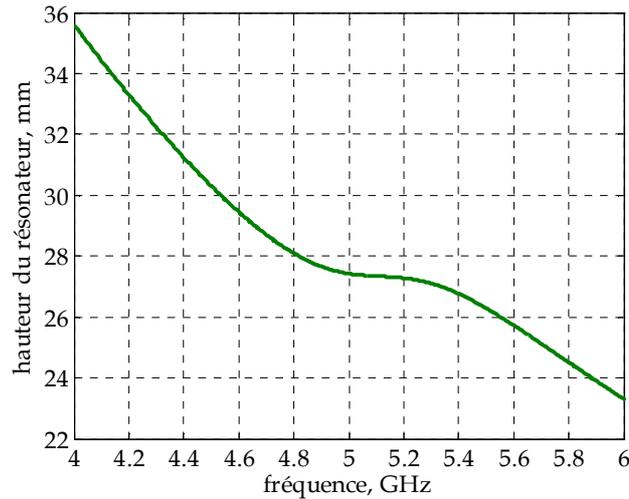


Figure IV-29- Hauteur h du résonateur nécessaire pour satisfaire l'équation (IV.9).

IV.5.2.2. Calcul de la sélectivité fréquentielle

Une fois la hauteur du résonateur fixée, la valeur de la bande passante en rayonnement atteinte en cas d'une excitation mono-source, peut être estimée à partir de la sélectivité fréquentielle de l'interface supérieure.

La figure IV-30 représente la sélectivité fréquentielle dans la direction normale pour différentes hauteurs du résonateur. A droite de la figure, la sélectivité normalisée est représentée. La variation de la hauteur modifie l'allure et la fréquence du maximum de sélectivité. La bande passante optimale est obtenue pour une hauteur h de 27 mm. Etant définie à -3 dB du maximum de directivité, la bande passante s'étend de 4.5 GHz à 5.7 GHz, soit 24 % par rapport à 5 GHz. Elle constitue la bande passante de l'antenne BIE sans tenir compte des qualités de la source.

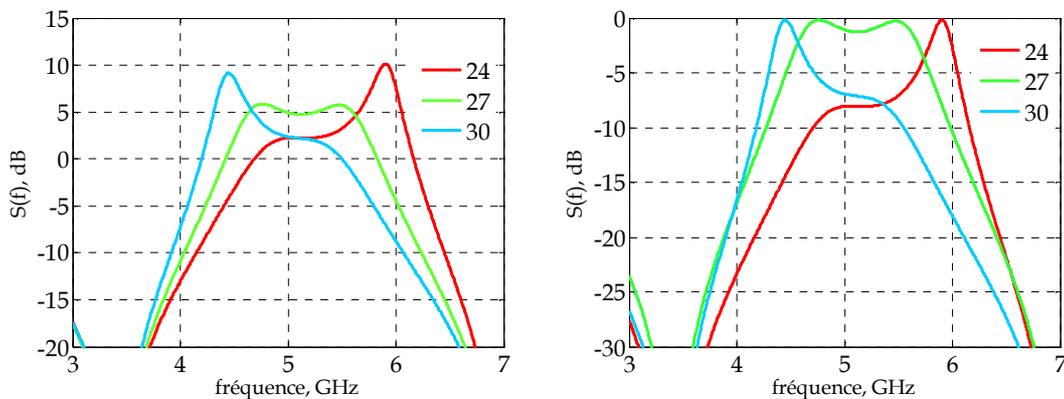


Figure IV-30- Sélectivité fréquentielle du résonateur pour $\theta=0^\circ$ et pour une hauteur de 27 mm (courbe verte). Sélectivité fréquentielle pour 3 valeurs de hauteur choisies $h=24$ mm, $h=27$ mm, $h=30$ mm. A droite, sélectivité fréquentielle normalisée.

IV.5.2.3. Courbes de dispersion

Le résonateur BIE est un guide dont la particularité est d'associer au guidage des ondes des pertes causées par des fuites à travers l'interface supérieure semi-réfléchissante [55]. Ces pertes sont à l'origine du rayonnement de l'antenne à résonateur BIE.

Les conditions aux interfaces inférieure et supérieure imposent des valeurs pour la composante normale k_c du vecteur d'onde k_0 dans la cavité.

$$\varphi_{\text{sup}} + \pi - 2k_c h = 2n\pi \quad (\text{IV.11})$$

soit:

$$k_c = \frac{(2n+1)\pi + \varphi_{\text{sup}}}{2h} \quad (\text{IV.12})$$

or la constante de propagation Γ est donnée:

$$\Gamma^2 = (jk_0)^2 - (jk_c)^2 \quad (\text{IV.13})$$

avec $\Gamma = \alpha + j\beta$

où α est le coefficient d'atténuation et β le coefficient de propagation du mode dans le guide.

Etant donné que le coefficient de réflexion du miroir semi-réfléchissant dépend de la polarisation p , de la fréquence f et de l'angle θ présent entre k_c et k_0 , la constante de propagation Γ du mode dans le guide dépend également de ses grandeurs:

$$\Gamma_p(\theta, f) = \sqrt{\left(\frac{(2n+1)\pi + \varphi_{\text{sup}}(\theta, f)}{2h}\right)^2 - k_0^2} \quad (\text{IV.14})$$

avec:

$$\tan \theta = \frac{\Gamma_p}{k_c} \quad (\text{IV.15})$$

A partir des deux équations, il est possible de tracer la courbe de dispersion du mode dans le guide. Pour expliquer l'étalement du champ à la fréquence de coupure, les pertes par rayonnement de la structure sont introduites. Elles sont exprimées sous forme de phase complexe au niveau de l'interface semi-réfléchissante.

$$\underline{\varphi}_{\text{sup}}(\theta, f) = \ln|R_{\text{sup}}| + j\varphi_{\text{sup}} \quad (\text{IV.16})$$

La constante de propagation Γ traduisant les pertes par rayonnement, est donc:

$$\Gamma_p(\theta, f) = \sqrt{\left(\frac{(2n+1)\pi + \ln|R_{sup}| + j\phi_{sup}}{2h} \right) - k_0^2} \quad (IV.17)$$

Les courbes de dispersion du résonateur BIE dont la hauteur a été déterminée précédemment sont tracées (Figure IV-31). La courbe bleue représente la partie réelle α de la constante de propagation Γ , elle constitue la constante d'atténuation dans le guide. La courbe rouge représente la partie imaginaire β , elle constitue la constante de propagation.

La fréquence de coupure f_c habituellement calculée pour un guide correspond à l'intersection des deux courbes. C'est la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de la constante de propagation est égale à sa partie réelle. Elle est égale à 5.25 GHz. Avant cette fréquence, la constante d'atténuation est plus importante que la constante de propagation, le mode est à dominante évanescente et le rayonnement de l'antenne est normal à son plan de masse.

Contrairement au résonateur BIE classique, il existe un intervalle fréquentiel avant f_c où le terme d'atténuation et le terme de propagation restent constants, il s'agit de l'intervalle fréquentiel]4.95 GHz, 5.2 GHz[: la zone où le mode est évanescent ($\alpha > \beta$) et où le rayonnement de l'antenne est directif dans l'axe, est prolongée.

Après la fréquence f_c , la partie réelle de Γ diminue alors que sa partie imaginaire reste constante jusqu'à la fréquence 5.55 GHz. La stagnation de β dans une large bande de fréquences 4.95 GHz – 5.55 GHz permet de maintenir le fonctionnement directif dans l'axe de l'antenne sur une bande passante plus large (La variation rapide de β dans les résonateurs BIE classique est à l'origine de leur faible bande en rayonnement).

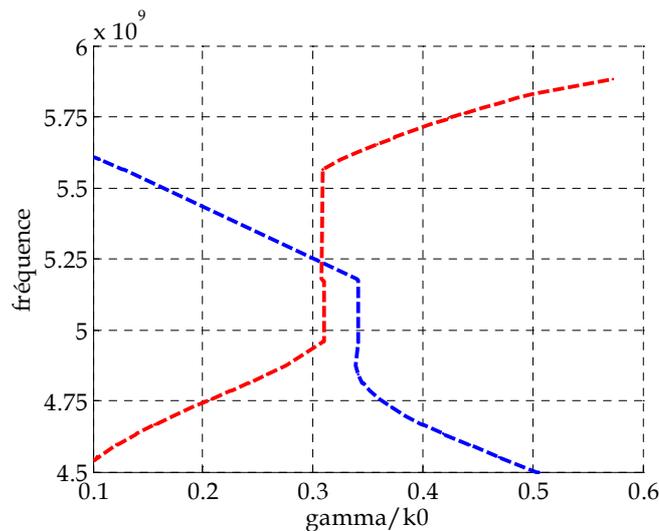


Figure IV-31- Courbes de dispersion calculées à partir de la condition de résonance avec prise en compte des pertes par rayonnement. La courbe bleue représente le coefficient d'atténuation dans le guide. La courbe rouge représente le coefficient de propagation.

IV.5.2.4. Performances de l'antenne à matériau double-étage

Pour étudier l'influence du matériau double-étage sur le rayonnement de l'antenne BIE, un patch est positionné au sein du résonateur pour alimenter ce dernier. Les dimensions latérales de l'antenne sont choisies de manière à concevoir une antenne à valeur de directivité raisonnable (~15 dB) et dont les diagrammes de rayonnement ne sont pas perturbés par les effets de bords.

Les performances de l'antenne en termes de rayonnement sont évaluées. La directivité fréquentielle est représentée sur la figure IV-32.

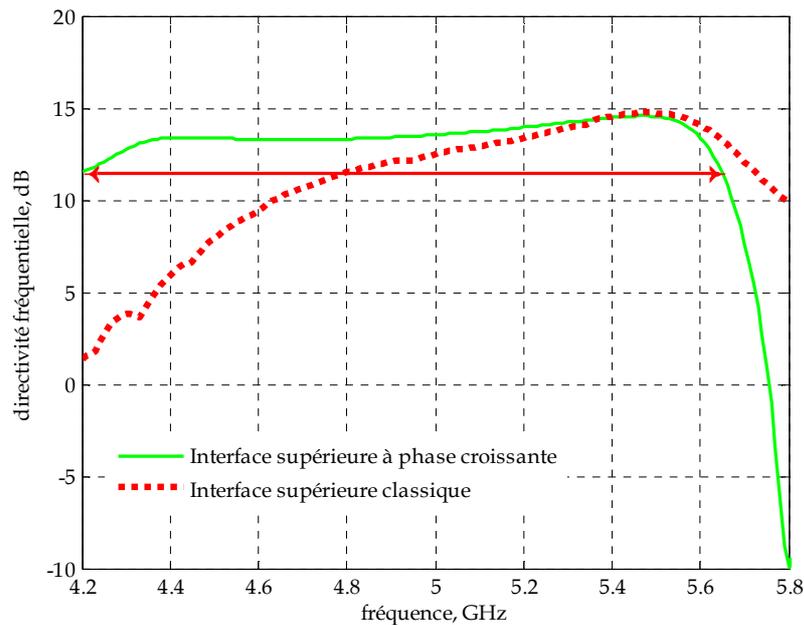


Figure IV-32- Directivité fréquentielle de l'antenne BIE excitée par un patch. La valeur de directivité maximale est de 15 dB à 5.5 GHz. La bande passante définie à -3 dB de la directivité maximale s'étend de 4.2 GHz à 5.65 GHz, sa valeur est de 1.45 GHz soit 22 %. La directivité fréquentielle est comparée à celle d'une antenne BIE à interface supérieure classique.

La valeur du module du coefficient de réflexion du matériau du matériau double-étage étant de 0.55 à la fréquence de travail, elle permet d'obtenir des valeurs de directivité de l'ordre de 15 dB. La bande en rayonnement à -3 dB est de 1.45 GHz soit 22 % et s'étend de 4.2 GHz à 5.65 GHz. L'allure de la directivité est fonction du matériau constituant l'interface supérieure. Elle croît lentement, de 12 dB à 4.2 GHz jusqu'à 15 dB à la fréquence 5.5 GHz, fréquence à partir de laquelle le niveau de lobes secondaires remonte au détriment de la valeur de directivité axiale.

Nous pouvons remarquer que la bande en directivité est conforme à la bande en sélectivité (Figure IV-30) de valeur 24 %. Même si l'allure est modifiée par l'apport de la source non déterminé par la fonction $S(f)$.

La directivité fréquentielle tient compte de l'effet de la source, tandis que la sélectivité ne traduit que le comportement fréquentiel du résonateur. Ceci explique la différence entre les courbes de directivité et de sélectivité fréquentielle (Figure IV-30).

L'adaptation de l'antenne est présentée (Figure IV-33). Une adaptation de -4 dB est obtenue sur 20 % de bande.

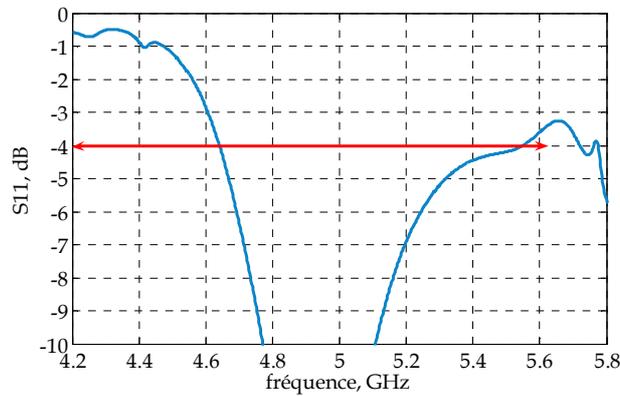


Figure IV-33- Adaptation de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences de la bande passante sont présentés (Figures IV-34, IV-35 et IV-36). Une déformation de diagrammes de rayonnement due à la présence de la sonde coaxiale, apparaît dans le plan E en particulier pour les fréquences hautes de la bande en rayonnement. La dynamique entre le lobe principal et les rayonnements arrières à partir de 120° est comprise entre -18 dB et -30 dB.

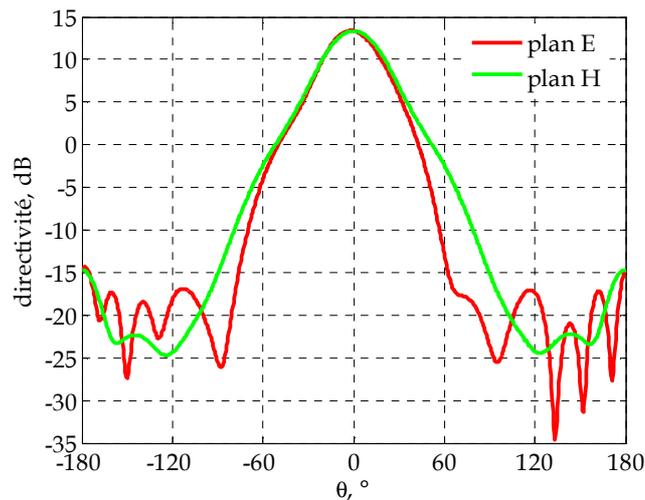


Figure IV-34- Diagrammes de rayonnement en directivité à la fréquence 4.5 GHz dans les plans E et H.

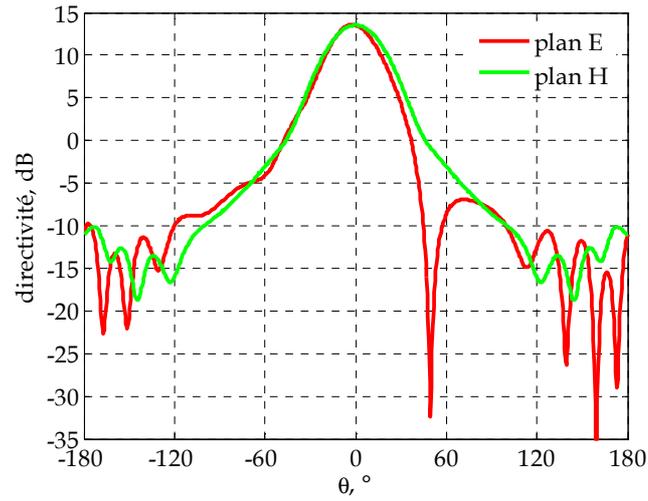


Figure IV-35- Diagrammes de rayonnement en directivité à la fréquence 5 GHz dans les plans E et H.

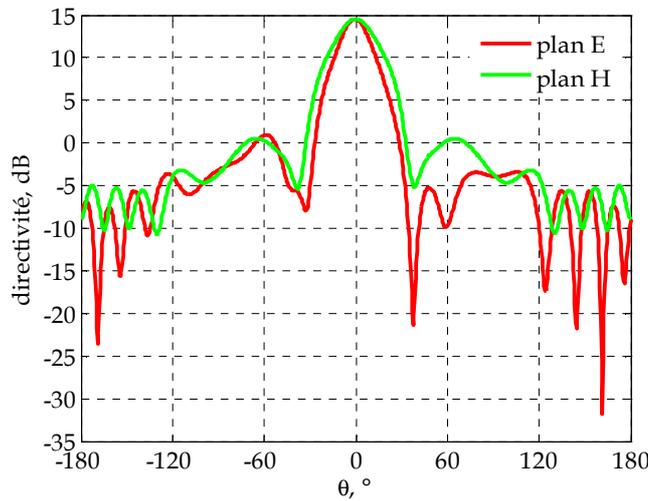


Figure IV-36- Diagrammes de rayonnement en directivité à la fréquence 5.5 GHz dans les plans E et H.

IV.6. Réalisation d'un prototype à 12 GHz

Afin de valider le concept de l'antenne BIE large bande. Une antenne est conçue pour fonctionner dans la bande Ku autour de la fréquence 12 GHz. Le matériau double-étage choisi est celui de la figure IV-37, avec $L_{e1}=11.7$ mm, $L_{i1}=10.8$ mm, $L_{e2}=6.3$ mm, $L_{i2}=5.4$ mm, $L_{e3}=10.8$ mm, $L_{i3}=7.9$ mm.

Sa réflectivité est représentée (Figure IV-38). La réflectivité en module est modeste, sa valeur est de l'ordre de 0.55 à la fréquence de travail. Elle peut être améliorée en augmentant le taux de remplissage du matériau, mais après une étude paramétrique de la réflectivité du matériau double-étage, nous remarquons que l'excursion de phase positive dépend du taux de remplissage, elle est d'autant plus importante que le taux de remplissage est faible. Nous allons donc nous contenter de la valeur actuelle de module du coefficient de réflexion, afin que la bande de fréquences correspondante à une phase croissante soit assez large (inversion locale de phase sur 17 % de bande).

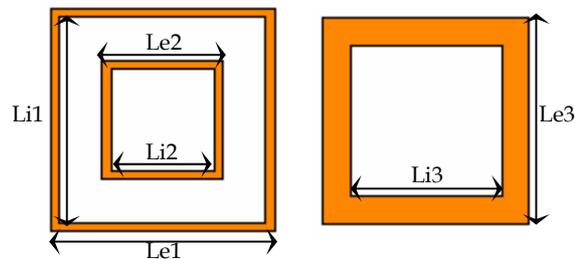


Figure IV-37- Géométrie des motifs du matériau double-étage. A gauche, motif de l'étage supérieur. A droite, motif de l'étage inférieur.

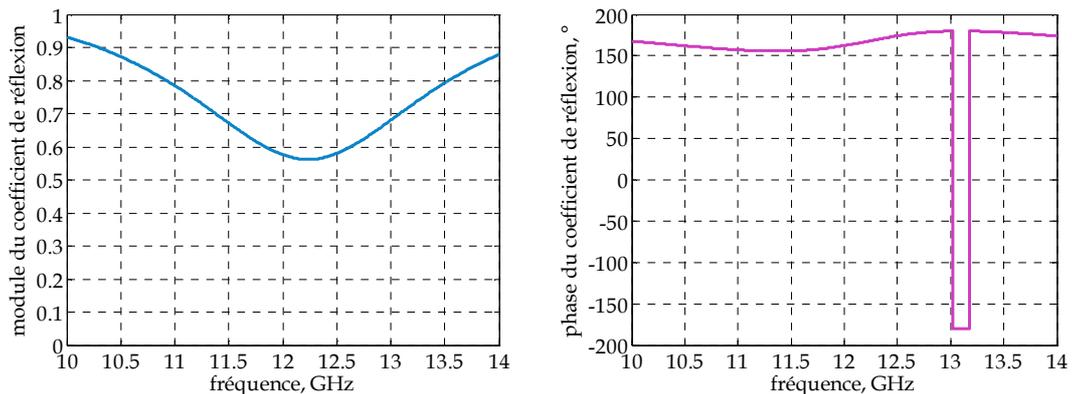


Figure IV-38- Réflectivité du matériau double-étage.

Le matériau choisi est employé pour construire l'interface supérieure de l'antenne BIE. L'antenne est excitée par un patch imprimé.

Ses performances sont évaluées et elles sont représentées (Figures IV-40 et IV-41). La courbe de directivité fréquentielle montre une directivité constante de 13 dB sur 17 % de la bande. La bande en rayonnement est de 22 %, elle s'étend de 10.6 GHz à 13.25 GHz, cela correspond à la bande d'inversion locale de phase (Figure IV-39).

Les diagrammes de rayonnement présentent un lobe axial avec un niveau des lobes secondaires de -13 dB au début de la bande. Le niveau des lobes secondaires diminue avec la fréquence, il atteint -23 dB au milieu de la bande, mais il remonte à -18 dB en fin de la bande. L'effet de la sonde d'alimentation du patch est visible aux alentours de 60° notamment au milieu de la bande.

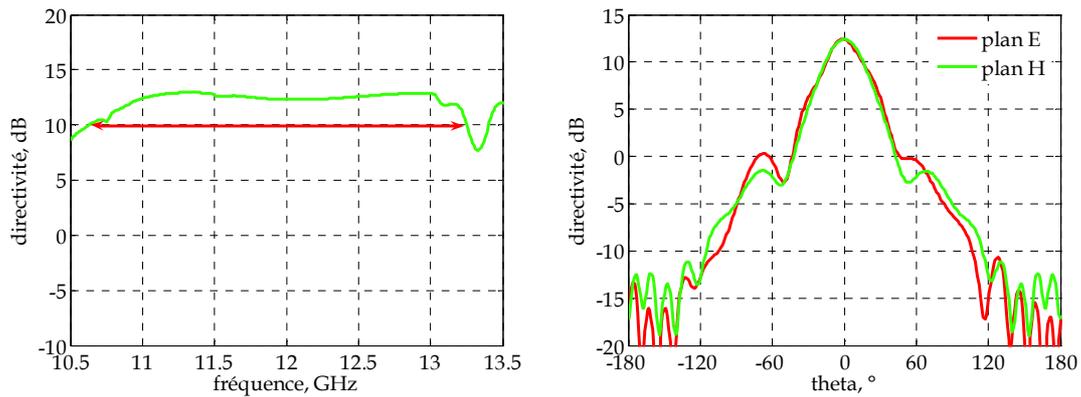


Figure IV-39- Directivité fréquentielle et diagrammes de rayonnement à 11 GHz.

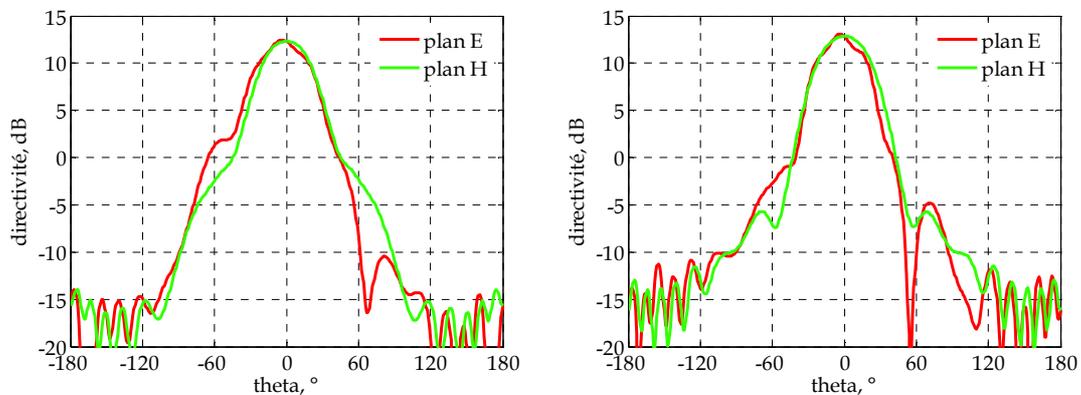


Figure IV-40- Diagrammes de rayonnement aux fréquences 12 et 13 GHz.

