TELECOM PARIS
école nationale supérieure des télécommunications



École Doctorale d'Informatique, Télécommunications et Électronique de Paris

Thèse

présentée pour obtenir le grade de Docteur
de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : **Électronique et Communications**

Ludovic SCHREIDER

Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz

Soutenue le 12 avril 2006 devant le jury composé de

Bernard HUYART	Président
Kouroch MAHDJOUBI	Rapporteurs
Jean-Marc LAHEURTE	
Michel SOIRON	Examinateurs
Thierry KOLECK	
Xavier BEGAUD	Directeur de thèse
Bernard PERPERE	Invité

Ce travail de recherche a été réalisé au sein du laboratoire Radio Fréquences et Microondes de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) de Paris dans le cadre d'un contrat CIFRE avec Thales Systèmes Aéroportés.

Je remercie le Professeur Bernard HUYART pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse et pour sa disponibilité durant ces trois ans de recherche.

J'adresse ici toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse Xavier BEGAUD, maître de conférence à l'ENST, pour m'avoir accueilli en stage de DEA, m'avoir fait confiance durant la thèse et pour tous les précieux conseils qu'il a pu m'apporter.

Je tiens à remercier Monsieur Bruno THEDREZ chef du département COMELEC (qui succède à monsieur Jean-Claude BIC) de m'avoir accueilli et donné les moyens nécessaires pour accomplir ce travail.

J'adresse ici mes plus vifs remerciements à messieurs Kouroch MAHDJOUBI, Professeur à l'Université de Rennes I et Jean-Marc LAHEURTE, Professeur à l'Université de Marne la Vallée pour avoir accepté d'être les rapporteurs scientifiques de cette étude et m'avoir autorisé à soutenir ce travail.

Je tiens également à remercier messieurs Jean-Marc LOPEZ et Thierry Koleck du Centre National d'Etudes Spatiales pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux de recherche et pour avoir participé au jury de thèse.

Je souhaite exprimer ici ma profonde reconnaissance à messieurs Michel SOIRON et Bernard PERPERE (Thales Systèmes Aéroportés) pour m'avoir proposé ce sujet si passionnant, pour avoir suivi et encadré ces travaux. Que mes collègues de chez TAS soient ici remerciés (Christian RENARD pour son expertise, Michel CATALDI pour la réalisation des maquettes, Joel HERAULT pour les discussions passionnantes sur les antennes…).

Je remercie les thèsards du labo hyper Anne-Claire, Souheil, Sara, Guillaume, Ghalid, Yem, judson, Ihssen pour tous les bons moments.

Pour m'avoir permis de mener à bien mes études je remercie chaleureusement :

Mes parents, pour leur soutien permanent et pour m'avoir « guidé sur la voie de la raison ». Mes amis de Saumane (Yves, Gilbert, …), de l'Isle Adam (Seb, JP, Cyrille, Mathieu) pour me supporter en toute occasion.

Enfin, un grand merci à Sophie pour m'avoir encouragé quand j'en avais besoin.

Sommaire.

Introduction générale 1

Chapitre I. Analyse de l'influence d'un plan réflecteur à proximité d'une antenne spirale 4

1 État de l'art : Antennes à large bande passante, unidirectionnelles 5
1.1 Antennes indépendantes de la fréquence 6
1.2 Antenne spirale équiangulaire plane à deux brins 9
1.2.1 Géométrie de l'antenne 9
1.2.2 Principe de fonctionnement 10
1.3 Antenne Spirale d'Archimède à deux brins 12
1.3.1 Géométrie de l'antenne 13
1.3.2 Principe de fonctionnement 14
1.3.3 Rayonnement des modes d'ordre supérieur à 1 15

2 Outil de simulations : Microwave-studio 16
2.1 Définitions utilisées dans le logiciel Microwave-studio 16

3 Antenne spirale d'Archimède imprimée en espace libre 17
3.1 Impédance d'entrée 18
3.2 Gain de l'antenne 21
3.3 Taux d'ellipticité 22
3.4 Rayonnement de l'antenne 23

4 Antenne Spirale d'Archimède imprimée à proximité d'un plan réflecteur 25
4.1 Plan réflecteur placé à une hauteur h=λ/4 à la fréquence basse de l'antenne 25
4.2 Plan réflecteur placé à une hauteur h<<λ/4 à la fréquence basse de l'antenne 27
4.2.1 Impédance d'entrée en fonction de h 28
4.2.2 Taux d'ellipticité en fonction de h 29
4.2.3 Rayonnement de l'antenne pour h=λ/100 à la fréquence basse 29

5 Réalisation d'une antenne spirale microruban 32
5.1 Balun progressif 32
5.2 Rayonnement de l'antenne réalisée 34

6 Conclusion 35

7 Références 36

Chapitre II. Analyse d'une antenne spirale microruban chargée par éléments discrets 38

1 Etat de l'art 39
1.1 Antenne spirale micro ruban 39
1.2 Antenne spirale micro ruban chargée à l'extrémité par une résistance 42
1.3 Antenne spirale avec terminaison résistive 44

2 Antenne spirale d'Archimède chargée sur toute la longueur par des résistances 45
2.1 Géométrie de l'antenne 45
2.2 Impédance de l'antenne 46
2.3 Rayonnement de l'antenne 47

3 Antenne spirale d'Archimède à deux brins chargée filtres passe-bas 50
3.1 Analyse de la distribution du courant sur l'antenne 51

4 Antenne spirale placée au-dessus d'un plan de masse à pertes 52
4.1 Impédance de l'antenne 52
4.2 Rayonnement de l'antenne 53

5 Conclusion 56

6 Références 58

Chapitre III. Analyse d'une antenne spirale à proximité d'un réflecteur à bande interdite EM 59

1 Etat de l'art sur les matériaux à bande interdite 60
1.1 Historique 60
1.2 Description des matériaux BIE 61
1.3 Substrats BIE pour les antennes 64
1.4 Les surfaces corruguées 64

2 Surface haute impédance de Sievenpiper 67
2.1 Comportement de la surface haute impédance en fonction de w, g, h , ε_r, μ_r 70
2.2 Analyse d'une antenne spirale à proximité de la surface haute impédance de Sievenpiper 74
2.3 Impédance de l'antenne 75
2.4 Rayonnement de l'antenne 76
2.5 Limitations de la surface haute impédance de Sievenpiper 78

3 Réflecteur à large BIE 78
3.1 Géométrie du réflecteur à large BIE 78
3.2 Dimensionnement du réflecteur à large BIE : modèle ligne detransmission 79
3.2.1 Mdélisation du gap microruban 80
3.2.2 Calcul de l'équation de dispersion 81
3.3 Analyse du réflecteur à large BIE 85

4 Analyse d'une antenne spirale à proximité d'un réflecteur à large BIE 88
4.1 Antenne n°1 : w=7mm, g=2.5mm, h_{bie}=3.2mm, R=100Ω et ε_r=2.2 89
4.1.1 Géométrie de l'atenne n°1 89
4.1.2 Principe de fonctionnement 89
4.1.3 Impédance de l'antenne n°1 91
4.1.4 Rayonnement de l'antenne n°1 92
4.2 Antenne n°2 : w=4mm, g=2mm, h_{bie}=1.8mm, R=100Ω et ε_r=2.2 94
4.2.2 Impédance de l'antenne n°2 95
4.2.3 Rayonnement de l'antenne n°2 96