IV.6.1. Choix du substrat pour l'impression des motifs

Nous avons choisi la technologie circuit imprimé pour la réalisation du matériau. La structure double-étage est très sensible à la présence du diélectrique entre les deux étages: sa réflectivité varie d'une manière importante en fonction de la permittivité du substrat. A ce stade de l'étude, deux substrats se présentent: le premier est de la mousse ($\epsilon_r=1.45$, épaisseur=3 mm) et le deuxième est de la mousse ($\epsilon_r=1.45$, épaisseur=5 mm), ils sont choisis pour leur faible permittivité.

Une étude est menée dans chacun des deux cas pour choisir le substrat qui convient le mieux à l'élargissement de bande.

IV.6.1.1. Substrat mousse 3 mm

Le substrat d'air utilisé dans le cas précédent étant d'épaisseur 1.7 mm, nous modifions dans un premier temps son épaisseur de telle sorte qu'elle soit égale à 3 mm et nous étudions la réflectivité correspondante (courbe rouge de la figure IV-41). Comme le montre la figure, la réflectivité en module est d'autant plus importante que l'épaisseur est grande. De plus, la variation d'épaisseur a une incidence directe sur l'amplitude de phase dans sa zone croissante.

Par ailleurs, l'augmentation de la permittivité pour passer de $\epsilon_r=1$ (air) à $\epsilon_r=1.45$ (mousse), fait décaler la bande d'inversion locale de phase vers les basses fréquences. Un ajustement des dimensions des motifs constituant le matériau double-étage est donc nécessaire pour ramener la croissance de phase vers la bande de fréquences autour de 12 GHz. Les nouvelles dimensions des motifs sont $L_{e1}=11.1$ mm, $L_{i1}=10.2$ mm, $L_{e2}=5.7$ mm, $L_{i2}=4.8$ mm, $L_{e3}=10.2$ mm, $L_{i3}=7.3$ mm. La réflectivité du matériau double-étage dont les dimensions sont ajustées est représentée en rose (Figure IV-41).

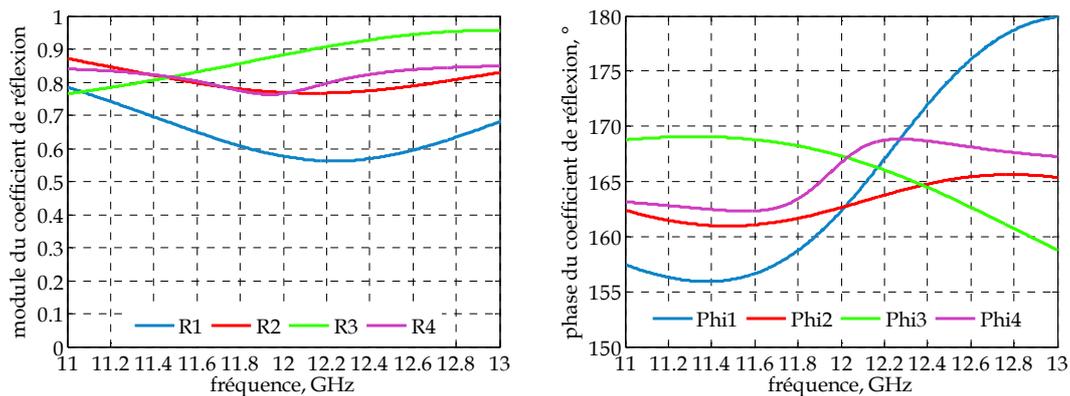


Figure IV-41- Réflectivité du matériau double étage. R1, Phi1: substrat air d'épaisseur 1.7 mm.
R2, Phi2: substrat air d'épaisseur 3 mm. R3, phi3: substrat mousse d'épaisseur 3 mm.
R4, Phi4: substrat mousse d'épaisseur 3 mm, dimensions des motifs ajustées pour résonner à 12 GHz.

L'étude en antenne du matériau double-étage, dont les étages sont imprimés sur les deux faces d'un substrat mousse d'épaisseur 3 mm, est réalisée. L'antenne est excitée par un patch alimenté par une sonde coaxiale. Sa directivité fréquentielle et son adaptation sont montrées (Figure IV-42). La courbe de directivité fréquentielle montre une directivité de 15 dB constante sur 8 % de la bande en rayonnement. La bande en rayonnement s'étend de 10.6 GHz à 12.3 GHz, sa largeur est de 15 %, tandis que celle en adaptation est uniquement de 9 %.

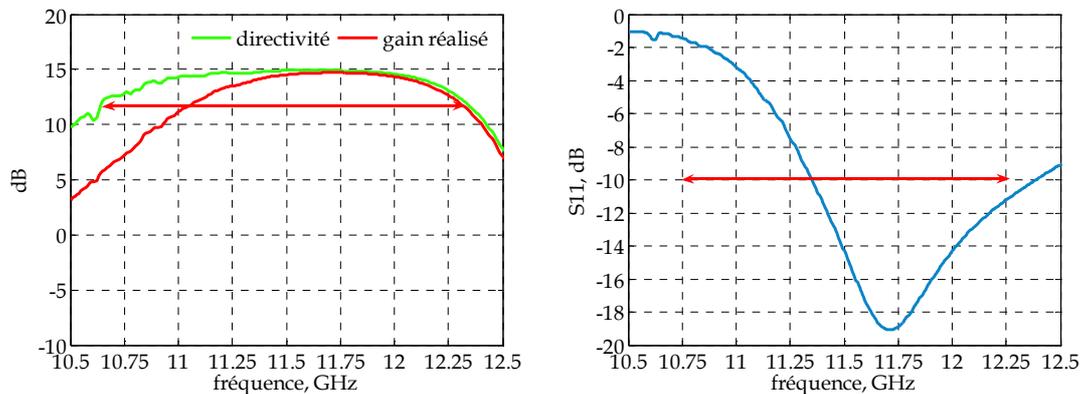


Figure IV-42- Directivité fréquentielle et adaptation de l'antenne (substrat mousse d'épaisseur 3 mm).

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H (Figure IV-43) sont montrés aux fréquences 10.75 GHz, 11.5 GHz et 12.25 GHz. Le rayonnement est directif dans toute la bande en rayonnement avec un niveau des lobes secondaires faible sauf aux alentours de -60° où apparaît l'effet de la sonde d'alimentation du patch.

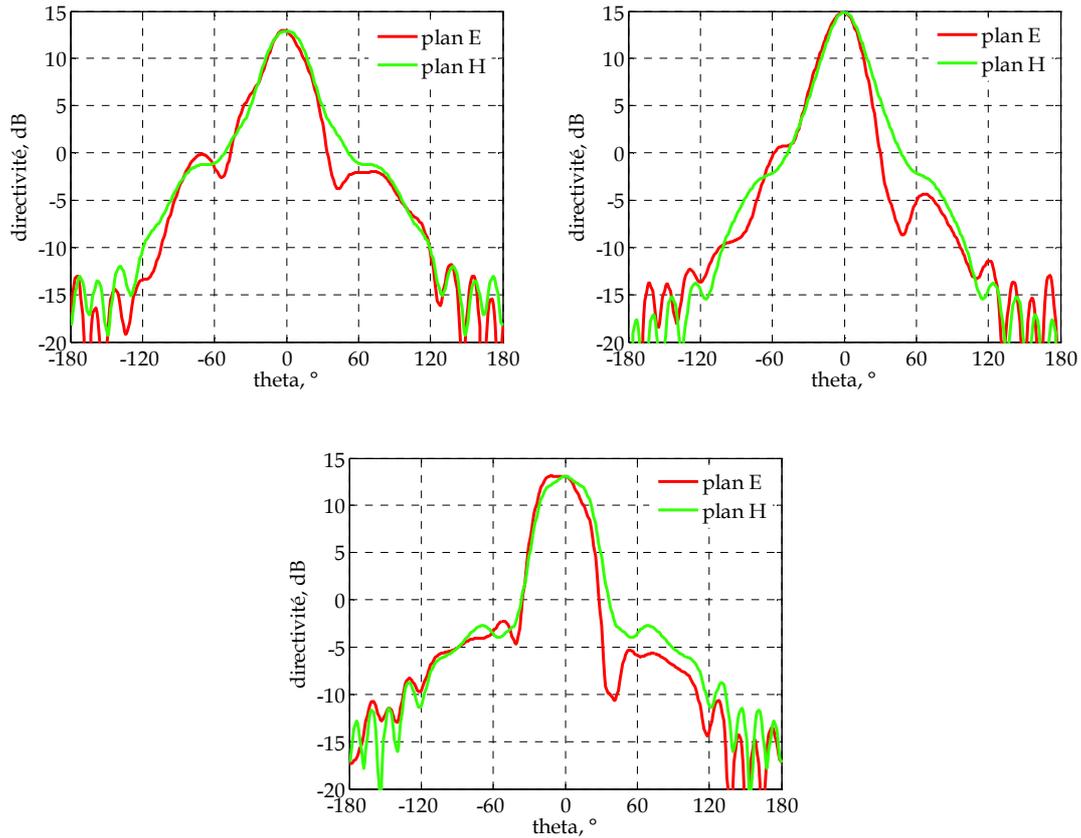


Figure IV-43- Diagrammes de rayonnement aux fréquences 10.75 GHz, 11.5 GHz et 12.25 GHz.

IV.6.1.2. Substrat mousse 5 mm

Après avoir étudié la possibilité d'imprimer les motifs du matériau double-étage sur un substrat mousse d'épaisseur 3 mm, nous passons à l'étude du substrat mousse d'épaisseur 5 mm. Les dimensions des motifs sont modifiées de manière à obtenir une résonance autour de la fréquence 12 GHz, avec la nouvelle valeur d'épaisseur. Les nouvelles dimensions sont $L_{e1}=11.1$ mm, $L_{i1}=10.2$ mm, $L_{e2}=5.7$ mm, $L_{i2}=4.8$ mm, $L_{e3}=10.2$ mm, $L_{i3}=7.8$ mm.

La réflectivité de l'ensemble des deux étages imprimé sur de la mousse d'épaisseur 5 mm est représentée (Figure IV-44). Le module du coefficient de réflexion présente une résonance à la fréquence 12.25 GHz avec une valeur de réflectivité en module de l'ordre de 0.85. L'inversion locale du profil de phase est obtenue à la fréquence de résonance de la structure. La pente de phase est positive sur une faible bande de fréquences, 3 % de bande, ceci laisse présager une faible bande de rayonnement en antenne.

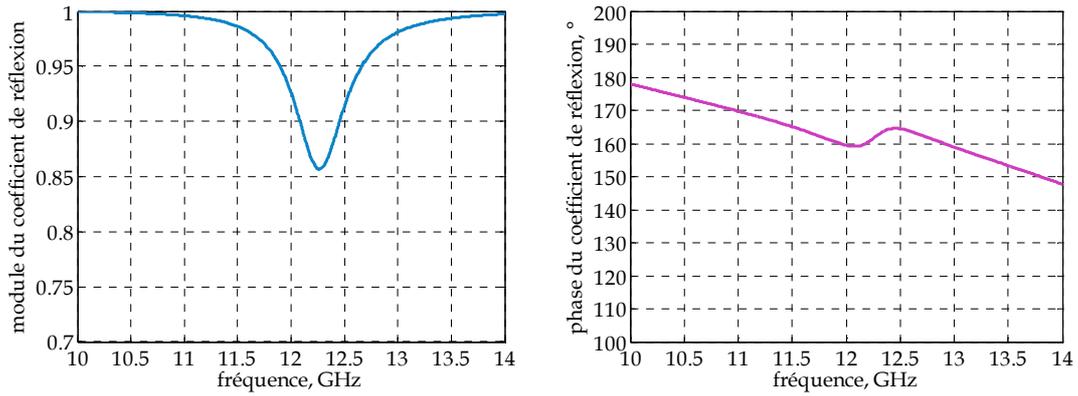


Figure IV-44- Réflectivité du matériau double-étage à substrat mousse d'épaisseur 5 mm.

L'étude en antenne de ce matériau montre les performances en termes de directivité et d'adaptation de la figure IV-45. Une directivité maximale de 17 dB et une bande en rayonnement de 8 % sont obtenus. Une adaptation de -6 dB est obtenue sur la totalité de la bande.

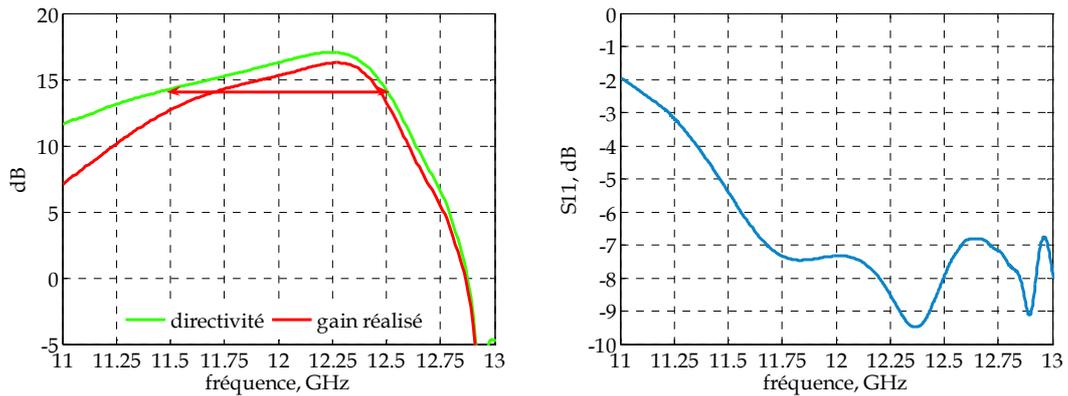


Figure IV-45- Directivité fréquentielle et adaptation de l'antenne (substrat mousse d'épaisseur 5 mm).

Les diagrammes de rayonnement sont représentés (Figure IV-46). Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -15 dB. L'effet de la sonde d'alimentation de la source d'excitation est visible à -60° notamment au début de la bande.

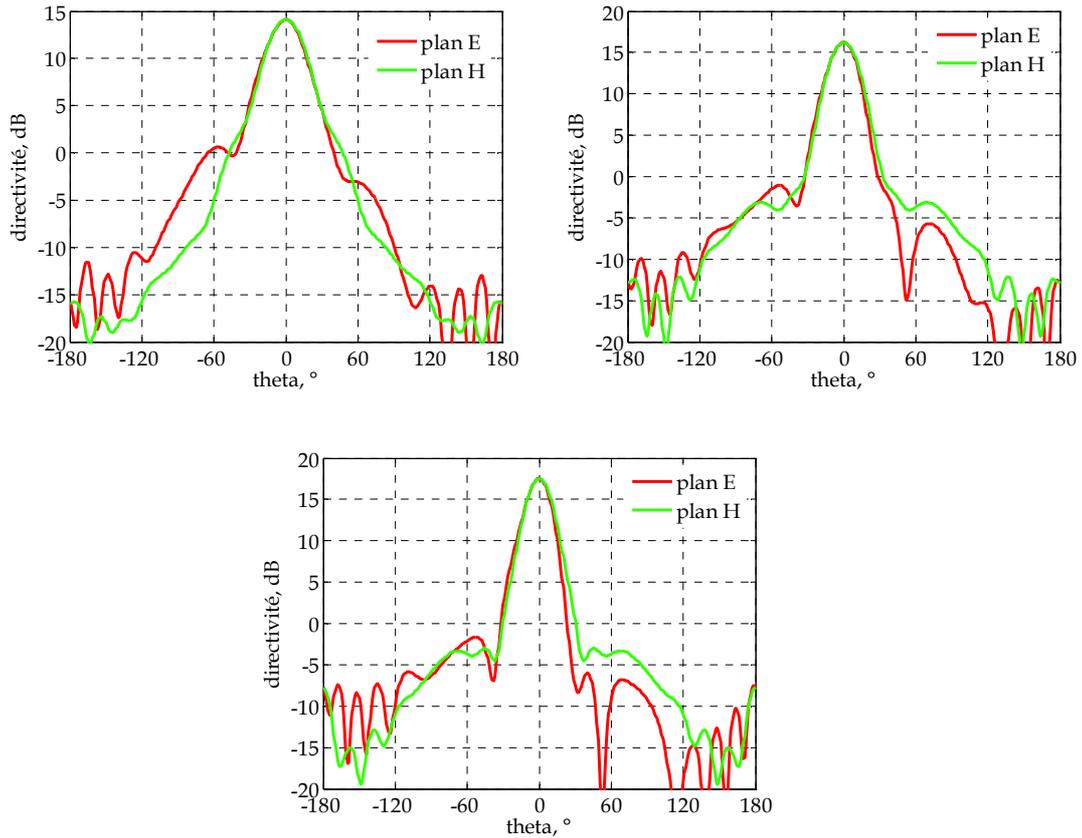


Figure IV-46- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 11.5 GHz, 12 GHz et 12.25 GHz.

Un récapitulatif des performances des deux antennes, conçues à partir de matériaux double-étage à profil de phase croissant imprimés sur deux substrats mousse ($\epsilon_r=1.45$) d'épaisseurs différentes, est présenté dans le tableau (Figure IV-47).

Substrat	Dmax	Bande (directivité)	Bande (gain réalisé)
Mousse 3 mm	15 dB	15 %	11 %
Mousse 5 mm	17 dB	8 %	6 %

Figure IV-47- Récapitulatif des performances des deux antennes dont l'interface supérieure est composée d'un matériau double-étage imprimé sur un substrat mousse de permittivité relative 1.45.

Après avoir comparé les performances des deux antennes, nous choisissons de réaliser celle qui utilise le substrat mousse d'épaisseur 3 mm. La mousse n'ayant pas pu être fournie, nous avons l'obligation de passer à un autre substrat dont la permittivité est plus importante.

IV.6.1.3. Substrat duroid

Afin de maximiser la bande de fréquences où l'inversion de phase a lieu, le choix du substrat va se porter sur un diélectrique de faible permittivité et épaisseur: par exemple, le RT duroid 5870 ($\epsilon_r=2.33$, $\text{tg}\delta=0.0012$, épaisseur=1.575 mm). Les nouvelles dimensions des motifs sont calculées en présence du nouveau substrat, elles sont mentionnées sur la figure IV-48.

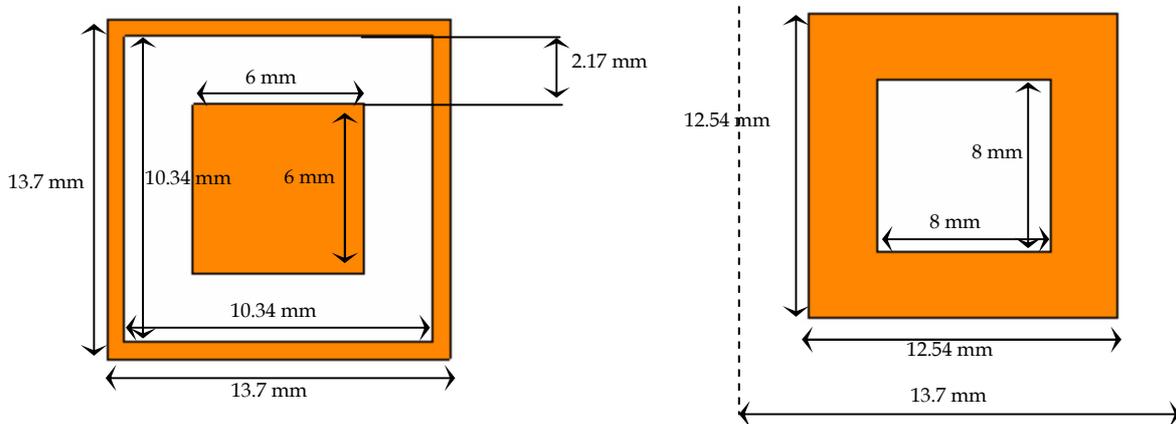


Figure IV-48- Géométrie des motifs constituant le matériau double-étage. A gauche, motif de l'étage supérieur. A droite, motif de l'étage inférieur.

La réflectivité du matériau double-étage imprimé sur un substrat duroid est représentée (Figure IV-49). Les dimensions des motifs ont été fixées de telle sorte que l'ensemble résonne au voisinage de 12 GHz et non pas à 12 GHz: la réflectivité en module obtenue à la fréquence de résonance du matériau double-étage, en présence du nouveau substrat, est faible et de l'ordre de 0.35. De cette manière nous pouvons profiter à 12 GHz d'une réflectivité en module plus importante (pour une meilleure directivité en antenne). Par ailleurs, la croissance de phase ne sera pas utilisée d'une façon optimale. Un compromis entre la valeur de directivité maximale et la bande en rayonnement est donc à faire.

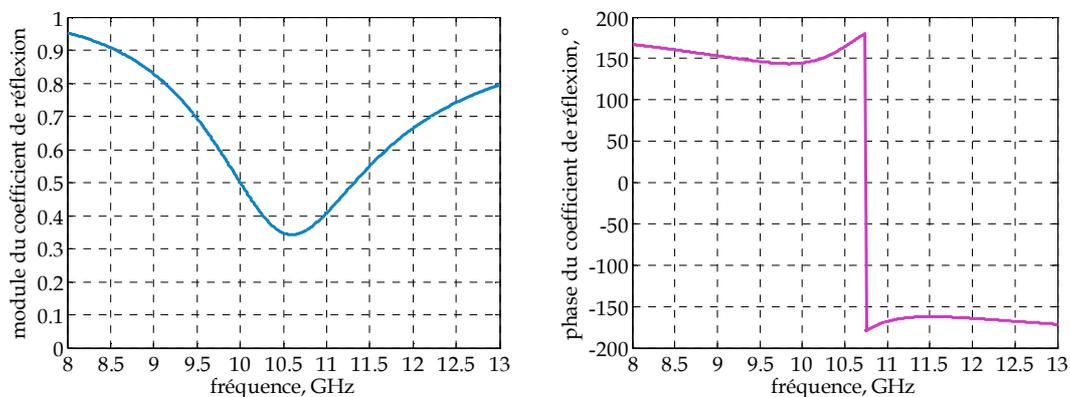


Figure IV-49- Réflectivité du matériau double-étage imprimé sur du duroid ($\epsilon_r=2.33$, épaisseur=1.575 mm).

L'antenne utilisant le matériau double-étage de la figure IV-48 en tant qu'interface supérieure est étudiée et ses performances sont évaluées (Figure IV-50). La courbe de directivité fréquentielle présente une valeur de directivité maximale de 16 dB à 12.85 GHz et une largeur de bande en rayonnement de 14 %. Le gain en bande de rayonnement correspondante à la directivité, est de l'ordre de 3 % par rapport à une structure d'antenne classique.

Le gain réalisé fréquentiel possède une valeur maximale de 14 dB à la même fréquence, et la même bande en rayonnement. L'avantage d'une telle structure réside dans la conservation de la bande en rayonnement correspondante au gain réalisé par rapport à celle correspondante à la directivité. L'adaptation de l'antenne est de -5 dB sur la totalité de bande en rayonnement (Figure IV-50). Le gain réalisé d'une antenne BIE classique est égal à la directivité, en fin de la bande en rayonnement (adaptation inférieure ou égale à -10 dB), mais il est bien inférieur à la directivité au début de la bande, cela est due à la faible valeur d'adaptation généralement obtenue dans cette partie de la bande.