5 Optimisation des dimensions de l'antenne 99

6 Résumé 102

7 Conclusion 104

8 Références 105

Chapitre IV. Applications du réflecteur à large bande interdite EM 107

1 Méthode de conception 107

2 Antenne patch en E placée sur un réflecteur à large BIE 109
2.1 Géométrie de l'antenne 110
2.2 Impédance de l'antenne 111
2.3 Rayonnement de l'antenne 112

3 Antenne sinueuse à deux brins placée sur un réflecteur à large BIE 115
3.1 Géométrie de l'antenne 115
3.2 Impédance de l'antenne 116
3.3 Rayonnement de l'antenne 117

4 Antenne dipôle plaque placée sur un réflecteur à large BIE 119
4.1 Géométrie de l'antenne 120
4.2 Impédance de l'antenne 120
4.3 Rayonnement de l'antenne 122

5 Applications de la structure à large BIE au blindage des circuits RF 124

6 Conclusion 125

7 Références 126

Conclusion générale 127

Annexes 130

Liste des publications 133

Introduction générale

Les antennes sont omniprésentes dans notre vie quotidienne. Radiodiffusion, télévision par voie hertzienne ou par satellite, télécommunications, radar, etc. sont les exemples les plus courants où interviennent divers types d'antennes comme les antennes filaires, les antennes paraboliques, les antennes Yagi, les antennes cornets. Dans les radio communications, l'antenne désigne ce composant indispensable à l'émission et la réception des ondes électromagnétiques. Selon l'application considérée, on peut rechercher une illumination aussi uniforme que possible de l'espace environnant, ou encore un éclairage très localisé d'une partie de cet espace. On distingue ainsi les antennes peu directives ou omnidirectionnelles des antennes directives. Les antennes omnidirectionnelles sont utilisées en l'absence de localisation fixe et/ou connue par avance des correspondants, émission radio ou de télévision, téléphonie mobile. Au contraire les antennes directives le sont dans des liaisons dites point à point, établies avec un interlocuteur privilégié dont la position est de préférence, connue à priori.

Aujourd'hui, les avions civils ou militaires sont de plus en plus performants. De ce fait, ces avions disposent de nombreuses antennes pour remplir différentes missions, telles que la radio navigation, des applications radar, des communications. Un des enjeux majeurs dans l'intégration de systèmes large bande dans les avions est notamment la diminution du nombre des antennes et de leur encombrement. En effet, le volume disponible dans ces appareils est très restreint et pour les rendre de plus en plus performants, il est nécessaire de « faire de la place ». Une des solutions est de conformer les antennes sur la surface du porteur, il apparaît alors une autre contrainte liée au rayonnement des antennes. Pour des raisons de compatibilité électromagnétique (EM), les antennes présentes sur l'avion ne doivent pas interférer avec les autres systèmes à bord. Par conséquent, les antennes ne doivent en théorie rayonner qu'à l'extérieur de l'avion. Pour remplir des missions de guerre électronique par exemple, les antennes doivent être capable de fonctionner sur des bandes de fréquences extrêmement larges, de l'ordre de la décade (10:1).

Les solutions classiques dédiées aux applications large bande font habituellement appel à des antennes spirales ou sinueuses. Dans les cas où les fréquences sont très basses (UHF), des solutions à base de dipôles courts sont aussi de bonnes candidates, du fait de leur faible encombrement. Ces antennes à bande passante voisine de la décade pour les meilleures candidates sont en général associées à des absorbants ou des charges pour maintenir leurs caractéristiques « constantes » sur la bande de fréquence de travail. Ces solutions entraînent généralement des antennes à faible efficacité.

Les matériaux absorbants utilisés pour supprimer le rayonnement arrière présentent certains inconvénients :

1) Caractéristiques dispersives en fréquences
2) Poids élevé
3) Reproductibilité difficile
4) Perte de puissance (3dB)

L'objectif de cette thèse est de réduire la taille des antennes large bande, de réduire ou de supprimer si possible l'utilisation des matériaux absorbants. Pour intégrer ces antennes sur des porteurs, l'idée première est de remplacer la cavité absorbante, d'épaisseur trop importante, par un plan conducteur que l'on place à une distance très faible de l'élément rayonnant.

Dans le premier chapitre, nous décrivons le contexte de l'étude et nous faisons un état de l'art sur les antennes large bande de faible épaisseur. Nous essaierons de mettre en évidence les problèmes liés à la réduction de l'épaisseur des antennes imprimées. Notamment la désadaptation de l'antenne, la faible efficacité, la dégradation du rayonnement. Compte tenu de la bande de fréquence visée (100MHz-1GHz), les antennes intégrées sur les porteurs doivent avoir une épaisseur voisine de $\lambda/100$ à la fréquence basse.

Dans le deuxième chapitre, nous proposons des solutions pour restaurer le comportement large bande des antennes spirale micro-ruban. Ces solutions font appel à des charges discrètes réparties sur la longueur de l'antenne. Les charges sont placées en parallèle entre l'élément rayonnant et le plan conducteur. Ensuite, nous analyserons une antenne chargée par filtre passe-bas pour identifier la cause des dégradations des caractéristiques de rayonnement.

Dans le troisième chapitre, après un état de l'art sur les matériaux à bandes interdites électromagnétiques (BIE), nous étudierons le comportement d'une antenne spirale d'Archimède placée au dessus de la surface haute impédance dite de Sievenpiper. Cette structure fait apparaître des éléments localisés de type inductif et capacitif. Sous certaines conditions, cette structure supprime la propagation des ondes de surfaces. Nous montrerons le lien entre la bande passante de l'antenne et la bande interdite du réflecteur et étudierons les limitations de la surface haute impédance de Sievenpiper. Dans la suite de ce chapitre, nous présenterons une nouvelle structure originale à large BIE qui permet la conception d'antennes à large bande passante, de faible épaisseur. Deux prototypes ont été réalisés pour valider les simulations.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons quelques applications de la nouvelle structure BIE définie dans le chapitre III. L'idée est de montrer que la nouvelle structure à large BIE peut être appliquée à tout type d'antenne large bande à polarisation linéaire ou circulaire. En premier lieu, une antenne patch en forme de E est placée sur une telle structure, puis une antenne sinueuse, et enfin une antenne dipôle plaque. Les caractéristiques EM de chaque antenne seront étudiées.

Mes travaux de recherche ont été menés au sein du laboratoire Radio Fréquences et Micro-ondes de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (Télécom Paris) en collaboration avec Thales Aerospace Division (site Charles Nungesser - Elancourt)

Chapitre I.