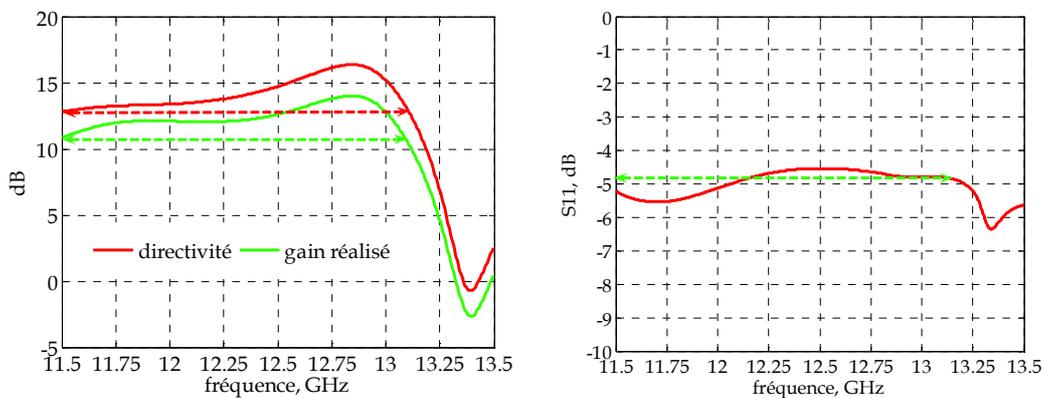


Figure IV-50- A gauche, directivité et gain réalisés de l'antenne simulée. A droite, adaptation simulée de l'antenne.

IV.6.2. Réalisation de l'antenne

Les faces du matériau double-étage réalisé sont montrées (Figure IV-51). A gauche de la figure, la face inférieure du substrat et à sa droite sa face supérieure. L'antenne complète et sa source d'excitation sont montrées (Figure IV-52).

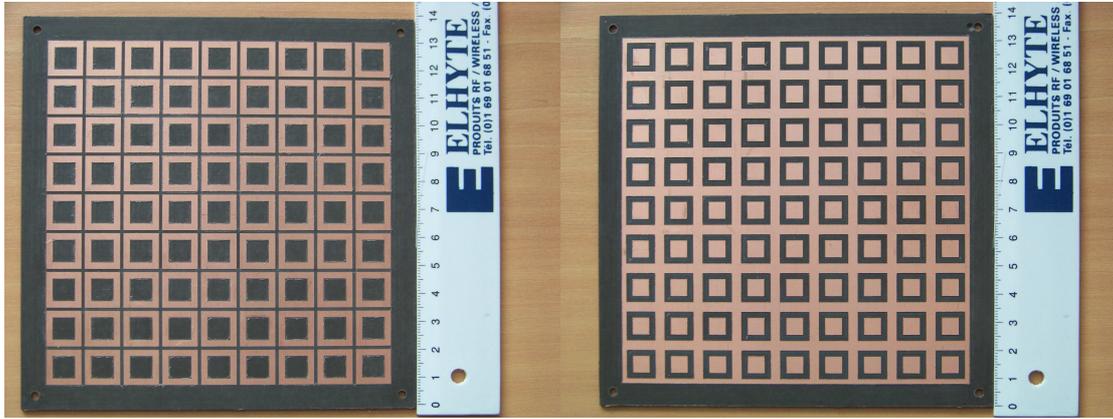


Figure IV-51- A gauche, étage inférieur du matériau double-étage. A droite, étage supérieur.

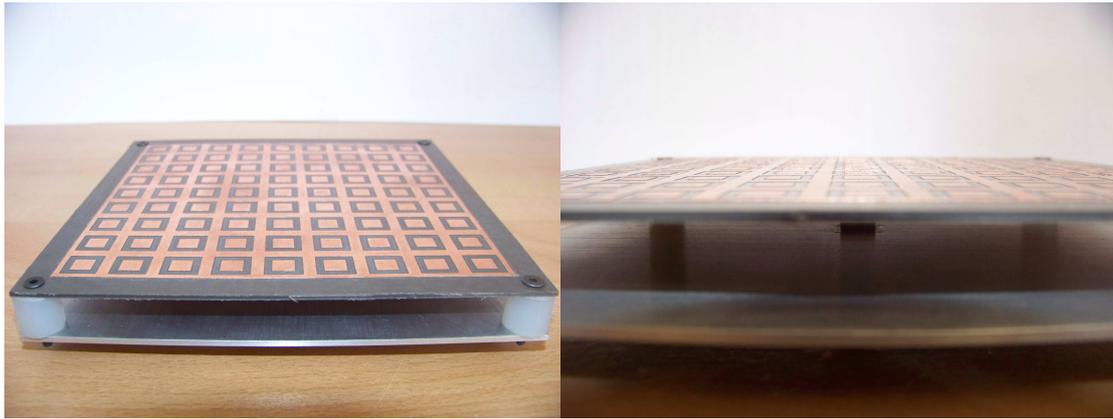


Figure IV-52- Schémas de l'antenne complète.

Le gain réalisé mesuré de l'antenne est représenté dans la figure IV-53, comparé à la directivité et au gain réalisé simulés. Nous remarquons une perte de 1.5 dB en gain réalisé maximal et un décalage de la fréquence de travail de 600 MHz vers les basses fréquences (elle passe de 12.85 GHz à 12.25 GHz).

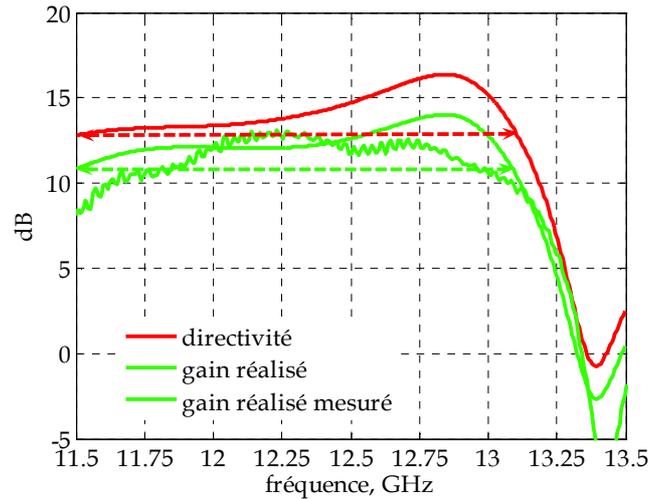


Figure IV-53- Directivité et gain réalisé fréquentiels de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont représentés (Figures IV-54, IV-55, IV-56 et IV-57) comparés aux diagrammes de rayonnement simulés. Nous obtenons des formes de diagrammes de rayonnement pratiques qui correspondent à la théorie. Le niveau de rayonnement arrière mesuré est plus faible qu'en théorie dans le plan E mais il est plus important dans le plan H. Un élargissement de l'angle d'ouverture à -3 dB est observé, ceci est dû à la perte en directivité de l'antenne.

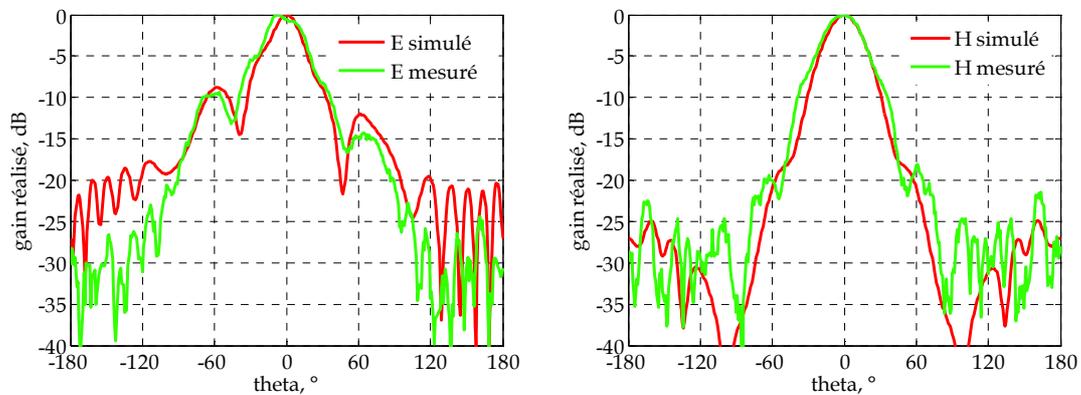


Figure IV-54- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence 11.9 GHz.

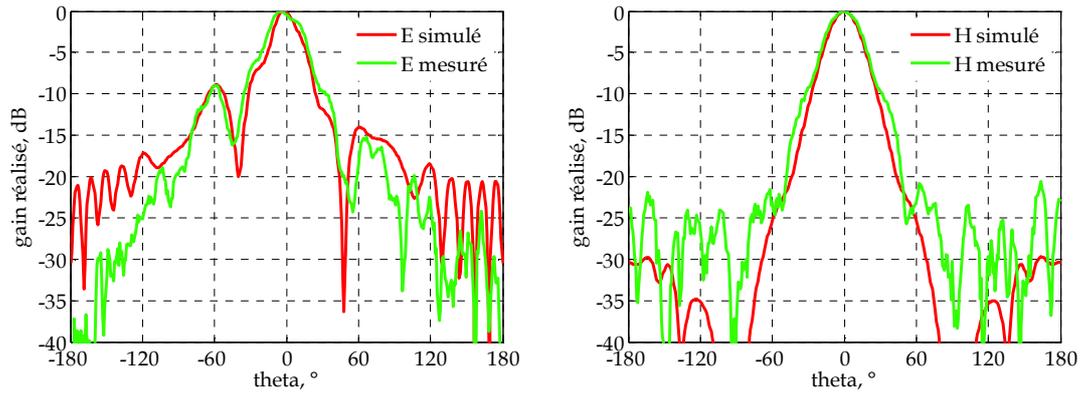


Figure IV-55- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence 12.2 GHz.

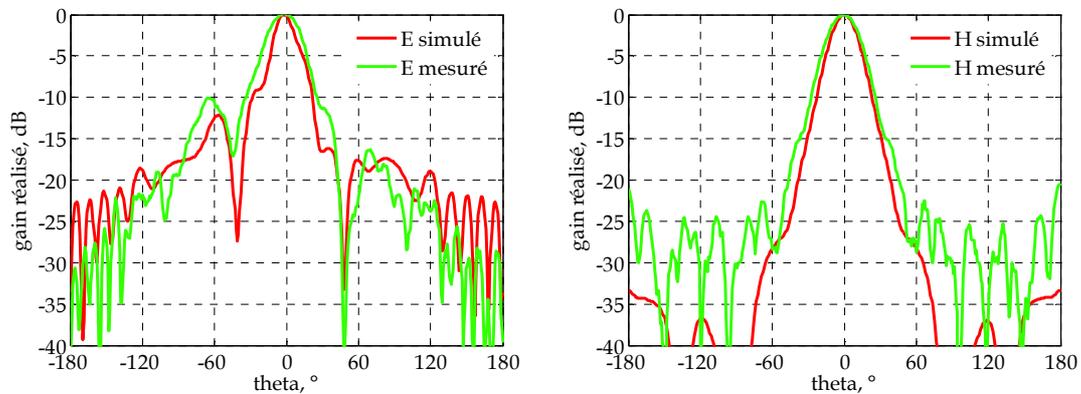


Figure IV-56- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence 12.5 GHz.

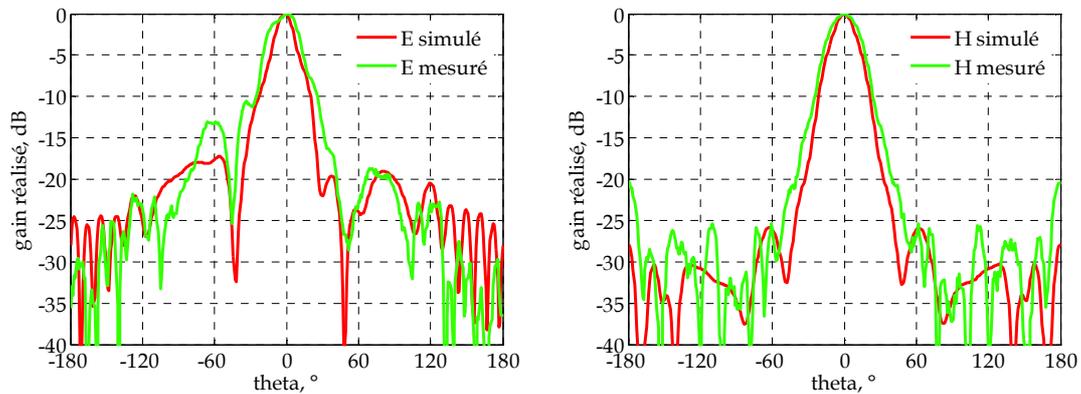


Figure IV-57- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence 12.8 GHz.

L'adaptation mesurée de l'antenne est comparée à celle simulée (Figure IV-58). La courbe de S11 mesurée présente un pic de -12 dB d'amplitude à la fréquence 12.15 GHz. Ce pic n'étant pas présent sur la courbe de S11 simulée, ceci laisse présager un décalage de la résonance de la source d'excitation.

Pour vérifier cette hypothèse, nous mesurons l'adaptation de la source d'excitation et nous la comparons à celle simulée. Un décalage de 450 MHz de la résonance du patch est observé: le patch résonne à 12.45 GHz au lieu de 12 GHz, soit un décalage de 4 % de sa fréquence de résonance.

Pour comprendre l'origine de cette dégradation. La variation de la permittivité du substrat utilisé pour l'impression du patch, est étudiée. Cette étude doit permettre de définir la valeur de permittivité permettant de faire résonner le patch à 12.45 GHz (fréquence de résonance mesurée du patch). La valeur trouvée est de 2.03, il s'agit d'une variation de 8.5 % de la permittivité par rapport à la valeur originale 2.33. La permittivité utilisée pour la réalisation du patch est 2.03 au lieu de 2.33.

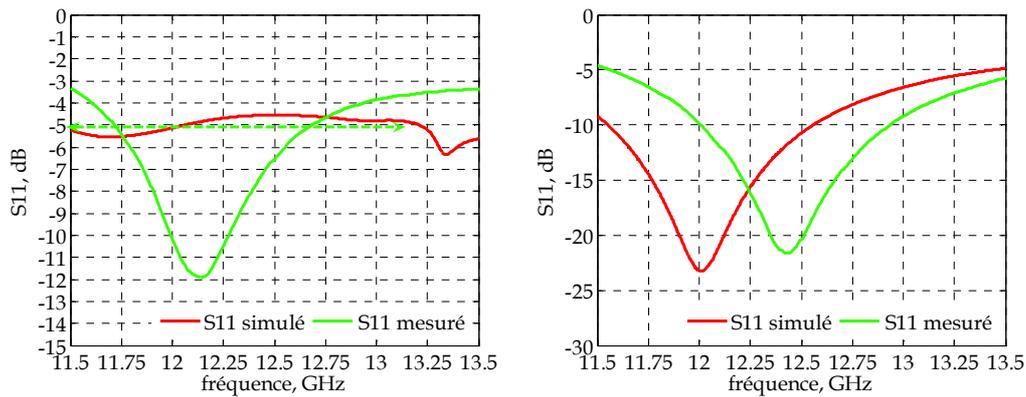


Figure IV-58- A gauche, adaptation simulée et mesurée de l'antenne. A droite, adaptation simulée et mesurée de la source d'excitation.

Etant donné que le substrat utilisé pour l'impression du patch est le même que celui utilisé pour imprimer les motifs de l'interface supérieure de l'antenne, nous étudions l'effet que produit la nouvelle valeur de permittivité sur les performances de l'antenne complète (Figure IV-59). Ainsi nous remarquons que les nouvelles performances de l'antenne tendent vers les résultats de mesure: le profil du gain réalisé fréquentiel est à peu près le même qu'en simulation à l'exception de la fin de la bande en rayonnement, où le gain réalisé mesuré reste inférieur à celui simulé. Le décalage de la fréquence du maximum de rayonnement est toujours observé. Au niveau de l'adaptation, un pic de résonance d'amplitude -7 dB apparaît à la même fréquence qu'en mesure.

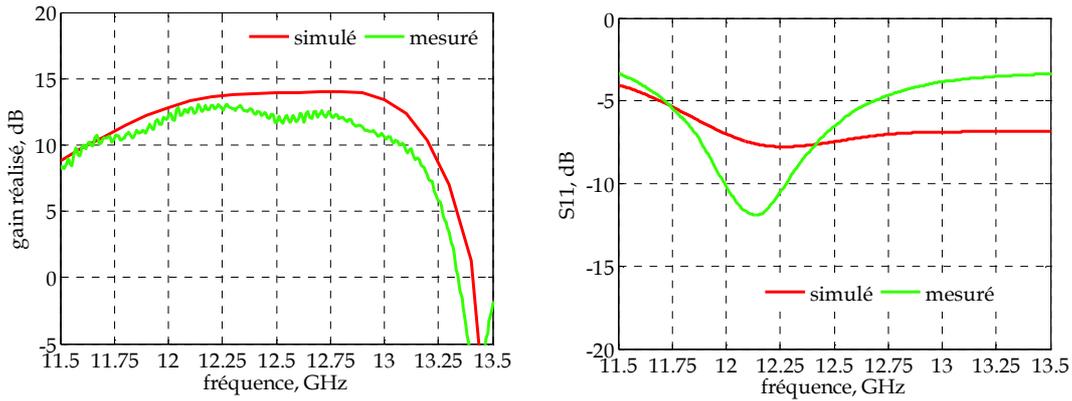


Figure IV-59- Gain réalisé et adaptation de l'antenne, simulés avec un substrat de permittivité 2.03, comparés aux résultats de mesure.

Dans le but de retrouver l'adaptation mesurée du patch, nous réalisons une étude paramétrique permettant de définir l'influence des différents paramètres du patch sur l'amplitude du paramètre S11 à sa fréquence de résonance. Nous remarquons qu'un déplacement de la sonde d'alimentation de 13 % par rapport à sa position initiale, permet de retrouver l'adaptation mesurée du patch: un décalage de la position de la sonde s'est produit lors de la procédure de réalisation. Le gain réalisé simulé de l'antenne tenant compte de la nouvelle position de la sonde est donc celui de la figure IV-60.

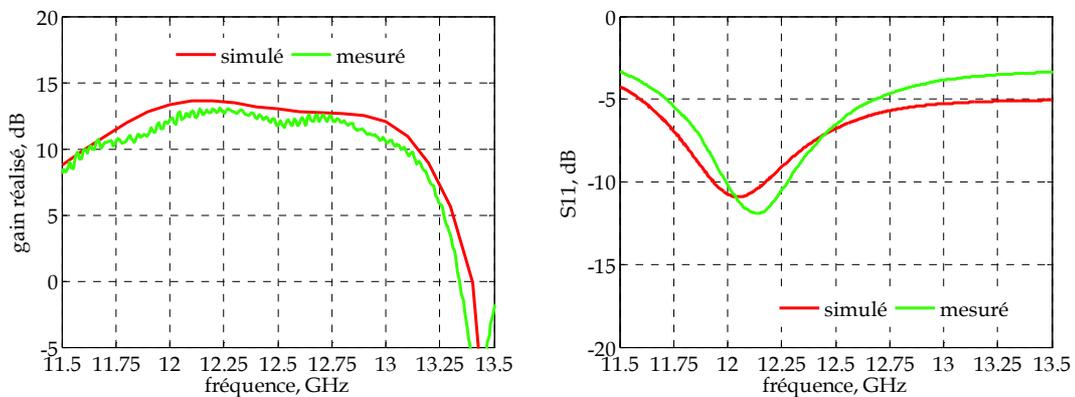


Figure IV-60- Gain réalisé et adaptation de l'antenne, simulés pour une permittivité de substrat de 2.03 et tenant compte de la nouvelle position de la source d'alimentation du patch.

Deux paramètres de l'antenne réalisée qui sont la permittivité du substrat et la position de la sonde d'alimentation ne sont pas les mêmes qu'en théorie. Une fois les valeurs de ces paramètres prises en compte dans l'évaluation des performances de l'antenne, les résultats de mesure coïncident avec la théorie.

IV.6.3. Emploi d'une excitation multi-sources pour l'amélioration du gain

Le matériau double-étage utilisé en interface supérieure de l'antenne permet d'élargir la bande passante en rayonnement. Néanmoins, les valeurs de directivité obtenues en antenne restent toutefois limitées, le produit (directivité, bande) étant conservé. Pour améliorer la directivité et le gain réalisé de ces antennes à bande en rayonnement équivalente ou supérieure, nous pouvons envisager une excitation par un dispositif multi-sources, où plusieurs patches imprimés disposés sur le plan de masse assurent l'excitation de l'antenne. Ce type d'excitation permet aussi d'améliorer le rendement de surface de l'antenne.

L'emploi d'une excitation multi-sources permet de bénéficier des avantages des réseaux d'antennes. Par ailleurs, l'association d'un résonateur BIE à un système d'excitation multi-sources permet d'élargir le domaine de validité des réseaux d'antennes en autorisant des espacements relativement grands (supérieurs à la longueur d'onde) sans pour autant avoir un niveau de lobes secondaires de réseau important: le résonateur BIE permet de filtrer spatialement les éventuels lobes de réseau liés à l'espacement important entre les éléments du réseau (Figure IV-61). Ce filtrage spatial est réalisé grâce à l'entrelacement des ouvertures rayonnantes dues aux différentes sources.

Malgré les avantages que peuvent procurer une excitation multi-sources dans le cas d'une antenne à résonateur BIE. Quelques précautions sont à prendre au niveau du couplage entre les sources: le couplage est modifié en présence du résonateur. Il est donc important de vérifier le niveau des paramètres S croisés sur la bande de fonctionnement de l'antenne: un niveau de couplage élevé peut perturber le fonctionnement global de l'antenne.

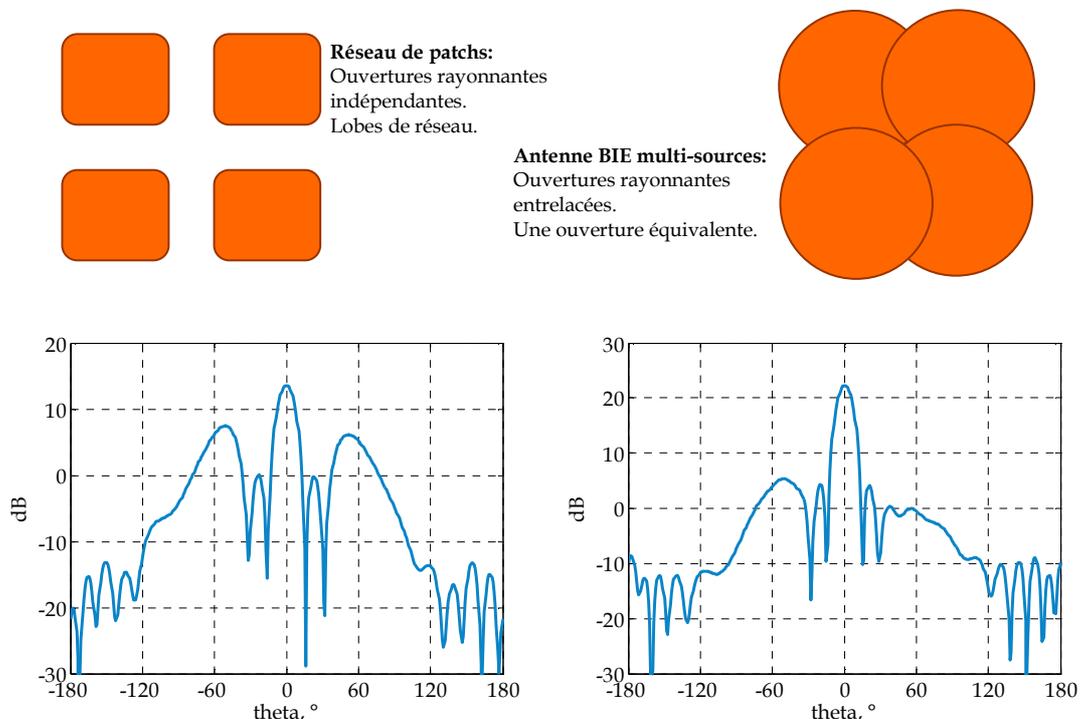


Figure IV-61- Principe de l'antenne BIE multi-sources.

Pour réaliser ce type d'excitation, les patches sont disposés sur un cercle dont le centre est le patch de base et le rayon est 1.25λ (Figure IV-62) pour un entrelacement d'ouvertures rayonnantes optimal. L'interface supérieure de l'antenne et son hauteur restent identiques.