Analyse de l'influence d'un plan réflecteur à proximité d'une antenne spirale

Pour des raisons de compatibilité électromagnétique, les antennes présentes sur un avion ne doivent pas interférer avec les autres systèmes de bord et par conséquent ne rayonner qu'à l'extérieur de l'avion. Les solutions classiques dédiées aux fonctions large bande font habituellement appel à des antennes spirales en cavité. Cette cavité est généralement remplie d'absorbant pour supprimer une partie du rayonnement et pour préserver le comportement large bande des antennes [1], [2]. L'isolation avec l'environnement est alors très bonne mais au prix de la perte de la moitié de la puissance rayonnée par l'antenne, et d'une épaisseur importante. Un exemple de réalisation d'antenne large bande, bipolarisation et fonctionnant à partir de f=100MHz à f=500MHz est illustré sur la figure 1.1. L'épaisseur de la cavité étant très encombrante, h=20.9cm, une intégration sur un porteur de petite taille n'est pas envisageable. Pour concevoir une antenne unidirectionnelle, nous commençons par remplacer la cavité absorbante par un plan réflecteur métallique. Ce plan conducteur doit être placé à une distance très faible de l'antenne, de l'ordre de $1/100^{ième}$ de longueur d'onde à la fréquence basse pour permettre une intégration aisée dans des structures de porteurs.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les effets d'un plan réflecteur sur l'impédance et le rayonnement d'une antenne spirale d'Archimède. Cette étude va nous permettre d'identifier

clairement les problèmes à résoudre pour la conception d'antenne à très large bande passante, unidirectionnelle et de faible épaisseur.



Figure 1.1 Antenne sinueuse bipolarisation placée au dessus d'une cavité absorbante

La première partie de ce chapitre est consacrée à la présentation des antennes indépendantes de la fréquence. Dans la partie suivante, nous présenterons le logiciel de simulations électromagnétiques que nous avons utilisé : Microwave-studio de CST (Computer Simulation Technology). Le comportement d'une antenne spirale d'Archimède imprimée en espace libre, puis placée à proximité d'un plan réflecteur sera ensuite étudié.

1 État de l'art : Antennes à large bande passante, unidirectionnelles

Les antennes micro ruban, très étudiées depuis de nombreuses années, présentent plusieurs avantages, comme leur faible poids et encombrement, leur facilité de fabrication, leur capacité à être conformée, etc. Elles constituent donc une solution intéressante pour obtenir une antenne unidirectionnelle. Néanmoins, un des inconvénients majeurs est leur faible bande passante, qui est de l'ordre de quelques pourcents [3]. De nombreux travaux ont été effectués pour élargir la bande passante. Nous pouvons citer par exemple, l'utilisation de patchs parasites coplanaires ou superposés. Lorsque ces techniques sont employées avec un substrat « classique », c'est à dire

d'épaisseur voisine de $\lambda/50$ et de permittivité supérieure à 2, la bande passante reste faible, de l'ordre de 10%. Pour obtenir des largeurs de bande supérieures, l'introduction de fentes sur le patch permet d'atteindre 45% de bande [4]. Une autre technique bien connue consiste à diminuer la permittivité du substrat et à augmenter son épaisseur [5], [6]. Cette solution n'est pas adaptée aux applications aéroportées où une des principales contraintes est notamment l'épaisseur des antennes.

Nous avons expliqué ci-dessus que les antennes à concevoir devaient être de faible épaisseur, environ 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence minimale et capable de fonctionner sur une bande passante de l'ordre de la décade, soit un rapport 10 entre la fréquence haute et basse. Pour remplir ces deux spécificités, les antennes dites « indépendantes de la fréquence » sont certainement les meilleures candidates.

1.1 Antennes indépendantes de la fréquence

Le développement de ces antennes est relativement récent. En 1954, Rumsey a proposé la théorie de l'antenne « équiangulaire » [7], il donne quelques années plus tard, une théorie générale sur les antennes indépendantes de la fréquence (AIF). Les AIF sont des antennes dont la géométrie est définie uniquement par des angles. Les caractéristiques d'une antenne, impédance d'entrée, diagrammes de rayonnement, polarisation de l'onde sont déterminés par la forme et les dimensions de l'antenne rapportées à la longueur d'onde. Si par une transformation continue les dimensions relatives de l'antenne sont égales quelle que soit la longueur d'onde, ses propriétés sont conservées et sont donc indépendantes de la fréquence. Les antennes équiangulaires planes ou disposées sur un cône sont des exemples bien connus de cette famille d'antenne. Pour satisfaire les conditions ci-dessus, les antennes équiangulaires doivent s'étendre théoriquement depuis un pôle O qui est le point d'alimentation jusqu'à l'infini. En pratique l'antenne est limitée à deux sphères de rayon r_1 et r_2 définissant les fréquences limites supérieure et inférieure respectivement. Le rayon r_1 doit être petit devant la longueur d'onde de la fréquence supérieure de la bande passante pour que la zone d'alimentation ait peu d'influence sur l'impédance d'entrée et la répartition des courants sur l'antenne. En raison de la décroissance des courants au fur à mesure que l'on s'éloigne de la zone d'excitation, on peut tronquer l'antenne sans pour autant changer notablement son impédance et les courants à l'entrée.

Le problème général est donc de trouver toutes les surfaces construites à partir d'un pôle d'expansion O, qui par un changement d'échelle équivalent à un changement de fréquence, et une rotation autour d'un axe A passant par O donnent des surfaces identiques. Si de telles surfaces supposées conductrices représentent une antenne, cette dernière présentera des propriétés indépendantes de la longueur d'onde à une rotation près des axes de coordonnées.

Si $\rho=F(\theta,\varphi)$ représente une telle surface, où ρ, θ, φ sont les coordonnées sphériques d'un point de la surface et $\rho'=F(\theta',\varphi')$ la surface déduite de la première, la condition exprimant une expansion est la suivante pour toutes les valeurs de (θ, φ) :

$$K.F(\theta,\varphi)=F(\theta',\varphi') \qquad (1.1)$$

Où K est indépendant de θ, φ. Rumsey a indiqué pour la surface la plus générale :

$$\rho = e^{a(\varphi+\varphi_0)}G(\theta) \qquad (1.2)$$

Où $G(\theta)$ est une fonction quelconque de θ, a et φ_0 étant des constantes. Si nous choisissons en particulier ρ indépendant de θ, l'équation des surfaces précédentes devient :

$$\rho = \rho_0 e^{a\varphi} \qquad (1.3)$$

L'antenne proprement dite peut être définie par une association de lignes de courants (C) chacune étant définie par l'intersection de la surface $\rho = \rho_0 e^{a\varphi}$ avec une surface de révolution d'axe A dont l'équation de la méridienne est donnée par la fonction :

$$\theta = H(\rho) = \text{constante} \qquad (1.4)$$

La ligne de courant (C) est définie par (1.3) et (1.4). Ces courbes sont des spirales qui épousent la surface de révolution H(ρ). Un changement de fréquences revient à un déplacement le long de la spirale autour de l'axe de révolution A. On peut ainsi imaginer une famille d'antennes à bande

passante théoriquement infinie, constituées par des brins rayonnants enroulés en spirale sur des surfaces de révolution à nappes infinies et équidistantes les unes des autres en rotation autour de A. Une variation de fréquences revient pour de telles antennes à effectuer sur les lignes rayonnantes une expansion dont le pôle est le sommet d'une surface de révolution et qui est accompagnée d'une rotation. Pour deux fréquences distinctes comprises théoriquement entre 0 et l'infini, les rayonnements EM correspondants seront identiques, à une rotation près autour de l'axe de révolution. L'étude théorique d'une telle antenne porte essentiellement sur la distribution du courant sur les brins rayonnants et sa directivité.