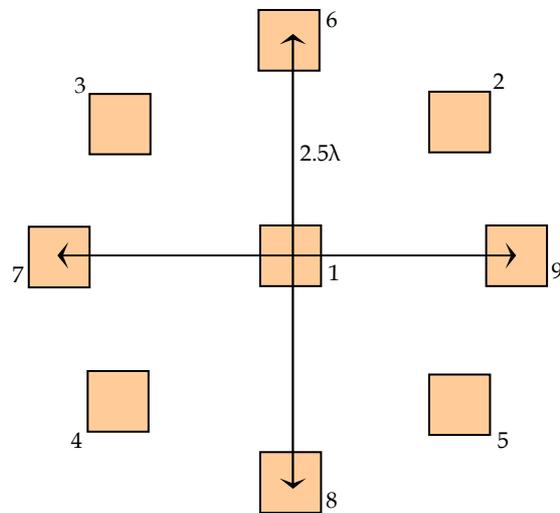


Figure IV-62- Schéma de l'excitation multi-sources: 9 patches disposés sur un cercle de rayon 1.25λ .

La figure IV-63 montre la matrice S de l'antenne BIE excitée par le réseau des patches, nous constatons que le niveau global des paramètres S croisés est relativement faible, il est de l'ordre de -20 dB sur la bande de fonctionnement 10.8 GHz – 12.8 GHz: le couplage inter-sources ne devra pas perturber le fonctionnement de l'antenne.

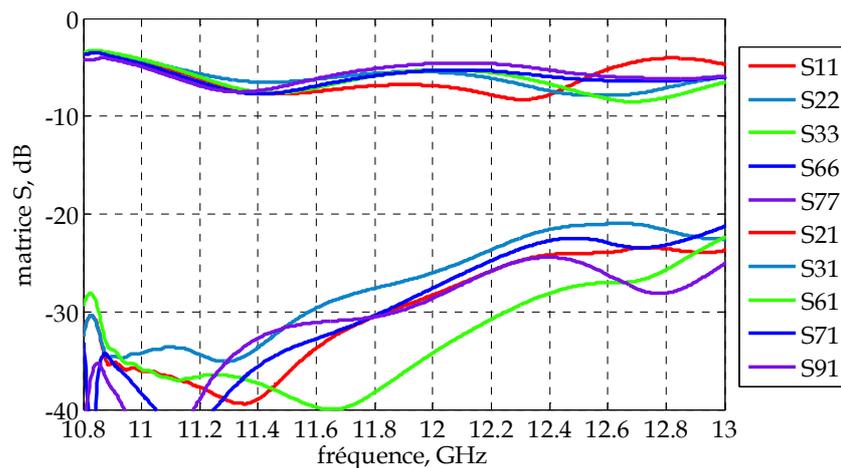


Figure IV-63- Matrice S normalisée sur des ports d'impédance 50Ω . Niveau maximal des paramètres S_{ij} de l'ordre de -20 dB.

L'adaptation des 9 accès excités simultanément est représentée (Figure IV-64). Le niveau des paramètres F (IV.18) est de l'ordre de -10 dB sur une grande partie de la bande de fonctionnement. Ceci laisse présager de bons résultats en termes de gain réalisé de l'antenne BIE multi-sources.

$$F_i = \sum_j S_{ij} \quad (IV.18)$$

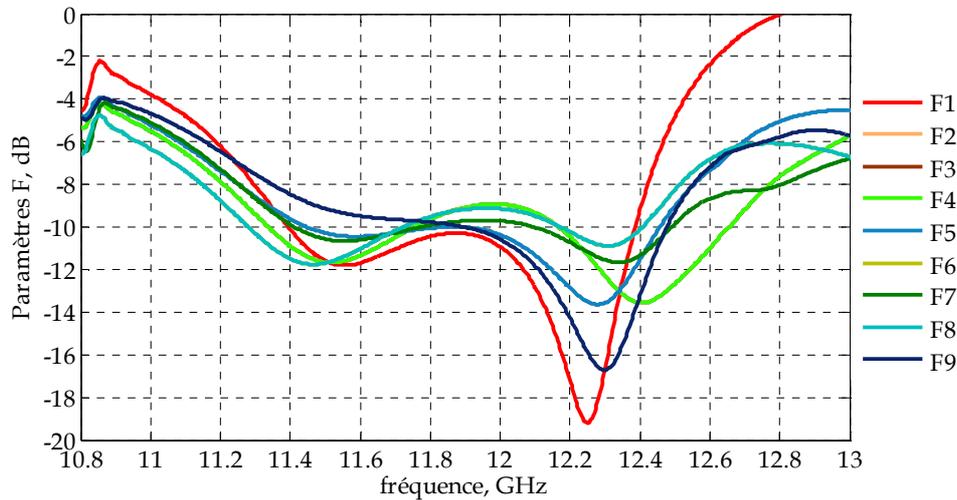


Figure IV-64- Paramètres F de l'antenne excitée par un système multi-sources.

Comme le montre la figure IV-65, la directivité maximale obtenue en multi-sources est de 23 dB, il s'agit d'un gain en directivité de 7 dB par rapport à une excitation mono-source. La bande en rayonnement correspondante à la directivité est de 17 %, soit 2 GHz de 10.8 GHz à 12.8 GHz. Le gain en bande de rayonnement est seulement de 2 % par rapport à une excitation mono-source. Le gain réalisé maximal est de 22.5 dB, soit un gain de 7.5 dB par rapport à une excitation mono-source. La bande en rayonnement correspondante au gain réalisé est de 14 %, elle s'étend sur 1.7 GHz de 11 GHz à 12.7 GHz, soit à peu près la même bande en rayonnement que pour le cas mono-source.

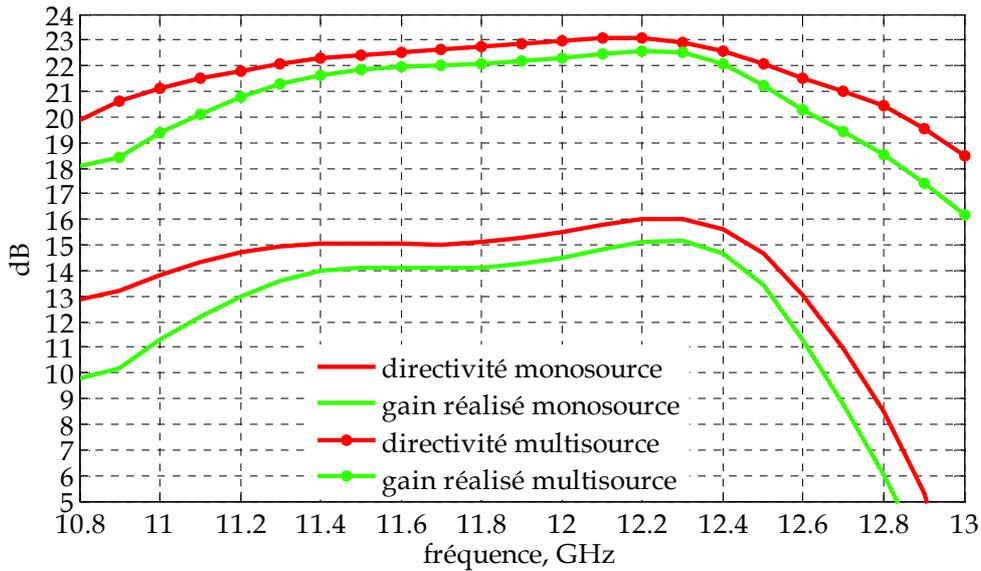


Figure IV-65- Directivité et gain fréquentiels de l'antenne BIE multi-sources comparée à la même antenne excitée en mono-source.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne excitée par un dispositif multi-sources sont représentés (Figure IV-66). Ils présentent des lobes de réseau importants notamment dans le plan E au début de la bande. Leur niveau diminue lorsque la fréquence augmente, il atteint un niveau à peu près constant de l'ordre de -18 dB sur une grande partie de la bande en rayonnement. Nous retrouvons les lobes secondaires en fin de la bande, ils sont à -13 dB à la fréquence 12.6 GHz.

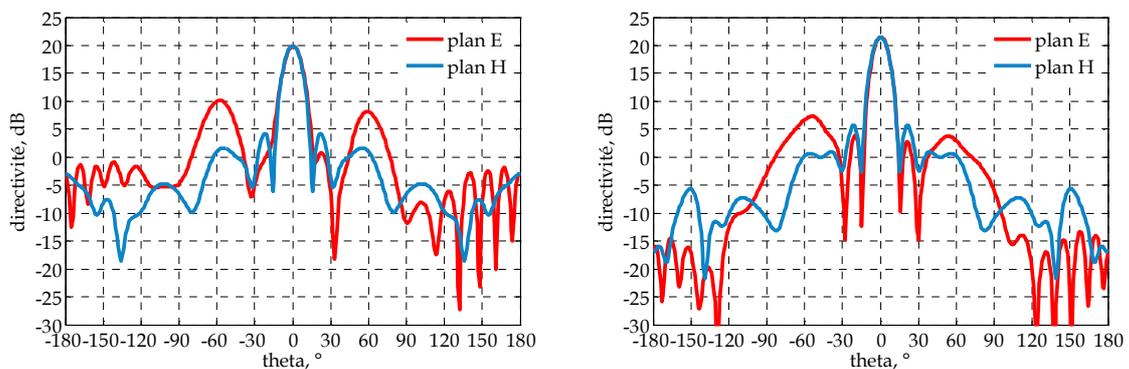


Figure IV-66- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 10.8 GHz et 11.1 GHz.

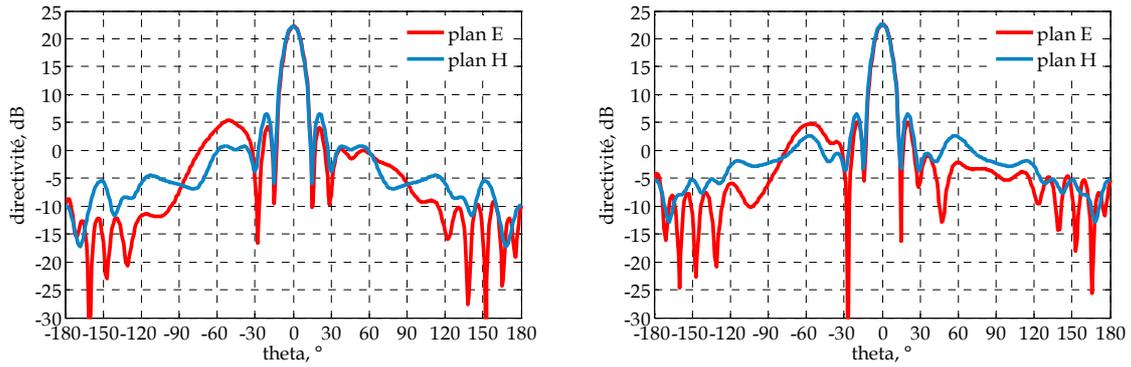


Figure IV-67- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 11.4 GHz et 11.7 GHz.

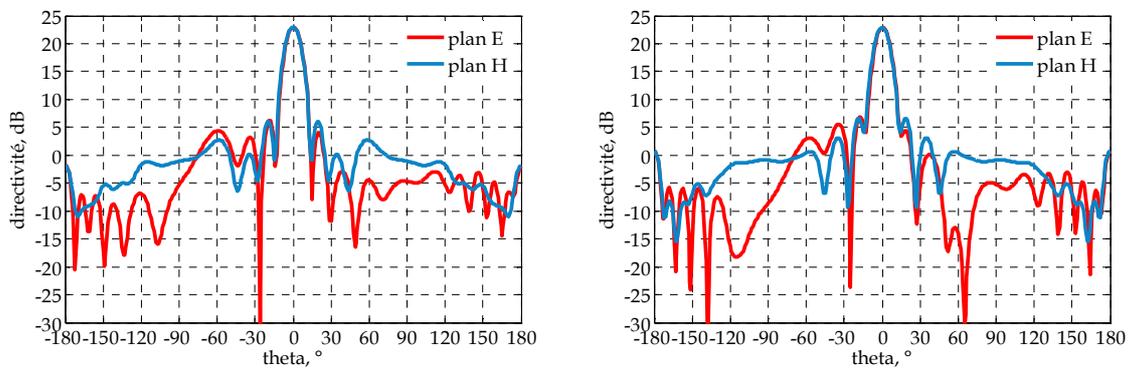


Figure IV-68- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 12 GHz et 12.3 GHz.

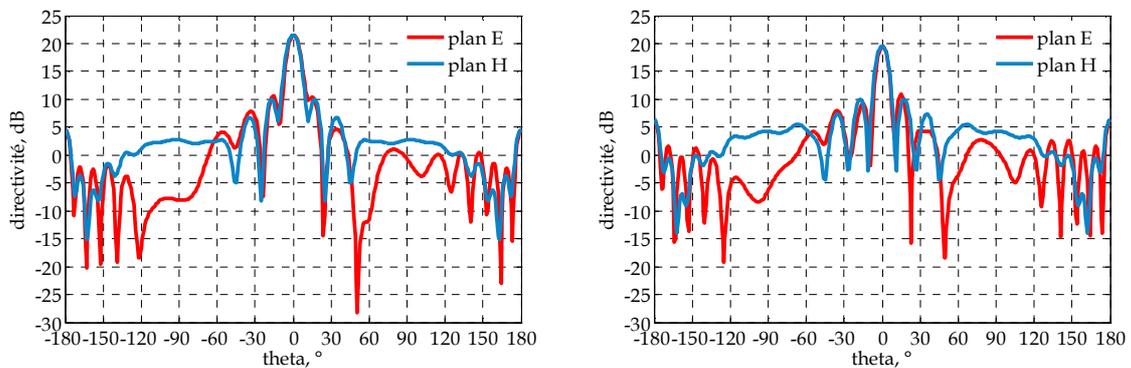


Figure IV-69- Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H aux fréquences 12.6 GHz et 12.9 GHz.

IV.7. Association de multiples surfaces PRS

Deux surfaces PRS ont été associées dans le but de réaliser l'interface supérieure d'une antenne large bande. L'idée dans cette partie est de combiner plusieurs surfaces en créant un matériau multi-étage, afin d'étudier la possibilité d'obtention de multiples excursions de phase croissantes.

La méthode de conception du matériau double-étage est généralisée et appliquée pour la réalisation d'un matériau triple-étage. La conception va avoir lieu en deux étapes, la première consiste à créer un matériau double-étage (PRS1, PRS2) à profil de phase localement inversé autour de 2 GHz, et la deuxième consiste à former un second matériau double-étage (PRS1, PRS3) à profil de phase croissant autour de la fréquence 5 GHz. Les fréquences de travail ont été choisies d'une façon aléatoire pour montrer le principe de l'étude. L'assemblage des deux matériaux double-étage devra permettre de conserver le profil de phase croissant dans les bandes de fréquence définies.

IV.7.1. Première étape: Création du matériau double-étage (PRS1, PRS2)

Le matériau double-étage est dans un premier temps constitué de deux surfaces partiellement réfléchissantes PRS1 et PRS2. La première surface PRS1 est une surface PRS de type stop-bande en transmission et la deuxième PRS2 est de type passe-haut en transmission (Figure IV-70). Le comportement des deux surfaces dans le résonateur BIE est décrit dans la figure IV-71. La surface PRS1 forme avec le plan de masse une cavité de hauteur h_1 . PRS2 forme avec le plan métallique une cavité de hauteur h_2 . Les deux cavités fonctionnent à deux fréquences voisines et participent à la création du résonateur large bande final. Les dimensions du motif de l'étage supérieur sont $L_{e1}=26$ mm et $L_{i1}=19$ mm, leur périodicité est $P=28$ mm. Celles de l'étage inférieur sont $L_{e2}=28$ mm et $L_{i2}=26$ mm.

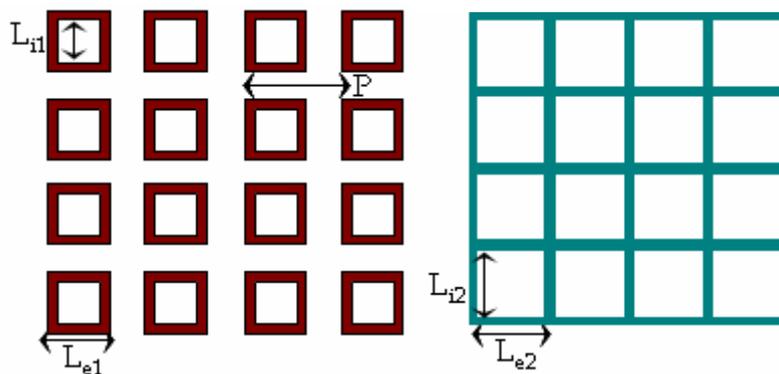


Figure IV-70- Géométrie des surfaces PRS1 et PRS2. A gauche, la surface PRS1, à droite, la surface PRS2.

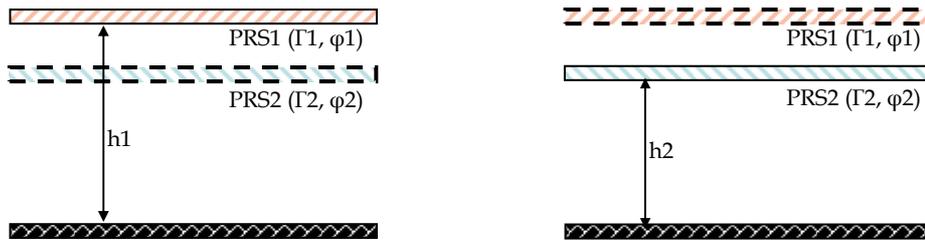


Figure IV-71- Comportement des surfaces PRS1 et PRS2 dans la conception du résonateur BIE.

Le type de surfaces PRS ainsi que les dimensions de leurs motifs sont choisis de manière à obtenir des modules de coefficients de réflexion de forme particulière (Figure IV-72). Les modules des coefficients de réflexion doivent avoir deux sens de variation inverses. Tandis que Γ_2 décroît avec la fréquence, Γ_1 croît dans la bande d'analyse autour de 2 GHz (à droite de la figure IV-72). Les deux courbes de réflectivité se croisent à la fréquence 2.25 GHz. Cette fréquence correspond à la limite de fonctionnement des deux cavités. Avant cette fréquence, PRS2 est complètement réfléchissante. PRS1 est totalement transparente en basses fréquences mais elle devient de plus en plus réfléchissante en montant en fréquence jusqu'à ce qu'elle devienne parfaitement réfléchissante à la fréquence 4 GHz.

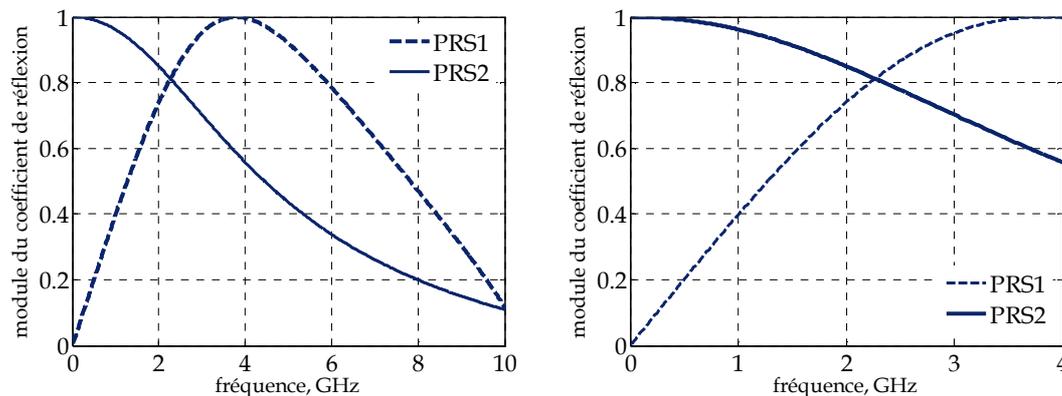


Figure IV-72- Modules des coefficients de réflexion des deux étages supérieur (PRS1) et inférieur (PRS2), à droite zoom sur la bande de fréquences intéressante.

La conception des deux PRS tient aussi compte des valeurs des phases à la réflexion que présente chacun des deux étages. Les phases ont des valeurs proches de signe contraire pour que l'épaisseur de l'ensemble soit mince devant la longueur d'onde. L'observation des phases des deux PRS montre effectivement que la condition sur les phases est bien respectée. PRS1 possède une phase de 150° et la phase de PRS2 est près de -150° ($\varphi_2 \approx -140^\circ$) à la fréquence de travail 2 GHz.

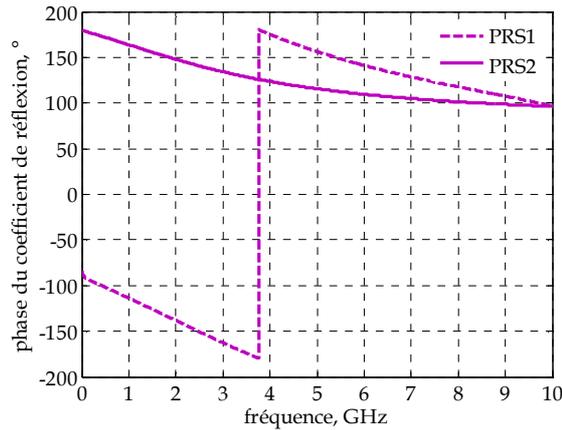


Figure IV-73- Phases des coefficients de réflexion des deux étages constituant le matériau double-étage.

L'étude en réflexion de l'ensemble montre une inversion locale de la phase dans la bande 1.5 GHz - 2.3 GHz. La phase croît de -170° à 145° soit une excursion de 135° sur 40 % de bande.

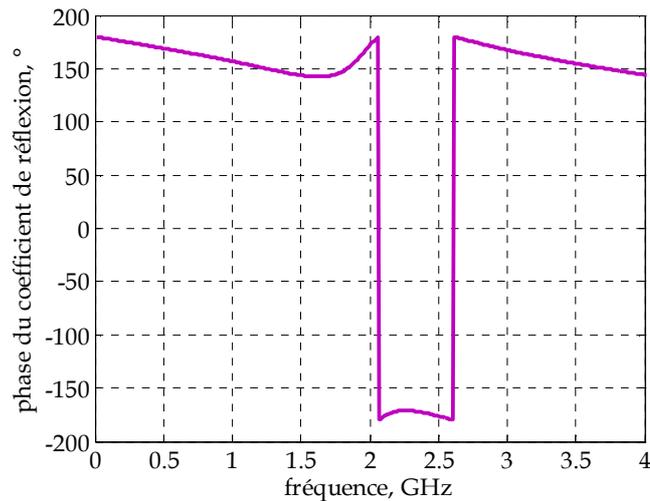


Figure IV-74- Phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage (PRS1, PRS2).

IV.7.2. Deuxième étape: Création du matériau double-étage (PRS1, PRS3)

Le matériau double-étage est en deuxième temps constitué des deux surfaces partiellement réfléchissantes PRS1 et PRS3 (Figure IV-75). Il doit avoir un profil de phase croissant dans la bande de fréquences autour de 5 GHz. La surface partiellement réfléchissante PRS3 est de type stop-bande en transmission. Les dimensions du motif de l'étage supérieur composé de la surface PRS3 sont $L_{e3}=15$ mm et $L_{i3}=13$ mm. Le comportement des deux surfaces dans le résonateur BIE est décrit (Figure IV-76).

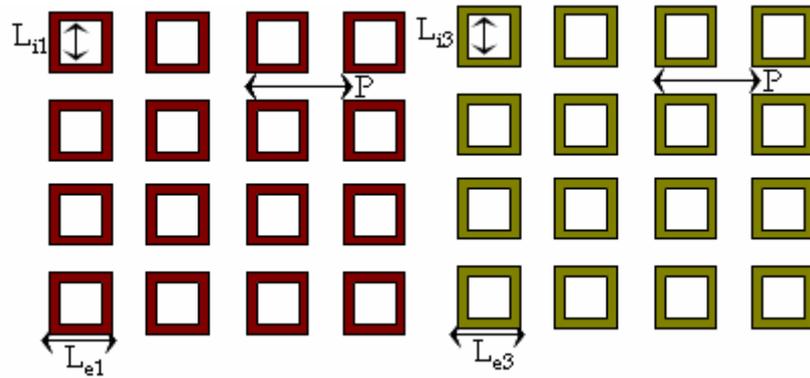


Figure IV-75- Géométrie des surfaces PRS1 et PRS3. A gauche, la surface PRS1, à droite, la surface PRS3.

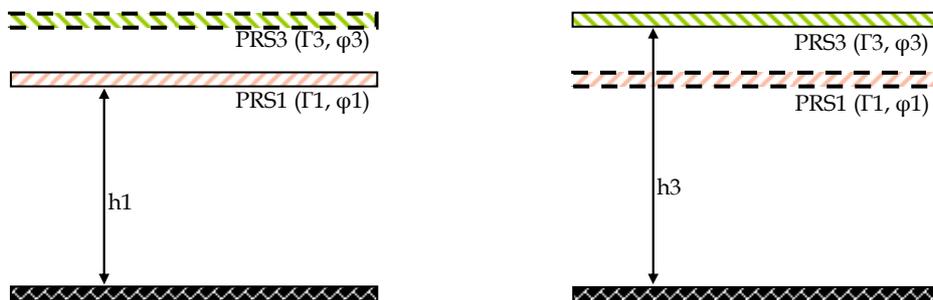


Figure IV-76- Comportement des surfaces PRS1 et PRS3 dans le résonateur BIE.

L'étude de la réflectivité du matériau double-étage formé par les surfaces PRS1 et PRS3 permet de valider le choix des deux étages. La réflectivité en module du matériau double-étage vérifie la condition sur le module du coefficient de réflexion pour la constitution d'un matériau double-étage à phase localement inversée. Γ_1 décroît dans la bande de fréquences 4 GHz - 10 GHz alors que Γ_3 croît dans cette bande. Les deux modules se croisent à la fréquence 6 GHz.

La surface PRS1 est totalement réfléchissante à la fréquence $f_1=4$ GHz, son module du coefficient de réflexion est égal à 1 à cette fréquence et décroît avec la fréquence à partir de cette dernière. PRS3 est presque transparente à 4 GHz ($\Gamma_3=0.3$). Une cavité de hauteur h_1 est formée entre PRS1 et le plan de masse.

A partir de la fréquence 6 GHz, le module du coefficient de réflexion Γ_3 devient supérieur à Γ_1 . Une cavité de hauteur h_3 est formée entre PRS3 et le plan de masse.

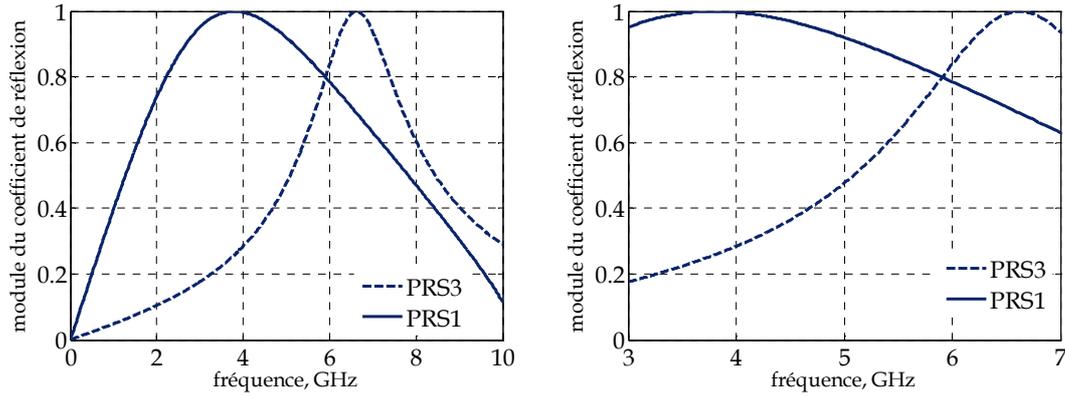


Figure IV-77- Modules des coefficients de réflexion des deux étages constituant le matériau double-étage (PRS1, PRS3), à droite zoom sur la bande intéressante.

De la même manière que pour le matériau double-étage formé à partir de PRS1 et PRS2, les phases des coefficients de réflexion ont des valeurs presque égales avec des sens opposés à la fréquence de travail 5 GHz.

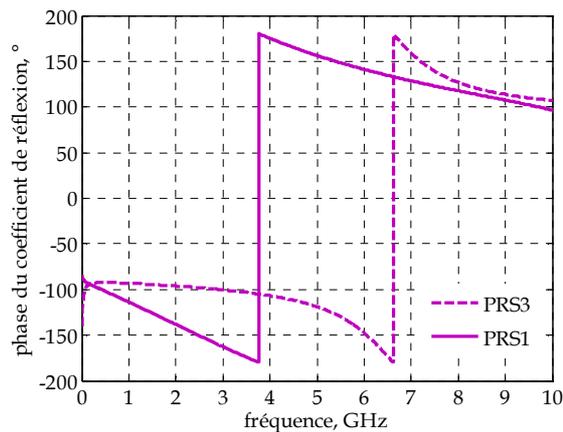


Figure IV-78- Phases des coefficients de réflexion des deux étages constituant le matériau double-étage (PRS1, PRS3).

L'étude de la réflectivité de l'ensemble montre une inversion locale de phase dans la bande 4.5 GHz - 5.5 GHz. La phase croît de 160° à 175° soit une excursion de 15° sur 25 % de bande.

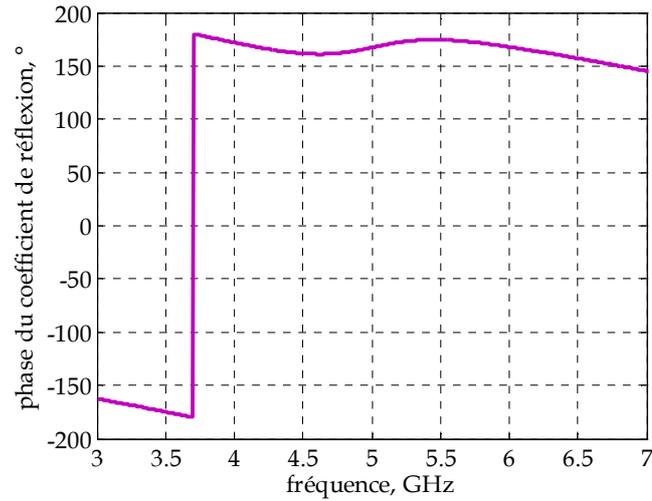


Figure IV-79- Phase de réflexion du matériau double-étage composé des surfaces PRS1 et PRS3.

IV.7.3. Matériau triple-étage

Le matériau triple-étage est constitué à partir des deux matériaux double-étage étudiés dans l'ordre que montre la figure IV-80.

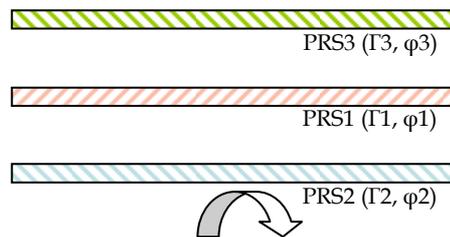


Figure IV-80- Construction d'un matériau triple-étage à partir des deux matériaux double-étage (PRS1, PRS2) et (PRS1, PRS3) étudiés.

Le raisonnement est le même que dans le cas double-étage. Ainsi pour la conception d'un résonateur ultra large bande ou d'une antenne large bande dans deux bandes de fonctionnement distinctes, nous introduisons une troisième surface PRS3, où PRS3 crée une troisième fréquence de fonctionnement du résonateur sans perturber son fonctionnement à ses fréquences de travail f_1 et f_2 (Figure IV-81).

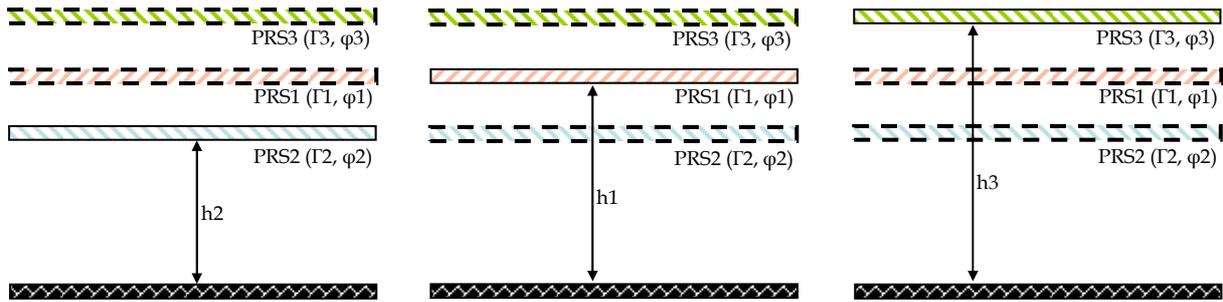


Figure IV-81- Comportement des surfaces PRS1, PRS2 et PRS3 dans le résonateur BIE.

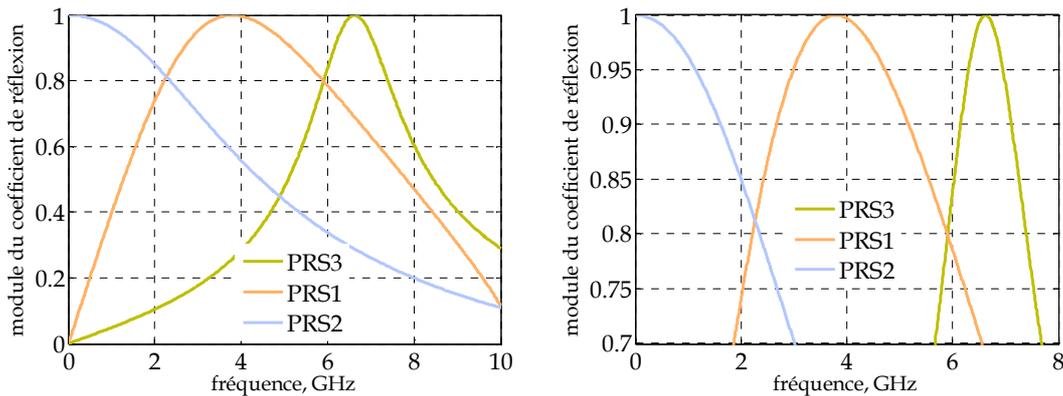


Figure IV-82- Modules des coefficients de réflexion de chacune des surfaces PRS1, PRS2 et PRS3 étudiées séparément.

L'étude de la réflectivité du matériau triple-étage présente un comportement particulier. L'observation du module et de la phase du coefficient de réflexion du matériau triple-étage affirme la création d'un matériau dont les propriétés en réflexion sont équivalentes à la sommation de celles des matériaux double-étage le composant.

La réflectivité en module du matériau triple-étage dévoile deux résonances, la première à 2 GHz correspondant à celle du matériau double-étage (PRS1, PRS2). La deuxième à 5 GHz correspond à celle du matériau double-étage (PRS1, PRS3).

Au niveau de la phase de réflexion, nous obtenons deux inversions locales de la phase dans les deux bandes de fréquences 1.5 GHz - 2.3 GHz et 4.6 GHz - 5.3 GHz. L'excursion croissante de la phase dans la première bande de fréquences n'est pas modifiée par rapport à celle du matériau double-étage étudié seul, elle est toujours de 135° sur 40 % de bande. Par contre, l'inversion locale de phase dans la deuxième bande de fréquences subit une modification de son excursion. Nous obtenons une excursion de 10° sur 15 % de bande au lieu de 15° sur 25 % de bande obtenue dans le cas où le matériau double-étage (PRS1, PRS3) est étudié séparément.

Ceci paraît logique parce que la réflectivité du matériau (PRS1, PRS3) est plus sensible à la présence du matériau (PRS1, PRS2) que la réflectivité du matériau (PRS1, PRS2) par rapport à la présence du (PRS1, PRS3).

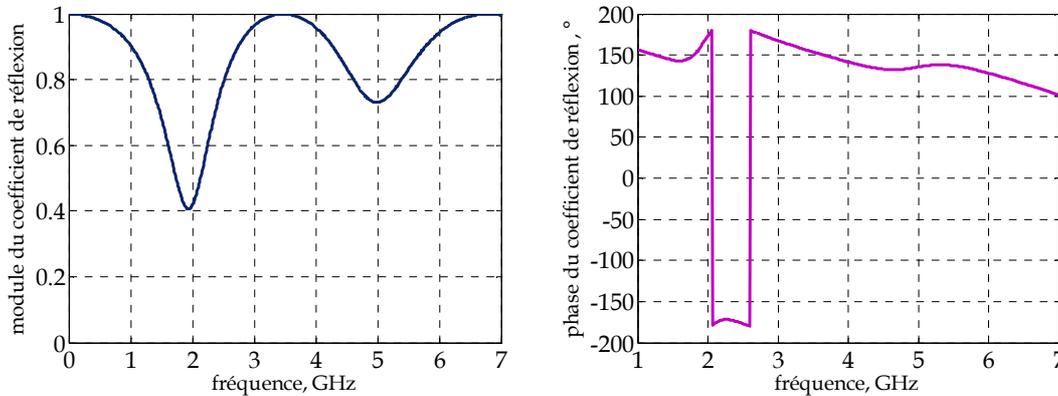


Figure IV-83- Module et phase du coefficient de réflexion du matériau triple-étage.

IV.7.3.1. Rapprochement des deux inversions locales de phase

Dans l'objectif de réaliser une seule antenne qui pourrait profiter aux deux inversions de phase pour l'élargissement de sa bande en rayonnement. Deux configurations peuvent être envisagées, la première est celle d'une antenne très large bande pour laquelle les deux inversions locales de phase coïncident. La deuxième est la configuration d'une antenne bi-bande, dont le rayonnement serait large bande dans chacune de ses bandes de fonctionnement. Pour cette dernière, il n'y a pas besoin d'obtenir deux inversions de phase contiguës, mais les deux inversions de phase doivent être rapprochées de façon à réaliser une seule antenne qui couvre les deux bandes de fonctionnement.

Les géométries de la PRS1 et de la PRS3 sont modifiées pour rapprocher la deuxième inversion de phase à 5 GHz de la première à 2 GHz.

En étudiant la réflectivité des trois PRS, nous remarquons que le point d'intersection des deux courbes de modules de réflexion Γ_1 et Γ_3 est bien décalé vers les basses fréquences (Figure IV-84). Elle existe dorénavant à la fréquence 4 GHz au lieu de la fréquence 6 GHz du cas précédent. Ce point fixe la position de la deuxième inversion de phase qui a lieu maintenant à 3 GHz au lieu de 5 GHz (Figure IV-85).

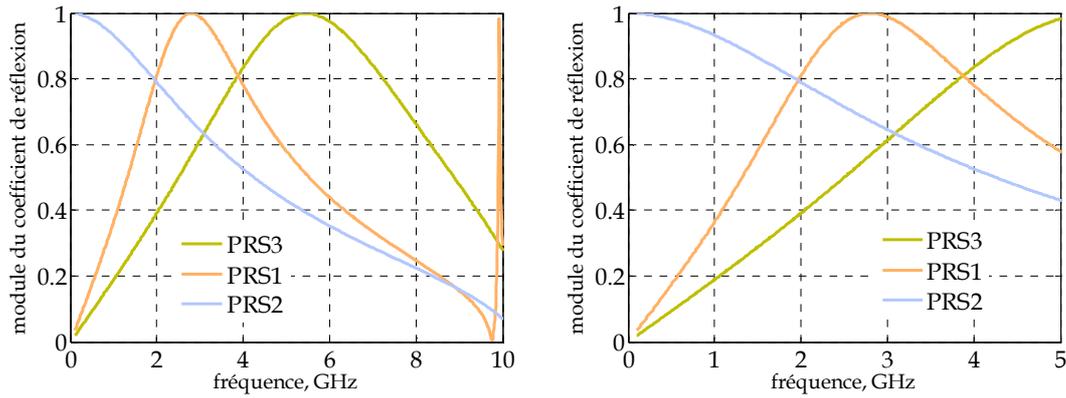


Figure IV-84- Modules des coefficients de réflexion des surfaces PRS1, PRS2, PRS3 étudiées séparément.

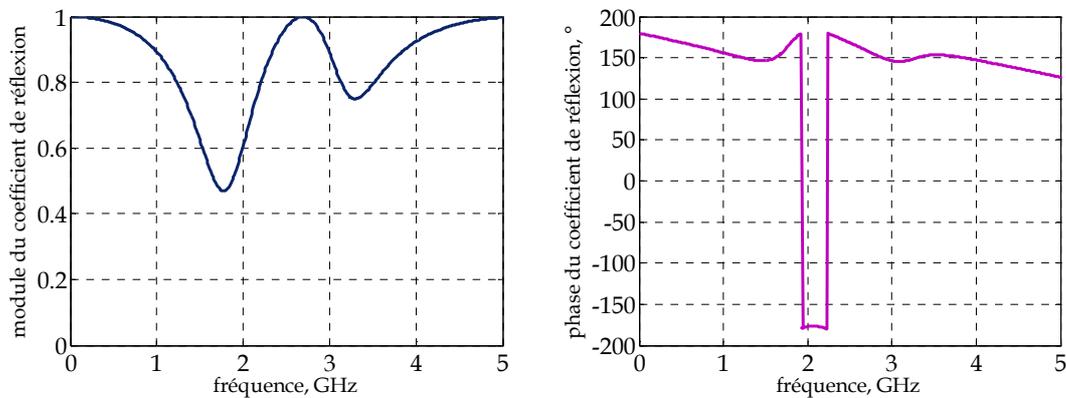


Figure IV-85- Module et phase de réflexion du nouveau matériau triple-étage dont les inversions de phase sont rapprochées.

Le matériau triple-étage présentant deux inversions locales de phase à 2 et 3 GHz, est employé pour concevoir une antenne à résonateur BIE. Les deux inversions locales de phase étant séparées d'un intervalle fréquentiel assez large équivalent à 1 GHz, la conception de deux antennes de hauteurs physiques différentes h_a et h_b semble nécessaire (Figure IV-86). La première antenne de hauteur h_a peut donc tirer profit de la phase croissante autour de 2 GHz. La deuxième antenne de hauteur h_b peut être conçue de manière à fonctionner à la fréquence centrale 3 GHz de la seconde inversion de phase.

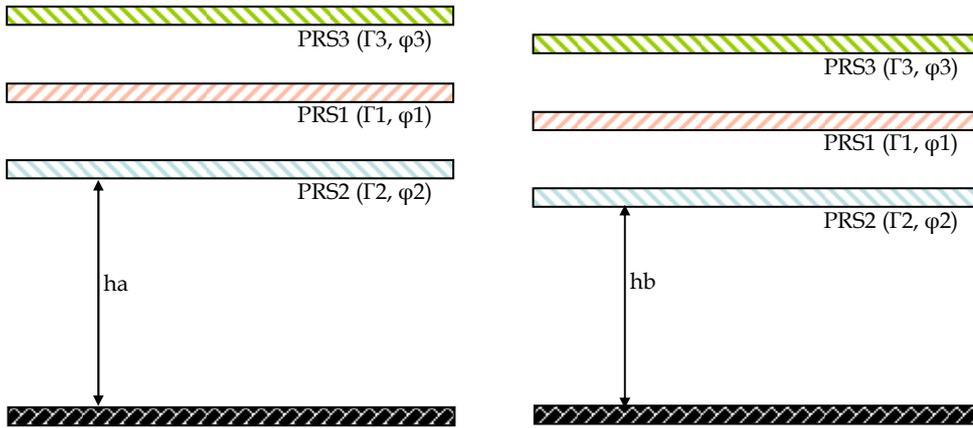


Figure IV-86- Antennes de hauteurs h_a et h_b employant le matériau triple-étage.

La hauteur prédite par la condition de résonance est représentée (Figure IV-87). Elle confirme l'impossibilité de réalisation d'une seule antenne profitant des deux inversions locales de phase. Il faut donc rapprocher d'avantage les deux inversions de phase, mais il apparaît qu'un rapprochement supplémentaire de ces dernières est destructif au niveau de la seconde inversion de phase. Celle-ci finit par disparaître quand les deux bandes sont très rapprochées.

Nous pouvons néanmoins tester la possibilité de réaliser l'antenne de manière à ce que la hauteur ainsi que l'excitation soient mécaniquement réglables. Ainsi une seule antenne pourrait contenir les deux antennes de la figure IV-87, et assure un fonctionnement bi-bande, avec un rayonnement large bande dans chacune des deux bandes.

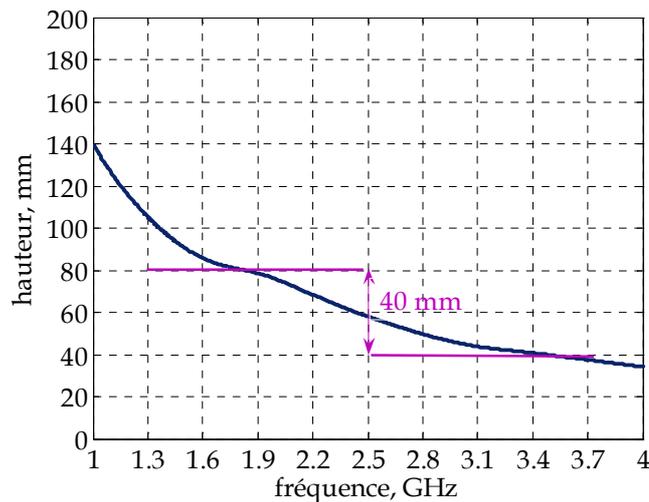


Figure IV-87- Hauteur du résonateur formé entre le plan de masse et le matériau triple-étage.

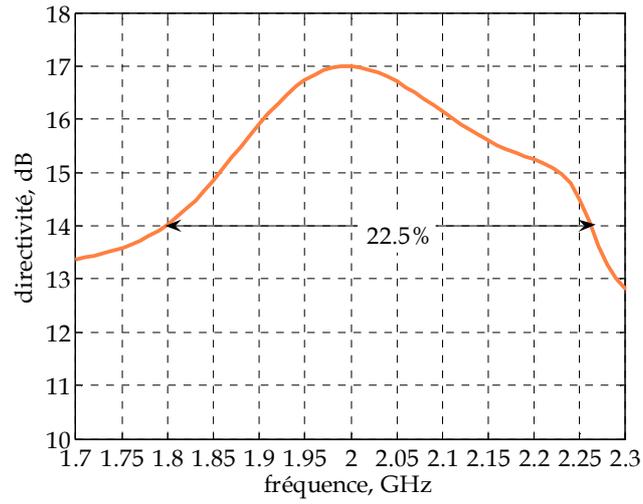


Figure IV-88- Directivité fréquentielle de l'antenne de hauteur h_a .

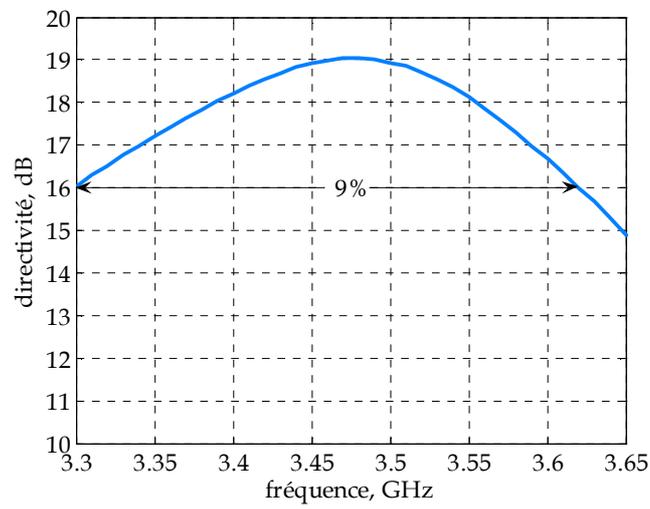


Figure IV-89- Directivité fréquentielle de l'antenne de hauteur h_b .

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, différents matériaux assurant l'inversion de profil de phase ont été présentés. Après avoir étudié leurs propriétés, le matériau le plus avantageux a été retenu. Il s'agit d'un matériau mince double-étage dont les étages sont constitués de surfaces partiellement réfléchissantes bidimensionnelles.

Une méthode de conception de matériaux double-étage à phase croissante applicable quelque soit le type de surfaces utilisées, a été établie.

Un exemple d'application d'antenne large bande employant le matériau double-étage, a été montré, pour étudier d'une part le comportement d'un matériau à profil de phase localement inversé, dans une antenne à résonateur BIE, et d'autre part pour vérifier la validité de la méthode de conception du matériau double-étage à profil de phase en réflexion croissant.