Chaque brin rayonnant défini par : $\begin{cases} \theta = \theta_0 \\ \rho = \rho_0 e^{a\varphi} \end{cases}$ (1.5)

s'identifie avec une spirale enroulée sur un cône d'angle θ_0, dont la projection sur un plan perpendiculaire à l'axe de révolution A, est la spirale équiangulaire d'équation :

$\rho = e^{a(\varphi+\varphi_0)}$ (1.6)

La spirale se retrouve identique à elle-même après une rotation de 2π. On voit immédiatement que le changement de fréquence de f en f/K équivaut à une rotation du diagramme de directivité autour de (A) d'un angle $\frac{1}{a}\ln K$. Le diagramme se retrouve identique à lui même pour $K = e^{2\pi a}$, c'est à dire pour une période en fréquence de $2\pi a$. L'angle ψ de la tangente en M à la spirale avec la direction OM est constant et égal à :

$\tan\psi = \frac{\sin\theta_0}{a}$ (1.7) d'où le nom de spirale conique équiangulaire.

Nous nous intéressons dans cette étude au cas $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ qui correspond à la spirale équiangulaire plane. Les généralités sur les antennes indépendantes de la fréquence sont issues des travaux de [7]

1.2 Antenne spirale équiangulaire plane à deux brins [8], [9]

Les extrémités des deux brins rayonnants sont excitées en opposition de phase par l'intermédiaire d'un balun large bande. Les caractéristiques de rayonnement à grande distance se déduisent de la distribution du courant sur les brins rayonnants.

1.2.1 Géométrie de l'antenne

Les paramètres d'une spirale équiangulaire sont l'angle ψ, le taux d'expansion a et la longueur de l'arc entre l'origine et un point courant M. La longueur de l'arc entre l'origine et un point courant M est définie par l'équation suivante :

$$s=\frac{\rho}{\cos\psi} \qquad (1.8)$$

Pour que l'antenne ait une impédance indépendante de la fréquence, il faut qu'en chaque point, la largeur de la partie rayonnante reste proportionnelle à la longueur du brin. De plus, l'antenne doit être auto-complémentaire (principe de Babinet). Dans ce but l'antenne n'est pas constituée par un simple fil mais est formée par une bande limitée par deux spirales, d'équation respective :

$$\rho_1 = \rho_0 e^{a\theta} \qquad (1.9) \qquad \text{et} \qquad \rho_2 = \rho_0 e^{a(\theta-\delta)} \qquad (1.10)$$

δ définissant la largeur angulaire entre les deux courbes, indépendamment de ρ. Le plus souvent, le bras de la spirale est complété par un bras en spirale symétrique d'équations respectives :

$$\rho_3 = \rho_0 e^{a(\theta-\pi)} \qquad (1.11) \qquad \rho_4 = \rho_0 e^{a(\theta-\pi-\delta)} \qquad (1.12)$$

On aboutit alors à deux structures, représentées sur la figure 1.2. La première est formée de deux bras conducteurs (à gauche). Cette antenne peut être réalisée en imprimant les bras métallisés sur une feuille de matériau stratifiée de type verre époxy ou Duroid par exemple.

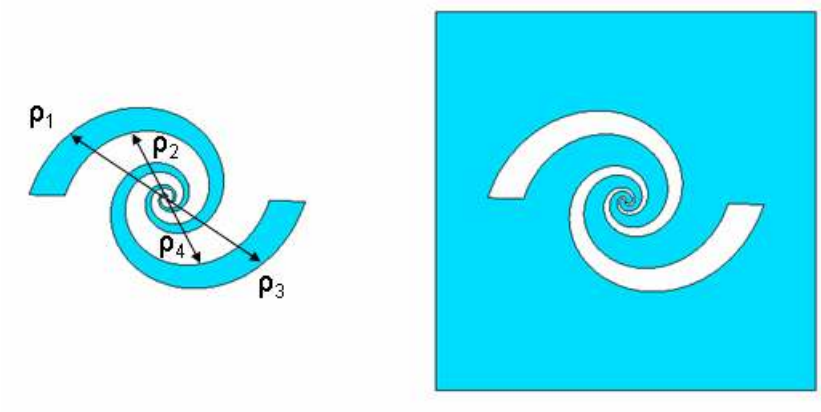


Figure 1.2 Spirale logarithmique à 2 brins

La seconde est taillée dans une feuille de métal (à droite), celle-ci peut être considérée comme une antenne à fentes ou comme une antenne métallique suivant la largeur de la partie qui a été enlevée, car le métal résiduel forme lui aussi une antenne spirale. Si δ>90°, l'aérien se comporte alors comme une antenne à fente.

1.2.2 Principe de fonctionnement

Le point O est à la fois le centre d'expansion et le centre de symétrie. L'excitation se fait par les points A et B. Nous considérons des courants électriques, circulant sur ces bras à partir de l'alimentation. Ceux-ci ont des sens opposés en M et M'.

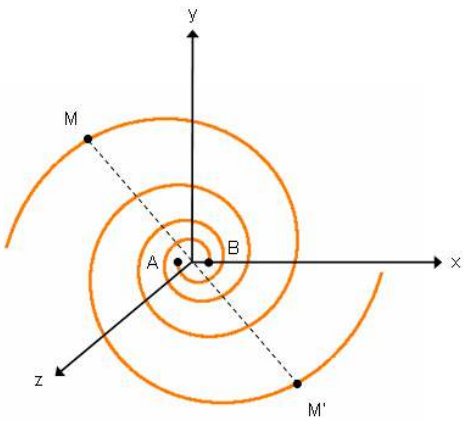


Figure 1.3 Spirale logarithmique plane à deux brins

Les champs rayonnés par des doublets de longueur *ds*, situés en M et M' vont être dans la direction de la normale au plan de la spirale, de même direction et de phase opposée. Donc si A et B sont

alimentés avec la même amplitude et la même phase, le champ rayonnée dans la direction de la normale au plan de la spirale est nul. Au contraire il sera maximal si les deux bras sont alimentés en opposition de phase. La figure 1.4 illustre ces deux modes de fonctionnement.