Une antenne fonctionnant dans la bande Ku a été conçue et réalisée. Il a été montré que sa directivité peut être améliorée grâce à l'emploi d'une excitation multi-sources.

Enfin, deux inversions locales de phase ont été obtenues avec un matériau triple-étage à base de surfaces partiellement réfléchissantes.

CONCLUSION

CONCLUSION

Ce manuscrit a présenté l'ensemble des travaux qui ont été effectués au cours de cette thèse dédiée à l'étude du comportement de métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes dans la conception de l'antenne BIE.

Le contexte de travail a été présenté lors du **chapitre I**. La conception et le fonctionnement de l'antenne BIE directive ont été évoqués. Un bref historique a retracé certaines étapes parmi les plus importantes, de la conception de l'antenne BIE et de l'intégration de métasurfaces dans cette antenne. Ce chapitre a notamment insisté sur les développements obtenus grâce à l'emploi de ces surfaces. Le contexte de travail a également été abordé.

Le **second chapitre** a d'abord présenté la conception et les limitations de l'antenne BIE. Les performances de l'antenne dépendent fortement des caractéristiques en réflexion de son interface supérieure et inférieure. En particulier la bande en rayonnement dépend de la réflectivité en phase de ses interfaces, elle est limitée à cause du profil de phase linéairement décroissant du matériau habituellement utilisé pour construire l'interface supérieure. Une méthode de généralisation de la conception de l'antenne a été donc suggérée. Cette méthode a pour objectif d'acquérir au niveau des interfaces de l'antenne des profils de phase originaux permettant notamment d'améliorer la bande passante en rayonnement.

Deux familles de structures multi-surfaces ont été ensuite proposées pour réaliser des profils de phase inatteignables avec une simple surface. Les surfaces utilisées dans leur conception sont les métasurfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes PRS.

Le **troisième chapitre** a exposé trois façons d'utiliser les structures à métasurfaces dans la conception de l'antenne BIE. Ces structures ont été intégrées dans un premier temps au niveau de l'interface inférieure du résonateur pour être ensuite intégrées au niveau de son interface supérieure et enfin au niveau de ses deux interfaces.

Les structures complexes à base de métasurfaces présentent dans certaines conditions d'agencement des profils de phase variables entre π et $-\pi$ avec un comportement de court circuit magnétique à leur résonance. Le comportement de CCM avec une réflexion en phase de l'onde incidente autorise une réduction de l'épaisseur de l'antenne.

Notre principal objectif étant l'amélioration de la bande passante des antennes BIE, ces profils de phase peuvent présenter deux ou plusieurs états de phase différents permettant de satisfaire la condition de résonance de la cavité BIE dans deux ou plusieurs bandes de fréquences distinctes. Des antennes bi-bande et tri-bande ont été réalisées.

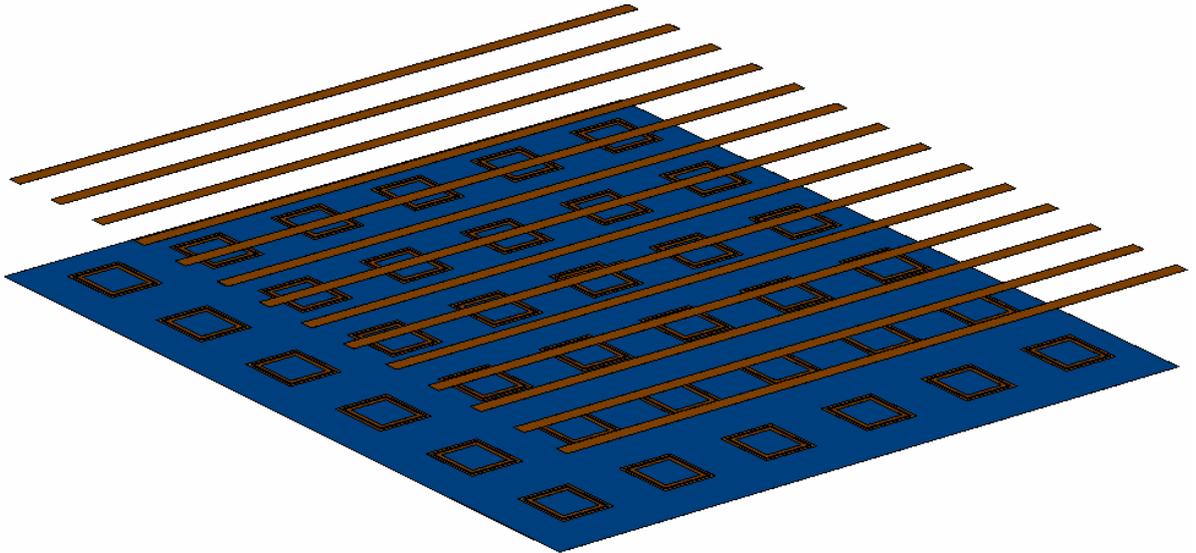


Figure 1- Antenne BIE dont l'interface inférieure a été structurée pour la réalisation d'un fonctionnement tri-bande. Une métasurface à double anneaux est utilisée pour cet effet.

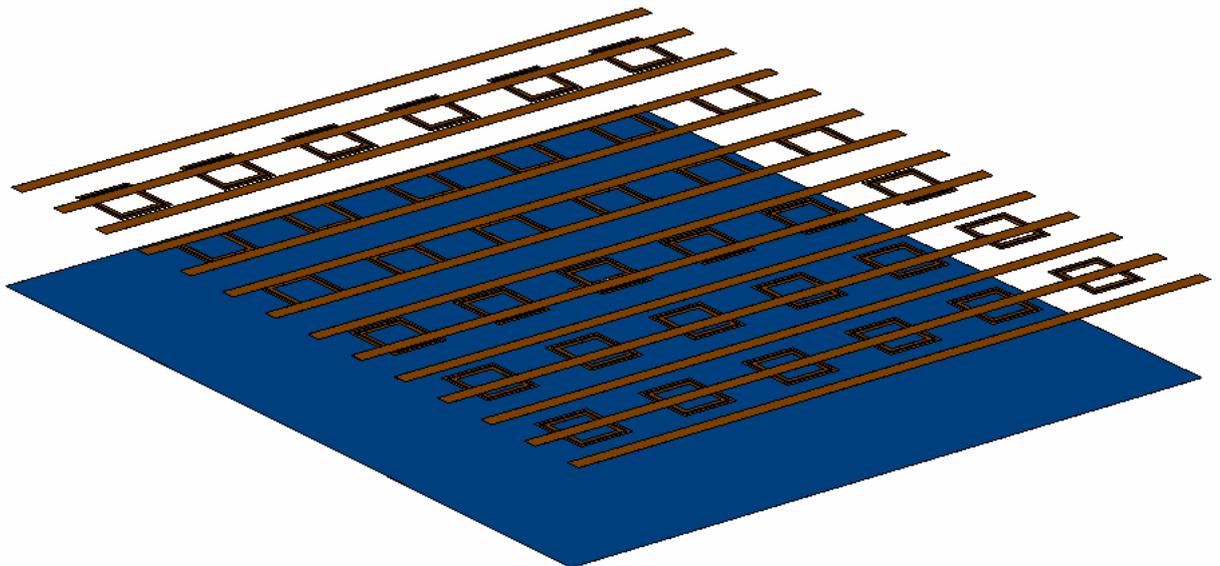


Figure 2- Antenne BIE dont l'interface supérieure a été structurée. Réalisation d'un fonctionnement tri-bande par l'emploi d'une structure multi-PRS.

Dans le **quatrième et dernier chapitre**, des structures offrant un profil de phase croissant ont été recherchées. L'objectif est d'élargir la bande passante en rayonnement des antennes BIE. Différents agencements de métasurfaces ont été étudiés, et une méthode de conception d'un matériau double-étage à métasurfaces dont le profil de phase est localement croissant, a en conclusion été déterminée.

Une antenne large bande utilisant ce type de matériaux a été conçue. La largeur de bande en rayonnement obtenue est de 25 % pour une valeur de gain de 15 dB. Il a été remarqué qu'en employant des

structures multi-PRS à profil de phase croissant, le gain en bande passante de l'antenne est d'autant plus important que la valeur de directivité souhaitée est faible.

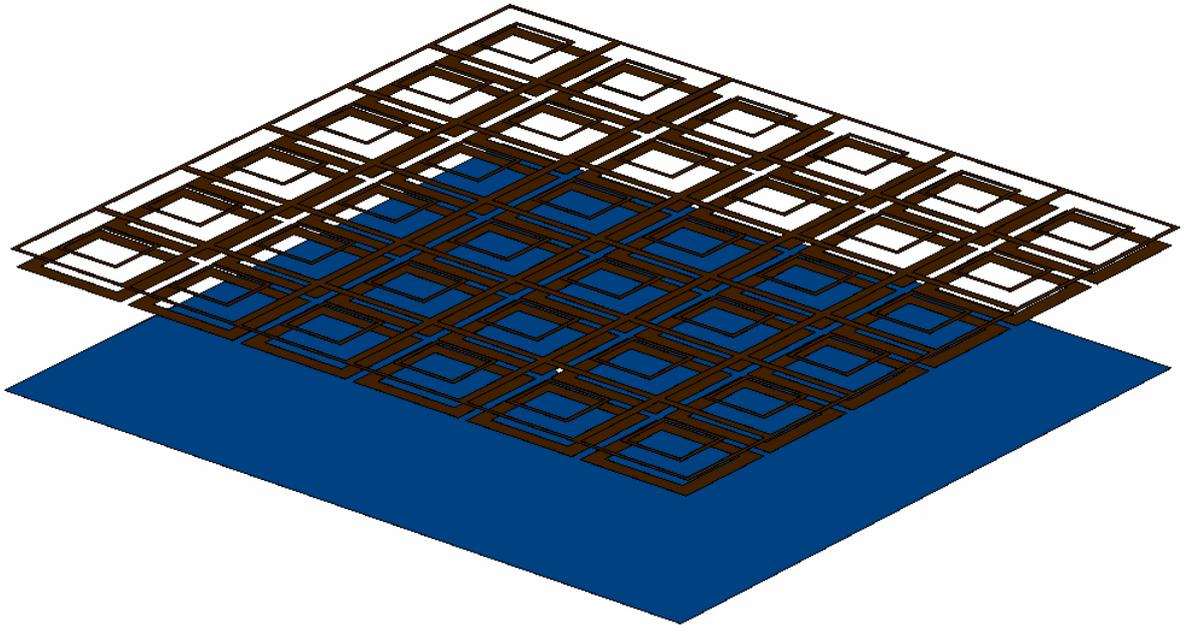


Figure 3- Antenne BIE dont l'interface supérieure a été structurée. Réalisation d'un fonctionnement large bande par l'emploi d'une structure multi-PRS à profil de phase croissant.

Un prototype employant le même type de structures pour une application dans la bande ku a été conçu et réalisé. Il a été noté que l'inconvénient de l'emploi d'un matériau double-étage à phase croissante, réside dans la nécessité de se servir d'un substrat diélectrique pour y imprimer sur les deux faces les métasurfaces des deux étages. Le profil de phase de l'ensemble des deux surfaces imprimées sur du diélectrique est très sensible à la présence du substrat. La largeur de la bande en rayonnement en subit les conséquences: le gain en bande par rapport à une structure d'antenne BIE classique est d'autant plus faible que la permittivité/l'épaisseur du substrat sont importants. Une bande en rayonnement de 14 % est obtenue pour un gain de 16 dB dans le cas d'un substrat ($\epsilon_r=2.33$, épaisseur=1.575 mm). La même largeur de bande est obtenue en gain réalisé simulé et mesuré.

Une excitation multi-sources a été considérée pour pallier au problème du faible gain de l'antenne en question. Grâce au dispositif d'excitation multi-sources (9 patches sont utilisés pour réaliser l'excitation de l'antenne BIE), la directivité est augmentée de 7 dB par rapport au cas monosource. La valeur du gain réalisé obtenu est de 22.5 dB, la bande en rayonnement relative au gain réalisé est conservée.

Enfin dans la dernière partie de ce chapitre, un matériau triple-étage assurant une inversion de phase dans deux bandes de fréquences différentes, a été réalisé. Ses propriétés ont été étudiées dans l'antenne, le but étant de réaliser une antenne à fonctionnement bi-bande dont la largeur de bande en rayonnement est importante dans chacune des bandes de fonctionnement.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] Y. T. Lo, S. W. Lee. *Antenna Handbook: chap 5*. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [2] L. Bernard. Techniques d'amélioration du gain par empilements diélectriques. Applicabilité à la réduction de la taille des antennes pour station de base UMTS. Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Rennes, 2003.
- [3] L. Leger. *Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, n° 27-2004, 2004.
- [4] A.W. Love. *Electromagnetic Horn Antennas*. New York, 1976.
- [5] R. Sauleau, Ph. Coquet, T. Matsui. Low-profile directive quasi-planar antennas based on millimetre wave Fabry-Perot cavities. *IEE Proceedings in Microwave Antennas and Propagation*, Volume 150 n°4: 274-278, 2003.
- [6] R. Sauleau, Ph. Coquet, T. Matsui. Radiation characteristics and performances of millimetre-wave horn-fed gaussian beam antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 51 n°3: 378-387, 2003.
- [7] R. Chantalat. *Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [8] R. Chantalat, P. Dumon, B. Jecko, M. Thevenot, T. Monediere. Interlaced feeds design for a multibeam reflector antenna using a 1-D dielectric PBG resonator. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003.
- [9] A.L. Loinaz, C. del Rio Bocio. EBG at microwave frequency range: Bragg and/or resonant effect. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 42 n°5: 383-385, 2004.
- [10] M. F. Karim, A. Q. Liu, A. Alphones, X. J. Zhang. Low-pass filter using a hybrid EBG structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 45 n°2: 95-98, 2005.
- [11] G. Goussetis, N. Uzunoglou, J. L. Gomez-Tornero, B. Gimeno, V. E. Boria. An E-plane EBG waveguide for dispersion compensated transmission of short pulses. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp: 173-176, 2007.
- [12] L. Leger, C. Serier, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko. 1D dielectric electromagnetic band gap resonator antenna design. *Annales Télécoms*, Volume 59: 246, 2004.
- [13] G.V. Trentini. Partially reflecting sheet arrays. *IRE Transactions on antennas and propagation*, Volume 4: 666 – 671, 1956.

- [14] D.R. Jackson, N. Alexopoulos. Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 32 n°8: 807–816, 1984.
- [15] D.R. Jackson, N. Alexopoulos. Gain enhancement methods for printed circuit antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 33 n°9: 976–987, 1985.
- [16] H.Y. Yang., N. Alexopoulos. Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 35 n°7: 860–863, 1987.
- [17] D.R. Jackson, A.A. Oliner. A leaky-wave analysis of the high gain printed antenna configuration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 36 n°7: 905–910, 1988.
- [18] D.R. Jackson, A.A. Oliner. An improved calculation procedure for the radiation pattern of a cylindrical leaky wave antenna of finite size. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 40 n°1: 19–24, 1992.
- [19] D.R. Jackson, A.A. Oliner, I.P. Antonio. Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 41 n°3: 344–348, 1993.
- [20] M. Thevenot, A. Reineix, B. Jecko. A new FDTD surface impedance formalism to study PBG structures. *Microwave and optical technology letters*, Volume 18 n°3: 203–206, 1997.
- [21] M. Thevenot, A. Reineix, B. Jecko. FDTD approach for modelling PBG structures. *Journal Optics. A, Pure and Applied Optics*, Volume 1: 495–500, 1999.
- [22] M. Thevenot, C. Cheype, A. Reineix, B. Jecko. Directive photonic bandgap antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, Volume 47 n°11: 2115–2121, 1999.
- [23] M. Thevenot. *Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne*. Thèse de doctorat, Université de Limoges n°34-1999, 1999.
- [24] A.P. Feresidis, J.C. Vardaxoglou. High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces. *IEEE Proceedings on Microwave Antennas and Propagation*, Volume 148 n°6: 345–350, 2001.
- [25] G.K. Palikaras, A.P. Feresidis, J.C. Vardaxoglou. Cylindrical electromagnetic bandgap structures for directive base station antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 3: 87-89, 2004.
- [26] S. Wang, A.P. Feresidis, G. Goussetis, J.C. Vardaxoglou. Low-profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane. *Electronic Letters*, Volume 40 n°7, 2004.
- [27] A.P. Feresidis, G. Goussetis, S.Wang, J.C. Vardaxoglou. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 53 n°1: 209–215, 2005.
- [28] S. Wang, A.P. Feresidis, G. Goussetis, J.C. Vardaxoglou. High-gain subwavelength resonant cavity antennas based on metamaterial ground planes. *IEE Proceedings in Microwave, Antennas and Propagation*, Volume 153 n°1: 1–6, 2006.
- [29] L. Zhou, H. Li, Y. Qin, Z. Wei, C.T. Chan. Directive emissions from subwavelength metamaterial-based cavities. *Applied Physics Letters*, Volume 86, 2005.
- [30] A. Ourir, A. de Lustrac, J.M. Lourtioz. All-metamaterial-based cavities ($\lambda/60$) for ultrathin directive antennas. *Applied Physics Letters*, Volume 88, 2006.

- [31] A. Ourir, A. de Lustrac, J.M. Lourtioz. Optimization of metamaterial based subwavelength cavities for ultracompact directive antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 48 n°12, 2006.
- [32] A.P. Feresidis, J.C. Vardaxoglou. A broadband high gain resonant cavity antenna with single feed. *European conference on Antennas and Propagation Proceedings*, 2006.
- [33] T. Jaffre. Caractérisation des matériaux à bande interdite électromagnétique multipériodiques et leurs applications aux antennes. Thèse de doctorat, Université de Limoges n°3-2005, 2005.
- [34] E. Rodes. *Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [35] L. Léger, R. Granger, M. Thévenot, T. Monédière, B. Jecko. Multifrequency dielectric EBG antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 40 n°5: 420–423, 2004.
- [36] L. Léger. *Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire*. Thèse de doctorat, Université de Limoges n°27-2004, 2004.
- [37] Y.J. Lee, J. Yeo, K.D. Ko, R. Mittra, Y. Lee, W.S. Park. A novel design technique for control of defect frequencies of an electromagnetic bandgap superstrate for dual band directivity enhancement. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 42 n°1: 25–31, 2004.
- [38] G.I. Kiani, A.R. Weily, K.P. Esselle. Frequency selective surface absorber using resistive cross-dipoles. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 4199–4202, 2006.
- [39] J. Shaker, L. Shafai. Reduced angular sensitivity of frequency selective surfaces. *Electronic Letters*, Volume 29 n°18: 1655-1657, 1993.
- [40] M. Hosseini, A. Pirhadi, M. Hakkak. A Novel AMC with little sensitivity to the angle of incidence using 2-layer Jerusalem cross FSS. *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, Volume 64: 43–51, 2006.
- [41] A.N. Tulintseff, Y. Rahmat-Samii. Scattering analysis of FSS reflectors using Huygens principle. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Volume 2: 1173–1176, 1992.
- [42] Y. Rahmat-Samii, A.N. Tulintseff. Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 41: 476–487, 1993.
- [43] I. Hertl, Z. Raido, L. Oliva. Dipole multireflector antennas. *European conference on Antennas and Propagation Proceedings*, 2006.
- [44] J. Shaker, M. Cuhaci, J. Sydor. Application of Fabry Perot resonator for sidelobe suppression of antenna elements and arrays. *European Microwave Conference Proceedings*, 2001.
- [45] J. Shaker, M. Cuhaci. A double-layer FSS structure to suppress far side-lobes of an antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 39 n°5: 428-432, 2003.
- [46] D.F. Sienvempiper, L. Zhang, R.F. J. Broas. High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 47: 2059-2074, 1999.
- [47] D.F. Sienvempiper. *High impedance electromagnetic surfaces*. Thèse de doctorat, University of California Los Angeles, 1999.
- [48] J.C. Vardaxoglou, F. Capolino. Review of highly-directive flat-plate antenna technology with metasurfaces and metamaterials. *European Microwave Conference Proceedings*, 2006.

- [49] A. Chauraya, J. Kelly, G.K. Palikaras, C.B. Mulenga, J.A. Flint, A.P. Feresidis, J.C. Vardaxoglou, G. Passalacqua, F. Capolino, M. Albani. Planar and cylindrical metamaterial structures for antenna applications. *Electromagnetic Theory Symposium*, 2007.
- [50] R. Sauleau, Ph. Coquet, J.-P. Daniel. Antennes millimétriques à faisceau gaussien. *Colloque international Optique hertzienne et diélectriques*, 2001.
- [51] E. Rodes, M. Diblanc, E. Arnaud, T. Monediere, B. Jecko. Dual band EBG resonator antenna using a single layer FSS. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 6: 368-371, 2007.
- [52] L. Leger, R. Granger, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko. Multifrequency dielectric EBG antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 40 n°5: 420-423, 2004.
- [53] Y.J. Lee, J. Yeo, K.D. Ko, R. Mittra, Y. Lee, W.S. Park. A novel design technique for control of defect frequencies of an electromagnetic bandgap superstrate for dual-band directivity enhancement. *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 42 n°1: 25-31, 2004.
- [54] J. Kelly, G. Passalacqua, A.P. Feresidis, F. Capolino, M. Albani, J.C. Vardaxoglou. Simulations and measurements of dual-band 2-D periodic leaky wave antenna. *Loughborough Antennas and Propagation Conference Proceedings*, 2007.
- [55] J. Drouet. *Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multisources*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, n° 38-2007, 2007.

Revue internationale

CHANTALAT Régis, MOUSTAFA Lina, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard

Low profile EBG resonator antenna

International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2009

MOUSTAFA Lina, JECKO Bernard

EBG structure with wide defect band for broadband cavity antenna applications

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7: 693-696, 2008

MOUSTAFA Lina, JECKO Bernard

Bandwidth improvement of EBG resonator antennas using double-layer FSS

International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2008

Communications nationales et internationales

MOUSTAFA Lina, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard

Design method of EBG structure with wide defect band

Eucap 2009 – The 3rd European Conference on Antennas and Propagation

Berlin – Allemagne

MOUSTAFA Lina, CHANTALAT Régis, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard

Use of double layer frequency selective surfaces to realize broadband resonator antennas

Metamaterials 2008 – The 2nd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwave and Optics

Pampelune – Espagne

CHANTALAT Régis, MOUSTAFA Lina, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard

Low profile EBG resonator antennas

Metamaterials 2008 – The 2nd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwave and Optics

Pampelune – Espagne

MOUSTAFA Lina, JECKO Bernard

Broadband high gain compact resonator antennas using combined FSS

APS 2008 – IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting

San Diego – California – US

MOUSTAFA Lina, JECKO Bernard, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, GONZALO Ramon

EBG antenna performance enhancement using conducting element FSS

Eucap 2007 – The 2nd European Conference on Antennas and Propagation

Edinburgh – UK

MOUSTAFA Lina, JECKO Bernard

Design of a broadband EBG resonator antenna using dual-resonant frequency selective surface

Metamaterials 2007 – The 1st International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwave and Optics

Rome – Italie

MOUSTAFA Lina, JECKO Bernard, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, GONZALO Ramon

Nouveau concept d'antenne à résonateur BIE bi-bande
JNM 2007 – 15èmes Journées Nationales Microondes
Toulouse – France

RODES Emmanuel, MOUSTAFA Lina, MERCIER Laure, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard

On the use of meta-material surfaces for EBG antenna improvements
LAPC 2007 – The 3rd Loughborough Antennas and Propagation Conference
Loughborough – UK

ANNEXES

Annexe A : Réseaux de télécommunications sans fil

Les premières chaînes de communication utilisaient des signaux sonores et lumineux, et mettaient en jeu des techniques et des moyens qui répondaient essentiellement à des besoins de voisinage. Elles ne permettaient que la transmission des messages rudimentaires. Ce n'est seulement qu'au XVIII^e siècle que de véritables réseaux de télécommunications sont apparus, pour subvenir à des besoins de communication de plus en plus pressants et dépassants le cadre local ou régional pour une couverture nationale voire mondiale.

Le besoin d'être lié à un réseau quel que soit l'endroit ou le temps, a permis de passer de réseaux filaires aux réseaux sans fil. Les réseaux sans fil ont été initialement créés pour des applications professionnelles très précises, pour lesquelles la portée du signal s'étend sur une distance de quelques dizaines de mètres.

Le réseau de télécommunications actuel s'est étendu pour assurer une connectivité mondiale. L'usage du réseau sans fil n'est aujourd'hui plus strictement professionnel. Il s'est généralisé au grand public d'ailleurs il se développe actuellement dans tous les endroits publics.

Les réseaux sans fil sont basés sur une liaison utilisant des ondes radio au lieu des câbles habituels. Il existe plusieurs technologies se distinguant d'une part par la fréquence d'émission utilisée et d'autre part par le débit et la portée du signal transmis.

Les réseaux sans fil permettent de relier facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. Leur installation ne demande pas de lourds aménagements des infrastructures existantes, contrairement aux réseaux filaires.

En contrepartie, se pose le problème de la réglementation relative aux signaux radio. En effet, les transmissions radioélectriques servent pour un grand nombre d'applications militaires, scientifiques, amateurs..., mais elles sont sensibles aux interférences. C'est la raison pour laquelle une réglementation est nécessaire dans chaque pays afin de définir les plages de fréquence et puissance auxquelles il est possible d'émettre des signaux pour chaque catégorie d'utilisation.

En France, cette réglementation est assurée par l'Autorité de Régulation des Télécommunications ART. Les fréquences utilisées par les réseaux de télécommunications sans fil sont définies par l'Agence Nationale des FRéquences ANFR. Les réseaux de téléphonie mobile fonctionnent dans les bandes de fréquence autour de 900 MHz, 1800 MHz et 2200 MHz.

De plus, les ondes hertziennes sont difficiles à confiner dans une surface géographique restreinte, il est donc facile pour un pirate d'écouter le réseau si les informations circulent en clair. Par conséquent, il est nécessaire de mettre en place des dispositions de telle manière à assurer une confidentialité des données circulant sur le réseau sans fil. Selon la zone de couverture, on distingue plusieurs catégories de réseaux sans fil. Le schéma regroupant les différents réseaux sans fil est représenté (Figure 1).

Le réseau WPAN

Le réseau personnel sans fil WPAN (Wireless Personal Area Network), c'est un réseau sans fil d'une faible portée: de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Ce type de réseau sert généralement à relier des périphériques (une imprimante, un téléphone portable...) à un ordinateur sans liaison filaire ou à relier deux machines très peu distantes. Plusieurs normes sont utilisées pour le réseau WPAN.

La norme principale est la norme **Bluetooth**. Elle propose un débit théorique de 1 Mbps pour une portée maximale d'une trentaine de mètres. Bluetooth connue aussi sous le nom de IEEE 802.15.1, possède l'avantage d'être très peu gourmande en énergie, ce qui la rend particulièrement adaptée à une utilisation au niveau de petits périphériques.

La norme **HomeRF** propose un débit théorique de 10 Mbps avec une portée d'environ 50 à 100 mètres sans amplificateur. Cette norme a été abandonnée en 2003; les fabricants de processeurs misent désormais sur la technologie Wi-Fi embarquée (embarquant au sein d'un même composant un microprocesseur et un adaptateur Wi-Fi, via la technologie Centrino).

La norme **ZigBee** ou IEEE 802.15.4 permet d'obtenir des liaisons sans fil à très bas prix et avec une très faible consommation d'énergie, ce qui la rend particulièrement adaptée pour être intégrée dans de petits appareils électroniques (appareils électroménagers, Hi-fi, jouets...). La technologie ZigBee opère dans la bande de fréquences des 2.4 GHz sur 16 canaux, ce qui permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 250 Kbps avec une portée maximale sur 100 mètres environ.

Enfin la liaison **infrarouge** permet de créer des liaisons sans fil de quelques mètres avec des débits pouvant monter à quelques Mbps. Cette technologie est largement utilisée pour la télécommande mais souffre de perturbations dues aux interférences lumineuses.

Le réseau WLAN

Le réseau local sans fil WLAN (Wireless Local Area Network) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise, soit une portée d'environ une centaine de mètres. Il permet de relier entre eux les terminaux présents dans la zone de couverture. Plusieurs normes sont utilisées pour le réseau WLAN.

Le **Wi-Fi** ou IEEE 802.11 est l'une des normes les plus utilisées actuellement pour les réseaux sans fil. Le Wi-Fi est une technique de réseau informatique sans fil mise en place pour fonctionner en réseau interne, qui est devenue un moyen d'accès haut débit à Internet.

Il regroupe plusieurs normes pour lesquelles le débit, la portée, et la bande passante diffèrent. Par exemple, la norme **802.11a** permet d'obtenir un haut débit de 27 Mbps réels dans un rayon de 10 m et cela dans la bande de fréquence des 5 GHz.

D'autres normes comme la **802.11b** possèdent une portée pouvant aller jusqu'à 300 m (théorique), un débit réel de 6 Mbps, la bande de fréquence utilisée est celle de 2.4 GHz. La norme **802.11n** est conçue pour pouvoir utiliser les fréquences 2.4 GHz et 5 GHz séparément ou simultanément...

Le standard **HiperLAN** (High PERformance radio LAN) est une alternative au groupe de normes 802.11. C'est un standard européen de télécommunications créé par l'ETSI (European Telecommunications Standard Institute). Ce standard est très orienté routage ad hoc: Si un nœud destinataire devient hors de portée de réception du signal lui est adressé, au moins un nœud intermédiaire se charge automatiquement de prendre le relais pour acheminer les données à bon port (les routes sont automatiquement calculées). L'HiperLAN opère avec un débit théorique maximal de 23.5 Mbps dans une bande passante comprise entre 5.1 et 5.3 GHz.

La norme **HiperLAN2** est une alternative à la norme 802.11a, elle permet d'obtenir un débit théorique de 54 Mbps sur une zone de couverture d'une centaine de mètres. Elle est basée sur la technique de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) et orientée réseau sans fil ATM (Asynchronous Transfer Mode). La norme HiperLAN2 opère en Europe dans les bandes 5.15-5.35 GHz et 5.470-5.725 GHz, au Japon, dans la bande 5.15-5.25 GHz, et aux états unis dans les bandes 5.15-5.35 GHz et 5.725-5.825 GHz.

Le réseau WMAN

Le réseau métropolitain sans fil WMAN (Wireless Metropolitan Area Network), est basé sur la norme IEEE 802.16. Il offre un débit utile de 1 à 10 Mbps pour une portée de 4 à 10 Km. Cette technologie est destinée aux opérateurs de télécommunications.

La norme du réseau métropolitain sans fil la plus connue est le WiMAX, permettant d'obtenir des débits de l'ordre de 70 Mbps sur un rayon de quelques dizaines de Km.

L'objectif est de rechercher l'interopérabilité qui est obtenue par les voies de la normalisation et de la certification; ceci qui constitue un enjeu encore plus important que pour le Wi-Fi parce que WiMAX est défini pour une large bande de fréquences allant de 2 à 66 GHz. Dans cette bande de fréquences, on trouve des technologies déjà existantes, notamment le Wi-Fi. Des débits, des portées et des usages très variés sont également autorisés.

L'alternative au groupe de normes WiMAX est l'**HiperMAN**. Le standard HiperMAN opère dans la bande passante comprise entre 2 et 11 GHz.

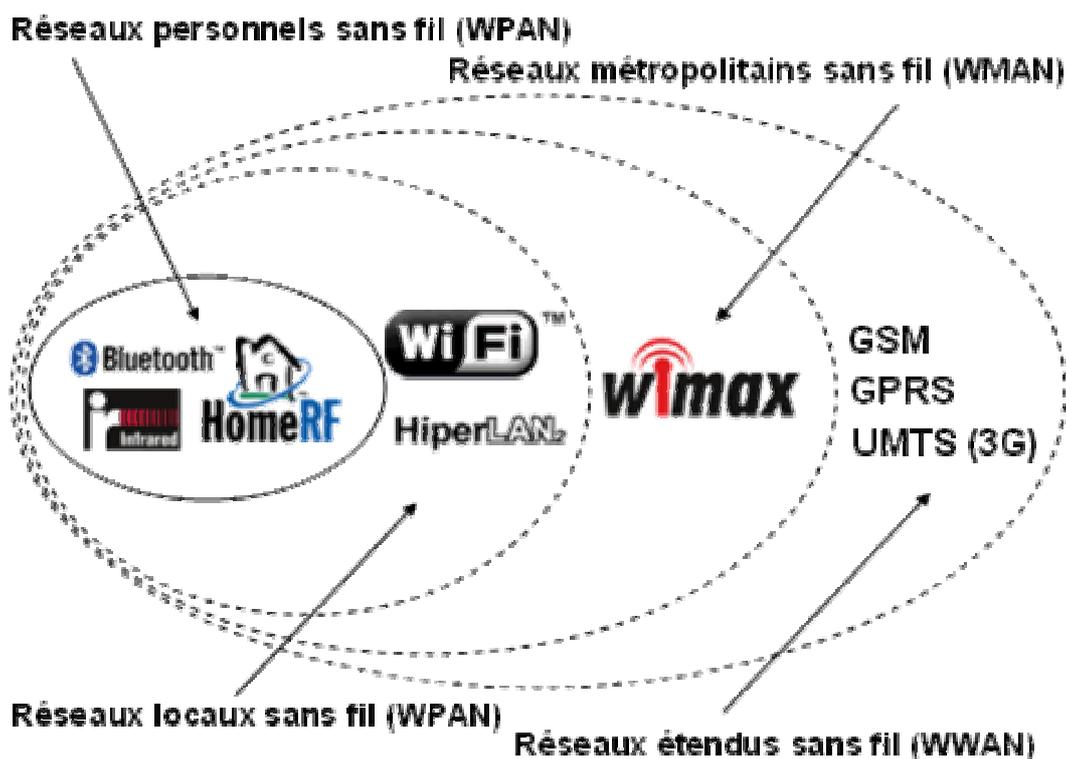


Figure 1- Schéma regroupant les différents réseaux sans fil.

Le réseau WWAN

Le réseau étendu sans fil WWAN (Wireless Wide Area Network) également connu sous le nom de réseau cellulaire mobile. Il s'agit de réseaux sans fil les plus répandus puisque tous les téléphones mobiles sont connectés à un réseau étendu sans fil. Les principales normes sont les suivantes:

Norme GSM

Le réseau GSM (Global System for Mobile communication) constitue au début du XXI siècle le standard de téléphonie mobile le plus utilisé en Europe. Il s'agit d'un standard de téléphonie 2G, car contrairement à la première génération de téléphones portables, les communications fonctionnent selon un mode entièrement numérique.

En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz. Aux Etats unis, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz. On qualifie ainsi de tri-bande les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe.

Norme GPRS

Une autre norme du réseau WWAN est la norme GPRS (General Packet Radio Service), c'est une évolution de la norme GSM. Etant donné qu'il s'agit d'une norme de téléphonie de seconde génération permettant de faire la transition vers la troisième génération 3G, on parle généralement de **2.5G** pour classer le standard GPRS.

Le GPRS permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par paquets, avec des débits théoriques maximums de l'ordre de 171.2 Kbps (en pratique jusqu'à 114 Kbps). Grâce au mode de transfert par paquets, la transmission de données n'utilise le réseau que lorsque c'est nécessaire. Le GPRS permet donc de facturer l'utilisateur au volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans surcoût.

Ainsi le standard GPRS utilise l'architecture du réseau GSM pour le transport de la voix, et propose d'accéder à des réseaux de données (notamment internet) utilisant le protocole IP ou le protocole X25.

Norme EDGE

La norme EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) est une évolution de la norme GSM, modifiant le type de modulation. Tout comme la norme GPRS, la norme EDGE est utilisée comme transition vers la troisième génération de téléphonie mobile 3G. On parle ainsi de **2.75G** pour désigner le standard EDGE.

EDGE utilise une modulation différente que celle utilisée par GSM (la modulation 8-PSK), ce qui implique une modification de stations de base et des terminaux mobiles.

L'EDGE permet ainsi de multiplier par un facteur 3 le débit des données avec une couverture plus réduite. Dans la théorie, EDGE permet d'atteindre des débits allant jusqu'à 384 Kbps pour les stations fixes (piétons, véhicules lents) et jusqu'à 144 Kbps pour les stations mobiles (véhicules rapides).

Norme UMTS

Enfin la norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) constitue la troisième génération de téléphonie mobile **3G**. Ces caractéristiques sont notamment les suivantes:

Un haut débit de transmission pouvant aller de 144 Kbps à 2 Mbps;

Une comptabilité mondiale et une compatibilité des services mobiles de troisième génération avec les réseaux de seconde génération;

La 3G propose d'atteindre des débits supérieurs à 144 Kbps, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visioconférence ou l'accès à internet haut débit.

Enfin, la technologie HSPDA (High Speed Downlink Packet Access) est un protocole de téléphonie mobile troisième génération baptisé 3.5G, permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbps.

Un récapitulatif des normes du réseau WWAN est donné (Figure 2).

Norme	Génération	Bande de fréquence	Débit max
GSM	2G	Transfert de voix /données de faible volume	9.6 Kbps
GPRS	2.5G	Transfert de voix /données de volume modéré	171.2 Kbps
EDGE	2.75G	Transfert simultané de voix et données	384 Kbps
UMTS	3G	Transfert simultané de voix /données à haut débit	2 Mbps

Figure 2- Récapitulatif des normes du réseau WWAN.

Annexe B : Caractérisation des structures à base de métasurfaces

I- Caractérisation d'un plan de masse structuré

Il existe deux configurations possibles de plan de masse structuré. La première consiste à déposer une surface partiellement réfléchissante au-dessus d'un plan métallique. La surface PRS peut être par exemple conçue à partir de patches métalliques imprimés sur un substrat diélectrique. La deuxième configuration emploie des surfaces de Sievenpiper: les surfaces PRS sont mises à la masse à l'aide des vias métalliques.

Les deux configurations possèdent le même comportement de conducteur magnétique artificiel autour de la résonance. La présence des vias métalliques permet la création d'une bande interdite aux ondes de surface en mode TE et TM aux alentours de la fréquence de résonance [48-49].

L'étude de la première configuration semble intéressante. D'une part sa réalisation est simple vu que les motifs sont privés de vias. D'autre part, ces surfaces déjà utilisées [26-31], permettent de réduire l'épaisseur du résonateur BIE.

Le plan de masse structuré étudié est construit d'une PRS non mise à la masse déposée sur un substrat diélectrique, un plan métallique est imprimé sur la deuxième face du substrat. La structure choisie est isotrope et possède deux dimensions principales, L_f la dimension des motifs, P leur périodicité. Le substrat diélectrique possède une permittivité ϵ_s et une épaisseur h_s .

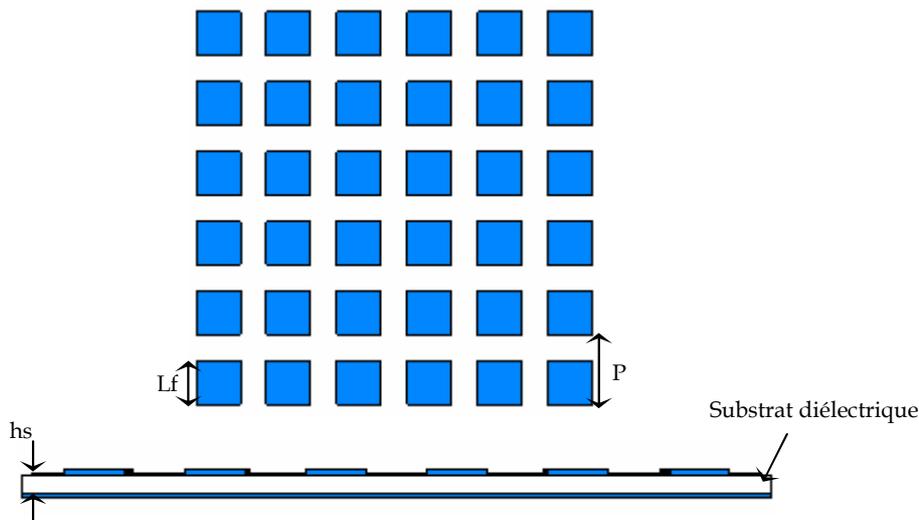


Figure 1- Géométrie du plan de masse structuré.

Deux paramètres principaux caractérisent le plan de masse structuré, le premier est sa fréquence de résonance définie à l'endroit où la structure se comporte en un court circuit magnétique, et le deuxième est la pente de phase en réflexion. Le choix des dimensions de ce dernier influe sur les valeurs de ses deux paramètres. Il fixe donc essentiellement la largeur de bande en rayonnement de l'antenne dont l'interface inférieure est composée du plan de masse structuré.

La variation des différentes dimensions du plan de masse structuré est donc étudiée afin de déterminer son effet sur la fréquence de résonance et sur la pente de phase.

Périodicité

L'effet de variation de la périodicité est étudié (Figure 2). Une étude en ondes planes est réalisée sur le motif élémentaire pour une incidence normale. La dimension du motif carré étudié est $L_f=23.75$ mm, la permittivité et l'épaisseur du substrat diélectrique sont $\epsilon_s=2.33$ et $h_s=3.175$ mm.

Le comportement de mur magnétique est observé autour de 0° de la phase du coefficient de réflexion, celui-ci correspond à la résonance de l'impédance de surface.

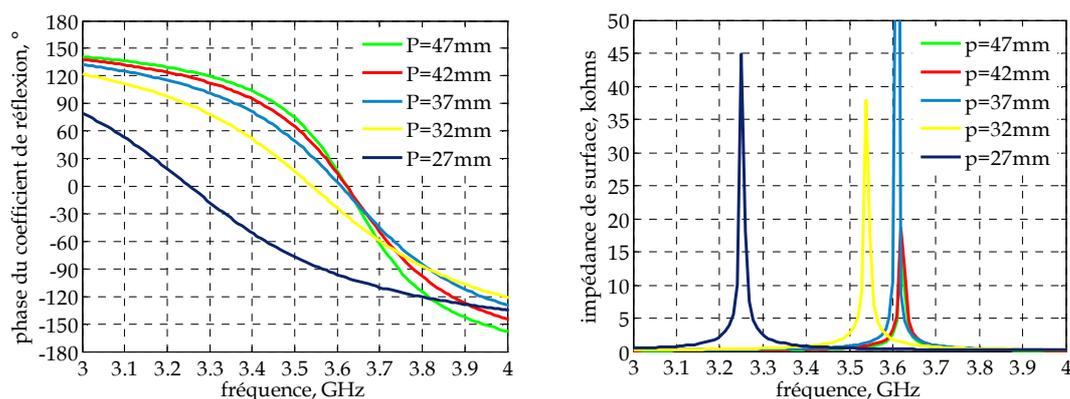


Figure 2- Influence de la variation de la périodicité de la PRS sur la phase du coefficient de réflexion et sur l'impédance de surface du plan de masse structuré.

L'augmentation de P implique une réduction de la valeur de la capacité présente entre les motifs et donc une augmentation de la fréquence de résonance, pour des valeurs de périodicité inférieures à 0.5λ à 3.6 GHz. Pour $P > 0.5 \lambda$, la fréquence de résonance ne varie quasiment plus avec la périodicité. La pente de la courbe de phase augmente légèrement avec la périodicité.

Caractéristiques du substrat diélectrique

La variation de la phase du coefficient de réflexion est étudiée en fonction de l'épaisseur du substrat diélectrique h_s et de sa permittivité ϵ_s (Figure 3). Les dimensions de la surface périodique sont $L_f=23.75$ mm et $P=47.75$ mm. L'augmentation de l'épaisseur du diélectrique entraîne une augmentation de

la valeur de l'inductance présente entre le motif et le plan métallique, ce qui induit une diminution de la fréquence de résonance. De même, la fréquence de résonance de la structure diminue en fonction de la permittivité de son substrat.

Par ailleurs, la diminution de l'épaisseur du substrat engendre une augmentation de la pente de phase tandis que la variation de permittivité est sans effet sur cette pente.

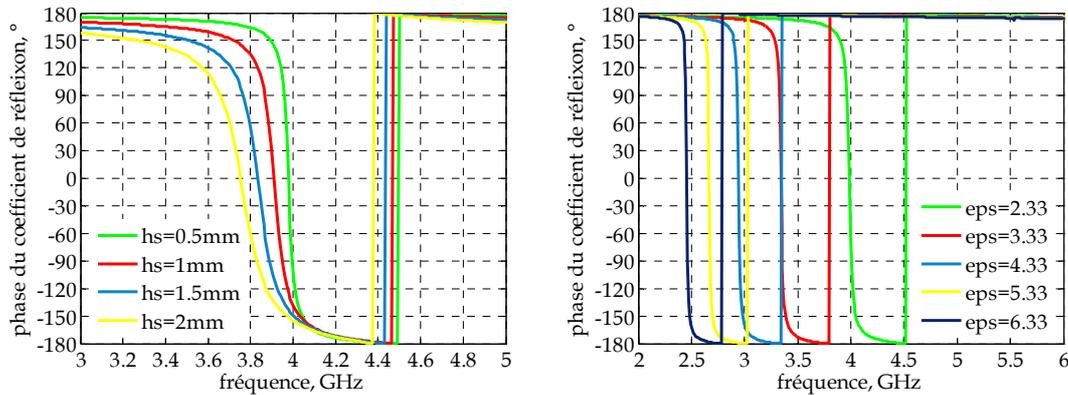


Figure 3- Influence de la variation de l'épaisseur du substrat séparant la PRS et le plan métallique ($\epsilon_s=2.33$) et de sa permittivité ($h_s=0.5$ mm), sur la phase du coefficient de réflexion du plan de masse structuré.

Dimension du motif

La périodicité est fixée à $P=47.75$ mm. Les caractéristiques du substrat sont $\epsilon_s=2.33$ et $h_s=0.5$ mm. L'étude de la variation de la phase de réflexion est réalisée en fonction de la dimension du motif carré L_f (Figure 4). De même que pour la variation de permittivité ϵ_s , la variation de la dimension de la cellule élémentaire produit un simple décalage de la fréquence de résonance. L'emploi d'un motif de dimensions plus importantes conduit la surface à résonner plus bas en fréquence. Autrement dit, la valeur de la capacité inter-motifs augmente proportionnellement à la taille du motif. La fréquence de résonance est donc décalée vers les basses fréquences.

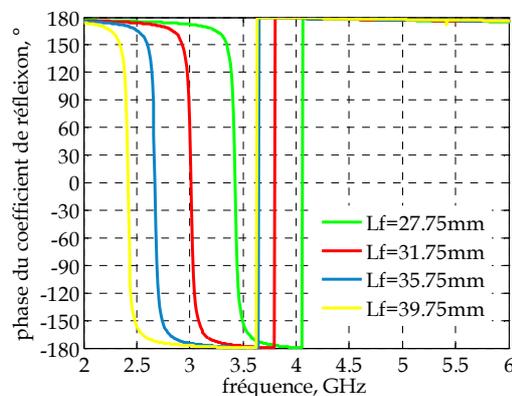


Figure 4- Variation de la phase de réflexion du plan de masse structuré en fonction de la dimension du motif de la PRS.

II- Caractérisation d'une structure multi-PRS

La structure multi-PRS est composée de deux ou plusieurs surfaces partiellement réfléchissantes uni- ou bidimensionnelles. Nous choisissons un exemple de structure multi-PRS à deux étages dont l'étage inférieur est une PRS 2D à patchs carrés déconnectés de dimension $L_f=23.75$ mm et de périodicité $P_f=25.5$ mm, et l'étage supérieur est une PRS 1D à tiges métalliques de largeur $L_t=5.5$ mm et de périodicité $P_t=12.25$ mm (Figure 5). Les PRS sont imprimées sur les deux faces d'un même substrat diélectrique de permittivité $\epsilon_s=2.33$ et d'épaisseur $h_s=3$ mm. Ce genre de structure peut être utilisé pour former l'interface supérieure d'une antenne à résonateur BIE. L'avantage est qu'elle permet de mieux contrôler, grâce à la présence de la PRS 2D, les propriétés de réflexion et de transmission de l'interface supérieure. Elle permet notamment de réduire l'encombrement en hauteur de l'antenne si le point de fonctionnement se situe près de sa résonance.