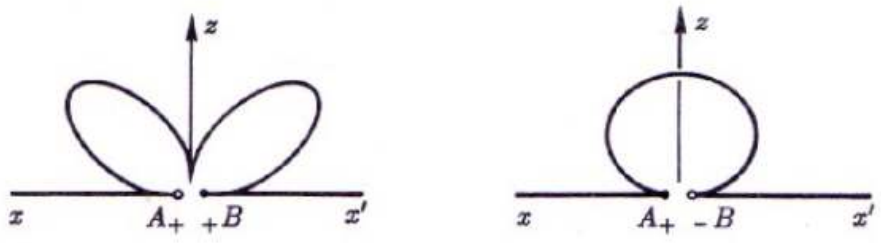


Figure 1.4 Rayonnement d'une antenne spirale en fonction de son excitation

L'excitation des extrémités des brins se fait sur un cercle de rayon r_0 constant. Les dimensions de cette zone d'alimentation doivent être faibles par rapport à la longueur d'onde : $\frac{2r_0}{\lambda}<0.1$

Les diagrammes sont évidemment symétriques par rapport au plan xOy, mais ils ne sont pas exactement de révolution autour de Oz puisque la structure rayonnante ne présente pas elle-même cette propriété.

Si la structure s'étend jusqu'à l'infini, en pratique à une grande distance, le courant à l'extrémité des brins rayonnants tend vers zéro. L'antenne est dimensionnée correctement si le courant aux extrémités des bras est négligeable à la fréquence basse de fonctionnement. Dans le cas contraire, les dimensions de l'aérien sont trop petites et il y a réflexion des courants aux extrémités.

Seule une partie de la spirale rayonne. Le courant décroît à partir de A et B à cause du rayonnement. Il devient négligeable à partir d'une certaine distance de l'origine. Comparé au rayonnement d'un fil, la quasi-totalité de l'énergie aura été rayonnée au bout d'une longueur λ. Les parties AM et BM' présentent un rayonnement important si ces points sont distants de λ le long des bras. Par conséquent la fréquence diminue lorsque les points M et M' se déplacent vers l'extrémité des bras. Admettons que les arcs AM et BM' correspondent à un tour au moins de la spirale. Chacun des doublets les constituant rayonne un champ élémentaire qui lui est parallèle, avec une phase relative qui est celle du courant dans le doublet. C'est à dire avec un déphasage qui est proportionnel à l'angle au centre de l'arc. Ce qui implique une polarisation circulaire dans la direction Oz du champ rayonné dans le cas d'une alimentation symétrique. La polarisation reste

sensiblement circulaire dans la quasi-totalité du diagramme. Elle devient elliptique aux fréquences pour lesquelles les longueurs des bras deviennent inférieure à λ, et tend vers une polarisation linéaire lorsque cette longueur est très petite devant λ. Ce critère permet de fixer la fréquence la plus basse de fonctionnement de l'antenne. Pratiquement celle pour laquelle la longueur du bras est λ, auquel cas le taux d'ellipticité est d'environ 0.5 ou 3dB. Du côté des fréquences élevées, c'est la distance AB qui fixe la valeur maximale. Pour que la spirale rayonne, il faut que AB soit petit devant λ, pratiquement il faut que AB reste inférieur à un quart de longueur d'onde.

En résumé, la bande de fréquence d'utilisation d'une telle antenne a sa borne supérieure liée à la dimension de la zone d'alimentation et sa borne inférieure liée à la longueur des brins rayonnants. Si ces derniers sont courts par rapport à la longueur d'onde, le courant à l'extrémité n'aura pas été suffisamment atténué par le rayonnement. Cela entraînera la formation d'un courant réfléchi donnant lieu à des interférences avec le courant incident. Le courant réfléchi produit un rayonnement à polarisation circulaire de sens inverse à celui qui correspond au courant incident. Dans ce cas, l'antenne rayonne une onde polarisée elliptiquement et les caractéristiques de rayonnement sont alors variables avec la fréquence. Le sens de la polarisation du champ rayonné par l'antenne correspond au sens d'enroulement des brins, donc au sens de parcours du courant le long de ces brins. Les antennes spirales se caractérisent par une polarisation circulaire du champ, par un rayonnement bidirectionnel, ainsi que par un fonctionnement « constant » sur une bande de fréquences pouvant être supérieure à la décade. Dans la partie suivante, nous présentons l'élément rayonnant qui sera utilisé dans toute cette étude.

1.3 Antenne Spirale d'Archimède à deux brins [10]:

Dans le second chapitre de ce mémoire, nous analyserons le comportement d'une antenne spirale chargée par éléments discrets. Cette analyse est plus simple lorsque l'élément rayonnant est de type spirale d'Archimède et non logarithmique. En effet, la largeur des brins rayonnants d'une spirale d'Archimède est constante sur toute la longueur de l'antenne contrairement à la largeur des brins rayonnants d'une spirale logarithmique. L'impédance caractéristique répartie le long d'une spirale d'Archimède est donc constante, ce qui facilite l'insertion de charges adaptées. Les charges adaptées à insérer sur une antenne spirale logarithmique varient en fonction de l'abscisse curviligne.

Pour des raisons de facilité, toute la suite de l'étude est effectuée avec un élément rayonnant de type spirale d'Archimède. De la même manière que l'antenne équiangulaire, l'antenne spirale d'Archimède rayonne dans les deux directions orthogonales au plan contenant la spirale. Cette antenne génère aussi une polarisation circulaire de l'onde, dont le sens dépend de l'enroulement des brins qui composent la spirale. La spirale d'Archimède n'est pas une antenne indépendante de la fréquence, en effet l'espace entre chaque brin est caractérisé par une constante et non un angle. Néanmoins ses performances peuvent être relativement stables sur une bande de fréquences très large.

1.3.1 Géométrie de l'antenne

Une antenne spirale d'Archimède peut être décrite par l'équation: $\rho = a\varphi + b$ (1.13)

ρ et φ sont les coordonnées polaires, a et b deux constantes arbitraires.

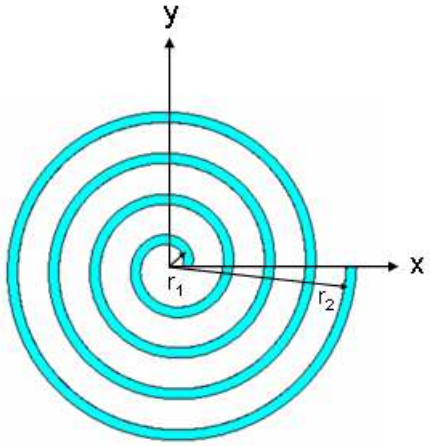


Figure 1.5 Spirale d'Archimède à 1 brin

En général, pour une spirale à deux brins, le 2nd est obtenu par une rotation de 180° du premier. Si b1 et b2 sont les paramètres qui définissent les 2 courbes formant les bords du brin, alors w=|b2-b1| est la largeur du conducteur. Les paramètres sont choisis de telle sorte que l'antenne soit auto complémentaire, i.e la largeur du conducteur est égale à l'écart entre les conducteurs. Dans ce cas, a et w satisfont la relation : $a=2w/\pi$. Le rayon r_1 définit la fréquence haute de la bande passante alors que le rayon r_2 définit la fréquence basse.