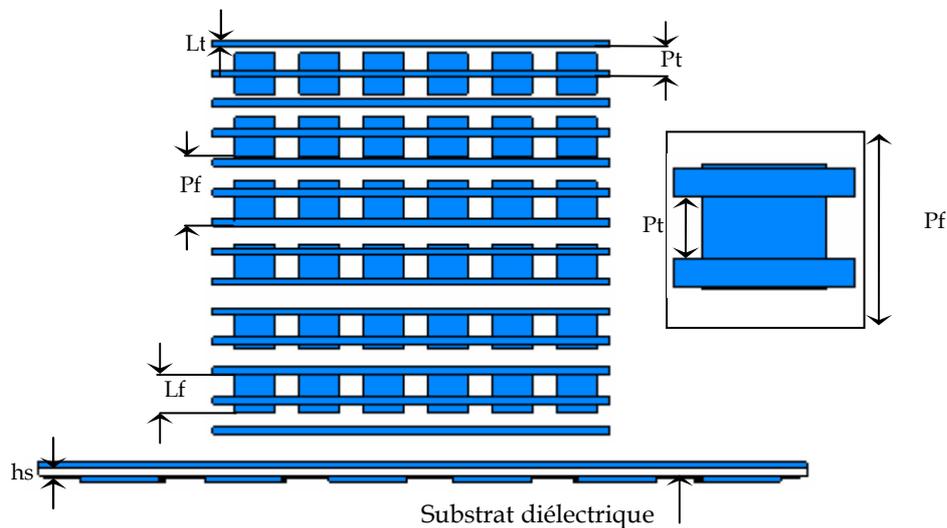


Figure 5- Géométrie et cellule élémentaire de la structure multi-PRS.

Trois paramètres principaux caractérisent la structure multi-PRS qui sont: la fréquence de résonance, la pente de phase de réflexion et la réflectivité en module. Le choix des dimensions de cette structure influe sur ces paramètres. Il fixe par conséquent la bande passante en rayonnement et le gain de l'antenne dont l'interface supérieure est constituée de la structure multi-PRS.

Périodicité

La fréquence de résonance de la structure est fixée, comme pour le plan de masse structuré par les valeurs des capacités et des inductances du circuit électrique équivalent. L'influence de la variation de périodicité sur le comportement de la structure est étudiée. Les dimensions employées sont $L_f=23.75$ mm,

$L_t=5.5$ mm, la permittivité et la hauteur du substrat sont $\epsilon_s=2.33$ et $h_s=3$ mm. Un comportement de CCM, représenté par un pic de résonance sur la courbe d'impédance de surface, est observé comme dans le cas du plan de masse structuré (Figure 6).

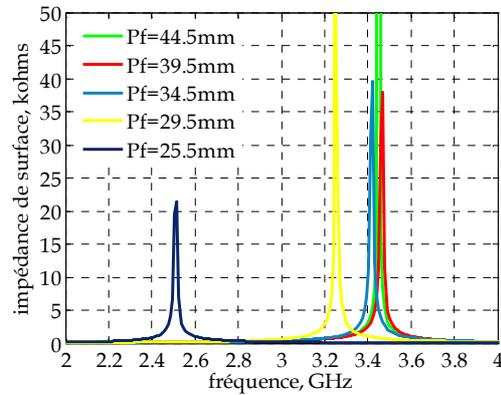


Figure 6- Module de l'impédance de surface.

La variation de la périodicité permet de faire varier la valeur de la capacité équivalente présente entre les motifs. Notamment, une diminution de la périodicité est suivie d'un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences (Figure 7). Elle est aussi accompagnée d'une augmentation du module du coefficient de réflexion grâce à l'augmentation du taux de remplissage de la surface.

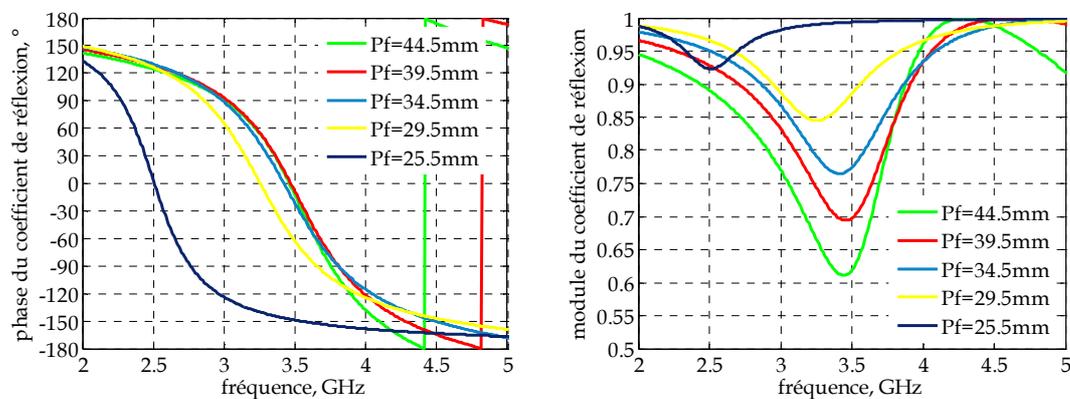


Figure 7- Phase et module du coefficient de réflexion de la structure multi-PRS, pour différentes valeurs de périodicité.

Caractéristiques du substrat

Les variations de la forme de phase de réflexion en fonction de l'épaisseur du substrat h_s et de sa permittivité ϵ_s (Figure 8), sont les mêmes que pour un plan de masse structuré. La fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences suite à une augmentation de l'épaisseur ou de la permittivité. Le module du coefficient de réflexion est uniquement modifié lors du changement de l'épaisseur.

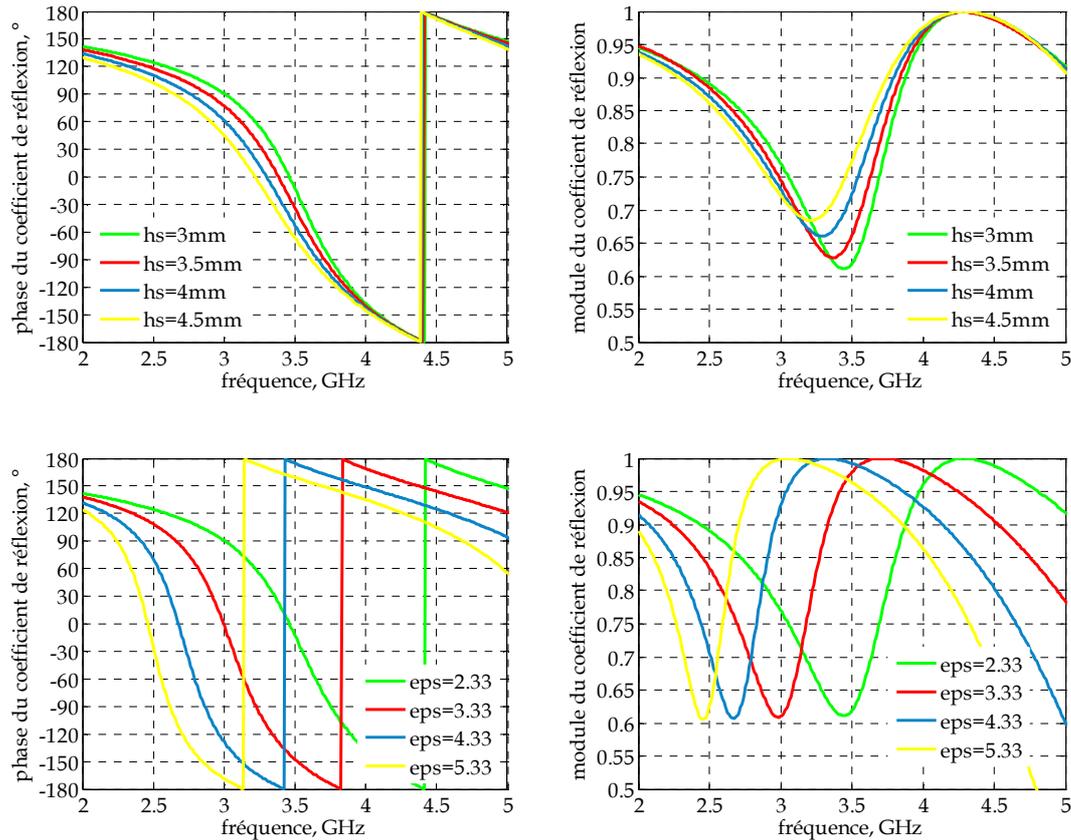


Figure 8- Phase et module du coefficient de réflexion de la structure multi-PRS ($L_f=23.75$ mm, $P_f=44.5$ mm, $L_t=5.5$ mm, $P_t=22.25$ mm). Variation en fonction de l'épaisseur du substrat h_s ($\epsilon_s=2.33$) et de sa permittivité ϵ_s ($h_s=3$ mm).

Largeurs des motifs

Le choix de la dimension du motif inférieur L_f est d'une influence directe sur la fréquence de résonance. Sa diminution entraîne une diminution de la valeur de la capacité présente entre les motifs et donc un décalage de la résonance vers les hautes fréquences. La variation de la largeur L_t des motifs de la PRS 1D est d'une faible incidence sur la fréquence de résonance. La fréquence de résonance de la structure multi-PRS est principalement fixée par la largeur des motifs de la PRS 2D en étage inférieur.

Par ailleurs, la réflectivité en module de la structure multi-PRS est principalement fixée par le taux de remplissage de l'étage supérieur, donc par la largeur du motif supérieur L_t .

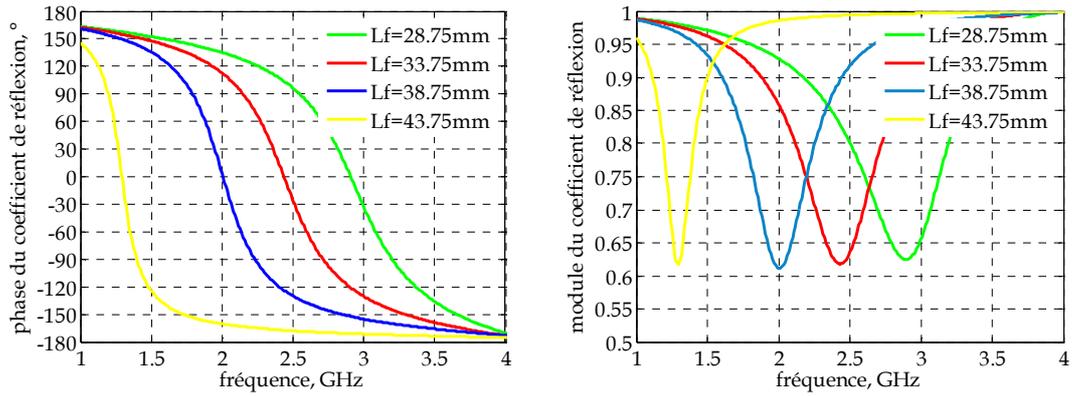


Figure 9- Réflectivité de la structure multi-PRS ($P_f=44.5$ mm, $L_t=5.5$ mm, $P_t=22.25$ mm, $\epsilon_{ps}=2.33$, $h_s=3$ mm). Variation en fonction de la largeur du motif de l'étage inférieur L_f .

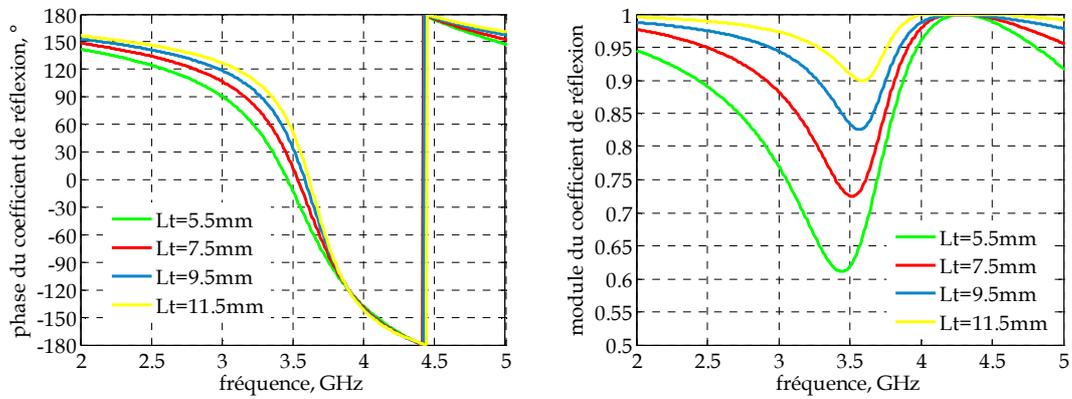


Figure 10- Réflectivité de la structure multi-PRS ($L_f=23.75$ mm, $P_f=44.5$ mm, $P_t=22.25$ mm, $\epsilon_{ps}=2.33$, $h_s=3$ mm). Variation en fonction de la largeur du motif de l'étage supérieur L_t .

Annexe C : Matériaux à profil de phase croissant

I- Matériau à profil de phase croissant obtenu par l'association de deux surfaces partiellement réfléchissantes de type passe-bande

Deux surfaces PRS qui ont le même comportement en termes de sélectivité fréquentielle sont choisies. Les deux PRS sont séparées d'une hauteur près de $\lambda/2$ à la fréquence de travail fixée à 5 GHz.

Les deux surfaces partiellement réfléchissantes choisies ont le comportement d'un filtre passe-bande en transmission. La structure à étudier est une structure double-étage dont les étage inférieur et supérieur sont composés chacun d'une grille métallique dotée d'anneaux carrés.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont $L_{e11}=28$ mm, $L_{i11}=26$ mm, $L_{e12}=17$ mm, $L_{i12}=15$ mm. Les dimensions du motif supérieur sont $L_{e21}=28$ mm, $L_{i21}=26$ mm, $L_{e22}=16.4$ mm, $L_{i22}=14.4$ mm. La hauteur séparant les deux étages est $d=31.7$ mm.

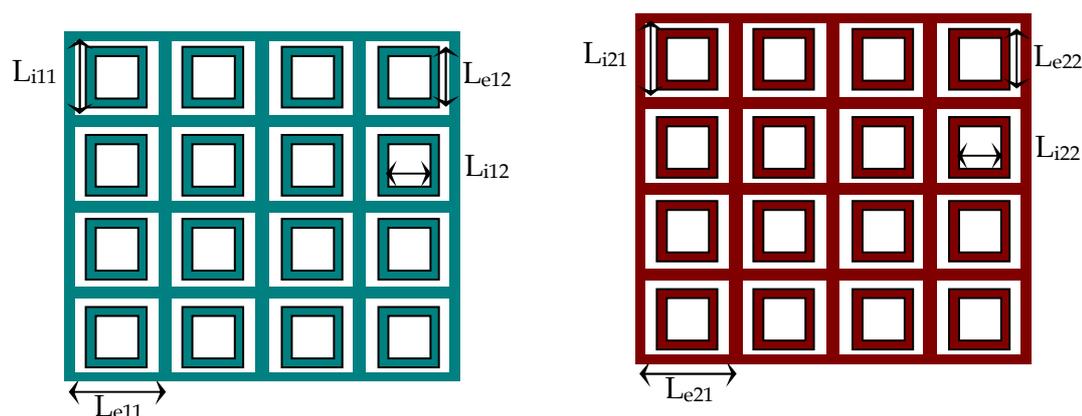


Figure 1- Schéma des deux surfaces partiellement réfléchissantes composant le matériau double-étage, à droite la PRS de l'étage inférieur et à gauche la PRS de l'étage supérieur.

En étudiant la phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage (Figure 2), nous remarquons une croissance de la phase dans la bande de fréquences 3.4 GHz - 3.7 GHz. Dans cette bande de fréquences, la phase croît de -180° à -85° . Ceci correspond à une excursion de 95° sur une faible bande de 8 %. D'une part, la croissance de phase obtenue n'est pas suffisante pour maintenir la hauteur du résonateur constante sur une bande de fréquences assez large, et d'autre part l'emploi d'un matériau d'épaisseur $\lambda/2$ est contraignant du point de vue encombrement de la structure d'antenne finale.

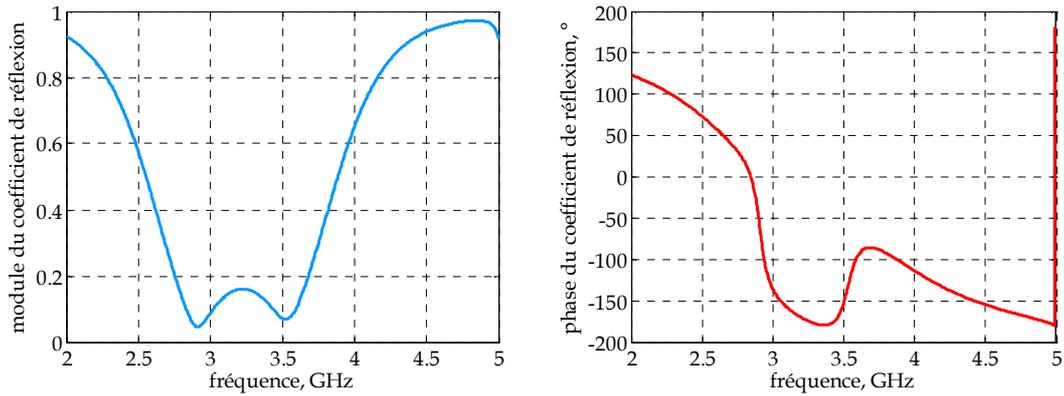


Figure 2- Module et phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage composé des deux PRS passe-bande (Figure 1).

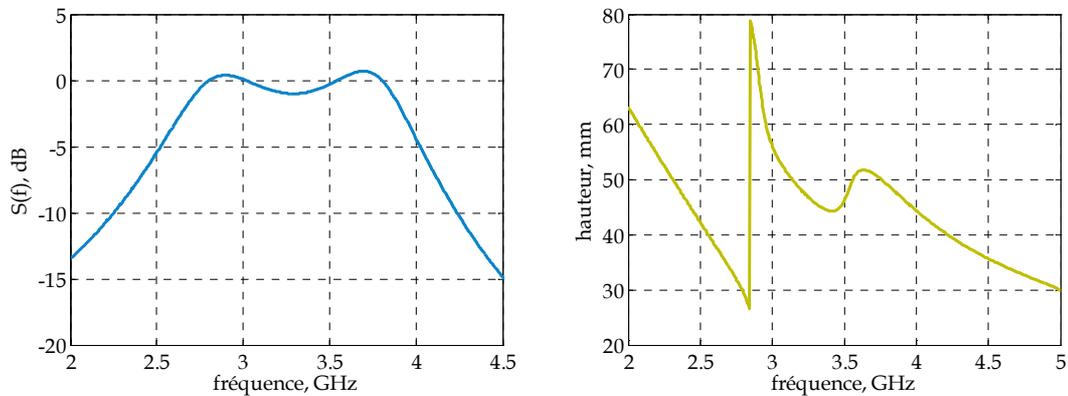


Figure 3- A gauche, sélectivité fréquentielle du filtre BIE. A droite, hauteur du résonateur BIE.

La structure composée par les PRS présentées dans la figure 1 possède tout de même des propriétés de réflexion particulières, se rapprochant de celles recherchées. Deux paramètres sont à améliorer, la largeur de bande correspondant à une excursion de phase positive, ainsi que l'épaisseur de la structure qui doit être plus réduite afin d'éviter de doubler la dimension longitudinale de l'antenne.

II- Matériau à profil de phase croissant obtenu par l'association de deux surfaces partiellement réfléchissantes de type stop-bande

Deux PRS de comportement différent que celles étudiées précédemment, sont étudiées et les propriétés en réflexion de leur assemblage sont examinées. Les deux PRS choisies sont de type stop-bande. Chacun des deux étages inférieur et supérieur est composé d'anneaux métalliques formant un filtre stop-bande.

Les dimensions du motif de l'étage inférieur sont $L_{e1}=19.75$ mm et $L_{i1}=16.25$ mm. Les dimensions du motif de l'étage supérieur sont $L_{e2}=23.75$ mm et $L_{i2}=21.25$ mm. Le substrat séparant les deux étages est de permittivité relative 2.2 et d'épaisseur 0.787 mm. La hauteur séparant les deux étages est $d=11.8$ mm soit 0.15λ .

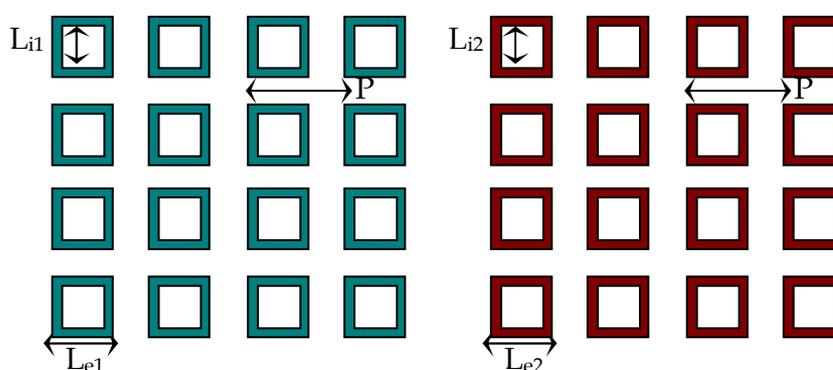


Figure 4- Schéma des PRS composant le matériau double-étage, à gauche la PRS de l'étage inférieur et à droite la PRS de l'étage supérieur.

L'étude de la phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage dont les PRS sont décrites dans la figure 4, montre une croissance de la phase dans la bande de fréquences 4 GHz - 4.2 GHz. Sur cette bande de fréquences, la phase croît de 150° à -125° , correspondant à une excursion de 85° sur 5 % de bande.

L'association des deux PRS de type réjecteur de bande permet d'obtenir un matériau BIE relativement mince (0.15λ) à profil de phase localement inversé dans une bande de fréquences non large.

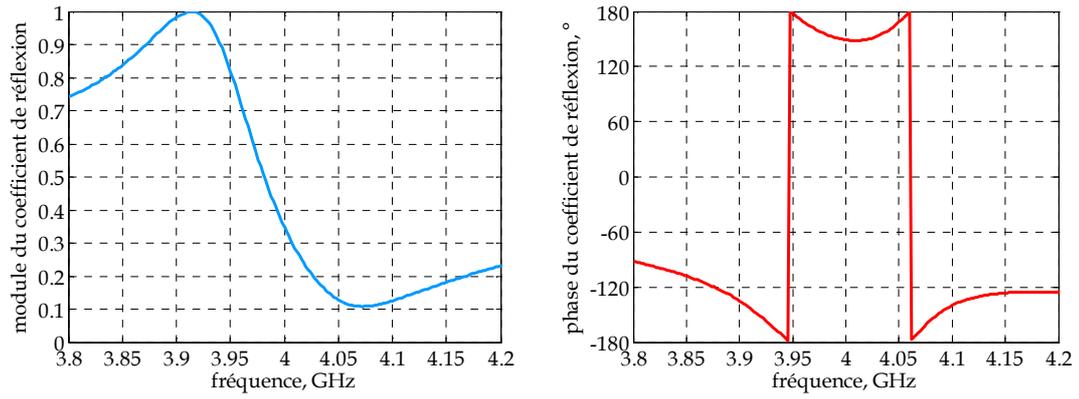


Figure 5- Phase du coefficient de réflexion du matériau double-étage composé des deux PRS stop-bande (Figure 4).

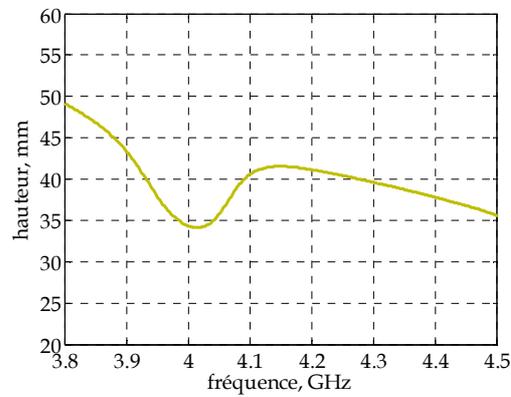


Figure 6- Hauteur du résonateur BIE prévue par la condition de résonance.