La zone de rayonnement d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins se trouve sur un cercle de diamètre $d=\lambda/\pi$. Le gain d'une antenne spirale croît avec la fréquence jusqu'à une valeur asymptotique lorsque $d>> \lambda/\pi$. Lorsque le diamètre de l'antenne est inférieur à $d=\lambda/\pi$, le gain est faible. En effet, tant que le diamètre est inférieur à $d=\lambda/\pi$, le courant sur les deux brins rayonnants ne sont pas en phase, le rayonnement est donc faible. Un diamètre trop petit entraîne également une hausse du taux d'ondes stationnaires, et une hausse du taux d'ellipticité. Car l'amplitude du courant à l'extrémité de la spirale est importante, ce qui entraîne l'apparition d'un courant réfléchi qui se propage de l'extrémité de l'antenne vers la zone d'alimentation. Un diamètre trop grand a pour conséquence une distorsion des diagrammes due à l'excitation de modes d'ordre supérieur de rayonnement.

1.3.2 Principe de fonctionnement

Nous allons expliquer ci-dessous, qu'une antenne spirale d'Archimède à deux brins, de part sa géométrie se transforme en structure rayonnante. Une ligne de transmission à deux brins, d'espacement faible par rapport à λ, rayonne très peu lorsqu'elle est excitée à ses bornes. Ceci est dû au fait que les courants présents sur les deux brins sont en opposition de phase, et par conséquent le rayonnement d'un brin est annulé par celui de l'autre. Considérons la figure 1.6 ci-dessous :

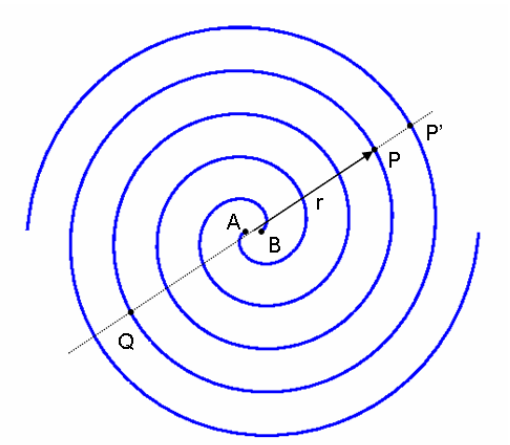


Figure 1.6 Spirale d'Archimède à 2 brins

Soit P un point situé sur le brin de borne A, soit Q un point diamétralement opposé sur le second brin. P et Q sont situés sur un même cercle de centre O. Si Δr, l'espacement entre les fils est très

petit vis à vis de r, la longueur de l'arc QP' est approximativement égale à $L_{QP'}=\pi r$. Cette longueur ne dépend pas du nombre de tours contenus dans r si l'espacement entre les fils est uniforme.

Supposons que chaque brin supporte une onde progressive de courant et que ces courants sont en opposition de phase en A et B, les courants sont donc également en opposition de phase en P et Q. Quand $r=\lambda/2\pi$, la longueur de l'arc QP' est $L_{QP'}=\lambda/2$. La variation de phase liée à la propagation du courant sur cet arc est π. Alors, les 2 éléments de courant aux points PP' sont exactement en phase. La zone de rayonnement de la spirale est alors contenu dans un anneau de circonférence moyenne égale à λ.

1.3.3 Rayonnement des modes d'ordre supérieur à 1

Le rayonnement de l'anneau de circonférence λ correspond au mode m=1, c'est la première fois que la condition de rayonnement est obtenue. Il paraît raisonnable de penser que le courant continue de se propager en dehors de l'anneau de circonférence λ, tout en subissant une variation de phase. Supposons que la spirale soit suffisamment longue, alors les courants seront de nouveau en opposition de phase quand la circonférence sera de 2λ et en phase à 3λ. Aucun rayonnement n'est produit pas l'anneau 2λ (les courants sont en opposition de phase). Par contre, si il existe du courant à 3λ, le rayonnement du mode m=3 est généré. Par conséquence, on peut dire que si les courants sont en opposition de phase sur les 2 points d'alimentation, seuls les modes impairs de rayonnement peuvent être excités.



Figure 1.7 Rayonnement d'une antenne spirale

Les différentes modes de rayonnement d'une antenne spirale sont représentés sur la figure 1.7. L'excitation de plusieurs modes de rayonnement provoque un diagramme perturbé, composé d'un lobe principal et de lobes secondaires. Dans le cadre de cette étude, nous cherchons à concevoir des antennes générant uniquement le mode 1.

2 Outil de simulations : Microwave-studio

Nous utilisons le logiciel Microwave-studio de CST (Computer Simulation Technology). Celui-ci utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integral Technique) qui a été proposée par Weiland [11] en 1977. Cette méthode consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le maillage généré est donc volumique. Dans Microwave-studio, chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles $\partial/\partial t$ par des différentielles Δt. Nous avons choisi ce logiciel car l'utilisation d'un outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageuse en terme de temps de calcul pour la simulation d'antenne à large bande passante. Ce logiciel a d'autre part été éprouvé sur d'autres antennes large bande étudiées au laboratoire [12].

2.1 Définitions utilisées dans le logiciel Microwave-studio

Pour l'étude des antennes spirales, il est nécessaire d'étudier différents paramètres. Le taux d'ellipticité permet de définir la qualité des diagrammes. Pour un taux d'ellipticité de 1, la polarisation du champ rayonné est circulaire.

Taux d'ellipticité (axial ratio en anglais): $$AR = \sqrt{\frac{\left|E_\theta\right|^2 + \left|E_\varphi\right|^2 - \left|E_\theta{}^2 + E_\varphi{}^2\right|}{\left|E_\theta\right|^2 + \left|E_\varphi\right|^2 + \left|E_\theta{}^2 + E_\varphi{}^2\right|}} \qquad (1.14)$$

Les composantes droite ou gauche de la polarisation circulaire :

Composante droite : $$E_{right} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{(\mathrm{Im}(E_\theta) + \mathrm{Re}(E_\varphi))^2 + (\mathrm{Re}(E_\theta) - \mathrm{Im}(E_\varphi))^2} \qquad (1.15)$$

Composante gauche : $$E_{left} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{(\mathrm{Re}(E_\theta) + \mathrm{Im}(E_\varphi))^2 + (\mathrm{Im}(E_\theta) - \mathrm{Re}(E_\varphi))^2} \qquad (1.16)$$

Gain de l'antenne : $$G(\theta,\varphi) = e_{rad} \times D(\theta,\varphi) \qquad (1.17)$$

Avec $$D(\theta,\varphi) = 4\pi \frac{Puissance\ rayonnée\ par\ angle\ solide}{Puissance\ rayonnée\ totale} \qquad (1.18)$$

Nous pouvons constater que la définition du gain dans Microwave-studio ne prend pas en compte les pertes par désadaptation de l'antenne. Un exemple de maillage d'une antenne spirale imprimée à deux brins est présenté sur la figure 1.8.

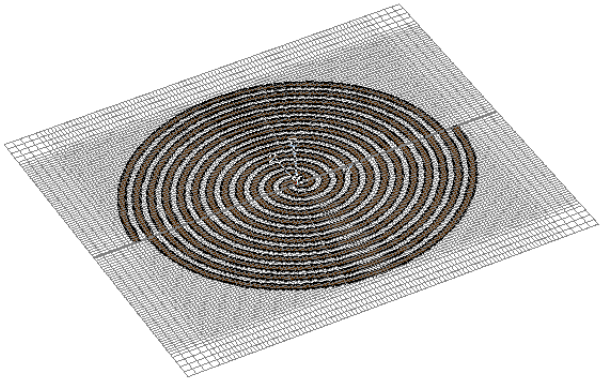


Figure 1.8 Exemple de maillage à f=10GHz avec 10 cellules par longueur d'onde

3 Antenne spirale d'Archimède imprimée en espace libre

Dans un premier temps, nous allons analyser le comportement d'une antenne spirale en fonction de son diamètre externe. Pour cela, les caractéristiques EM, module du coefficient de réflexion en entrée, gain, taux d'ellipticité sont calculés à l'aide de Microwave-studio pour quelques diamètres allant de $0.96\lambda_{max}/\pi$ à $1.387\lambda_{max}/\pi$. La largeur des conducteurs est w=2.5mm, l'écart entre les conducteurs est s=2.5mm.

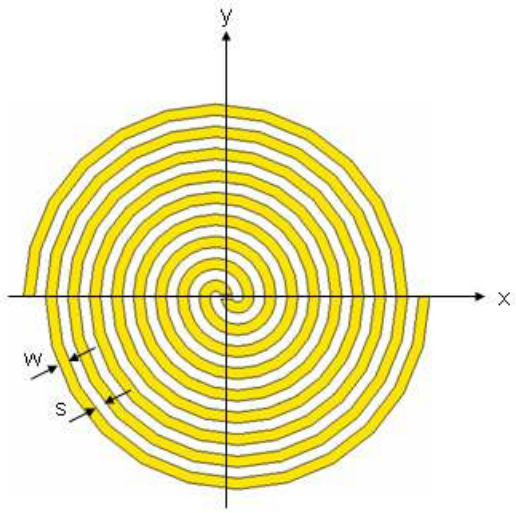


Figure 1.9 Antenne spirale à deux brins

Cette étude va nous permettre de dimensionner correctement l'élément rayonnant pour qu'il fonctionne d'une fréquence minimale f_{min}=1GHz à une fréquence maximale f_{max}=10GHz. Le but ici n'est pas d'analyser tous les paramètres d'une antenne spirale, études déjà réalisées par de nombreux auteurs de la littérature [13], mais de justifier le choix de l'antenne spirale d'Archimède pour notre application.

3.1 Impédance d'entrée

Pour notre étude, antenne adaptée signifie module du coefficient de réflexion en entrée inférieur à -10dB. Sur l'abaque de Smith (figure 1.10), nous montrons le module du paramètre S11 d'une antenne spirale de diamètre externe D=92.5mm soit $0.96\lambda_{max}/\pi$, de largeur de brin w=2.5mm, d'écart entre brins s=2.5mm, la spirale est placée dans un milieu homogène de permittivité égale à 1.

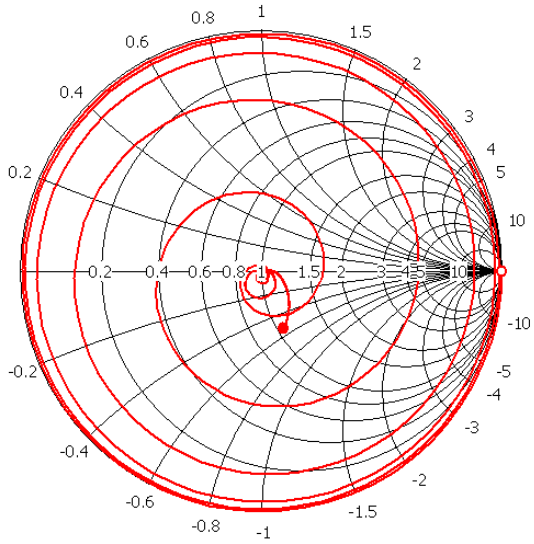


Figure 1.10 Impédance d'une antenne spirale imprimée représentée sur l'abaque de Smith

Cette impédance est normalisée à Z=150 Ω. Sur cet abaque, la fréquence varie de f=0GHz à f=12GHz. Nous pouvons observer sur les figures 1.11 et 1.12, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance respectivement.

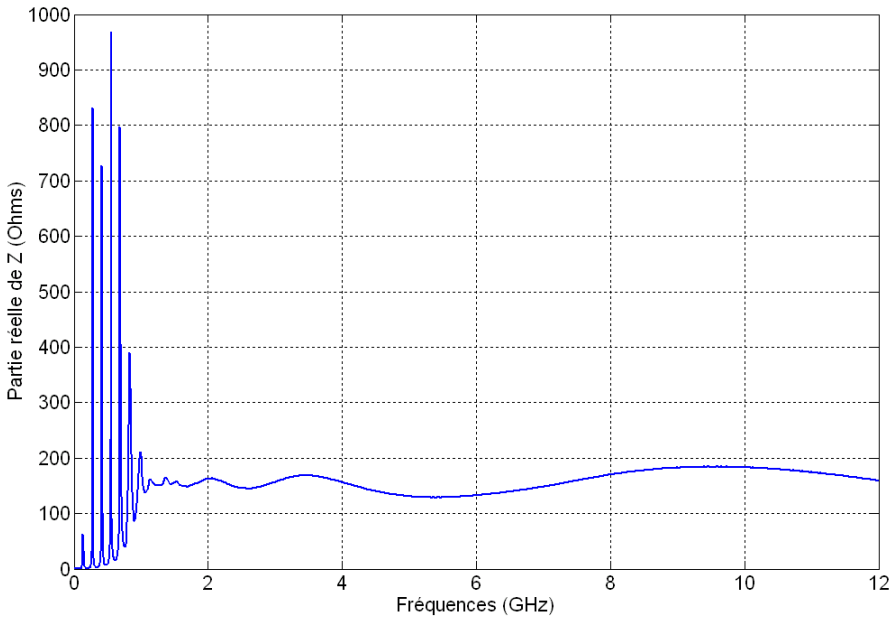


Figure 1.11 Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne

Il faut noter que pour les fréquences inférieures à f=1GHz, la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne varie périodiquement entre des valeurs faibles et élevées, les maxima et minima correspondent aux passages par l'axe des réels sur l'abaque de Smith. Pour les fréquences supérieures à f=1GHz, la partie réelle de l'impédance est relativement constante, la valeur moyenne est d'environ 150Ω.

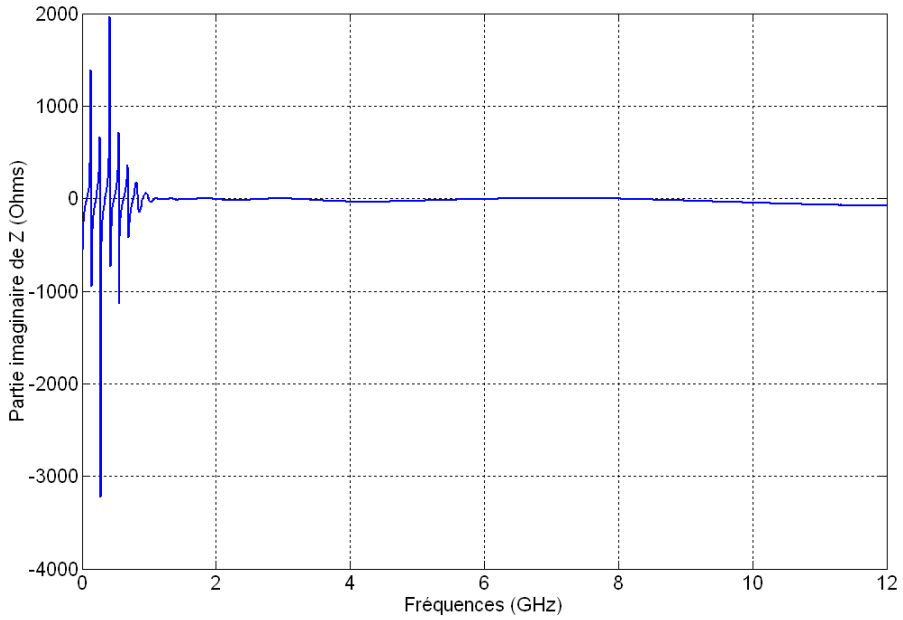


Figure 1.12 Partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne

La partie imaginaire de l'impédance de l'antenne est quasiment nulle pour les fréquences supérieures à f=1GHz.

Nous montrons sur la figure 1.13, que le diamètre externe de la spirale n'influence que la fréquence basse de la bande passante, un diamètre trop petit entraîne une désadaptation de l'antenne à la fréquence considérée. Quand D=92.5mm soit un diamètre très légèrement inférieur à λ_{1GHz}/π, l'antenne n'est pas adaptée. L'antenne présente un module du coefficient de réflexion inférieur à -10dB pour un diamètre D=112.5mm soit $1.178\lambda/\pi$.

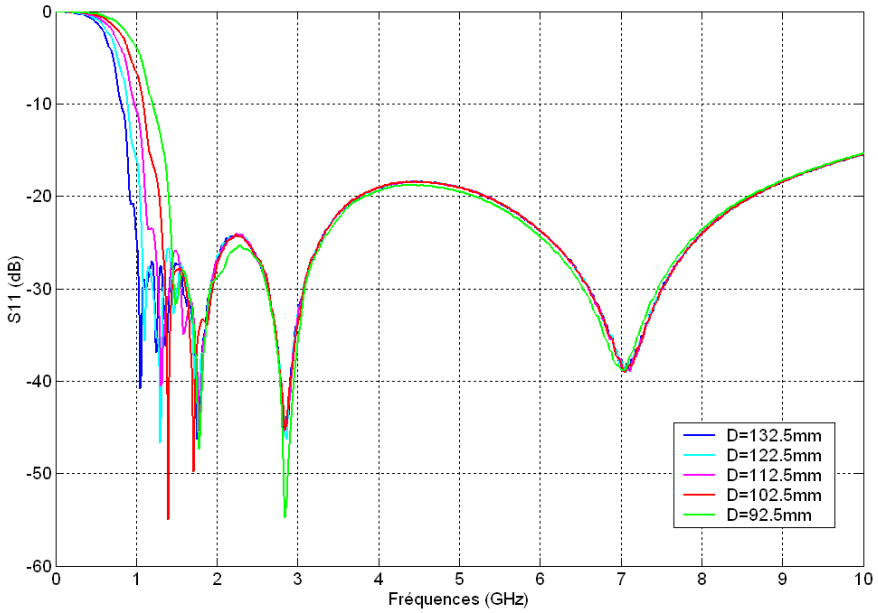


Figure 1.13 Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction du diamètre de l'antenne

Sur la bande de fonctionnement de l'antenne, le niveau d'adaptation est bien inférieur à –10dB. Le maillage de la structure étant effectué à la plus haute fréquence, étudier les paramètres de l'antenne au delà de f=12GHz entraîne un temps de calcul beaucoup plus long. De ce fait nous considérons que la bande passante en impédance de cette antenne est supérieure à la décade.

3.2 Gain de l'antenne

Nous allons maintenant nous intéresser au gain de l'antenne. Le gain d'une antenne spirale croît avec la fréquence. Considérons la figure 1.14. Le gain atteint une valeur asymptotique proche de 6dB au bout de $3f_{min}$. Le gain à la fréquence minimale augmente avec le diamètre de l'antenne. Le gain à f_{min}=1GHz varie entre –2.3dB et 2.4dB pour un diamètre compris entre $0.96\lambda_{max}/\pi$ et $1.387\lambda_{max}/\pi$. Le diamètre externe de l'antenne n'influence pas le gain aux fréquences hautes de la bande de fonctionnement. L'efficacité de l'antenne est proche de 1 sur toute la bande passante, car le métal constituant l'antenne est un conducteur électrique parfait (PEC). La figure 1.14 montre bien que le gain d'une antenne spirale auto-complémentaire et bien dimensionnée est constant avec la fréquence.

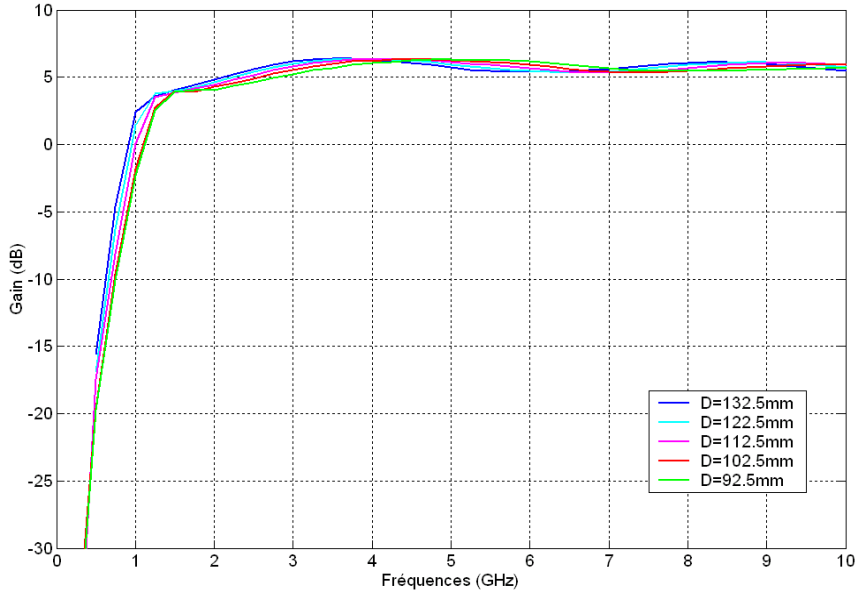


Figure 1.14 Evolution du gain en fonction du diamètre de l'antenne

3.3 Taux d'ellipticité

Nous présentons sur la figure 1.15 l'évolution du taux d'ellipticité en fonction du diamètre de l'antenne :

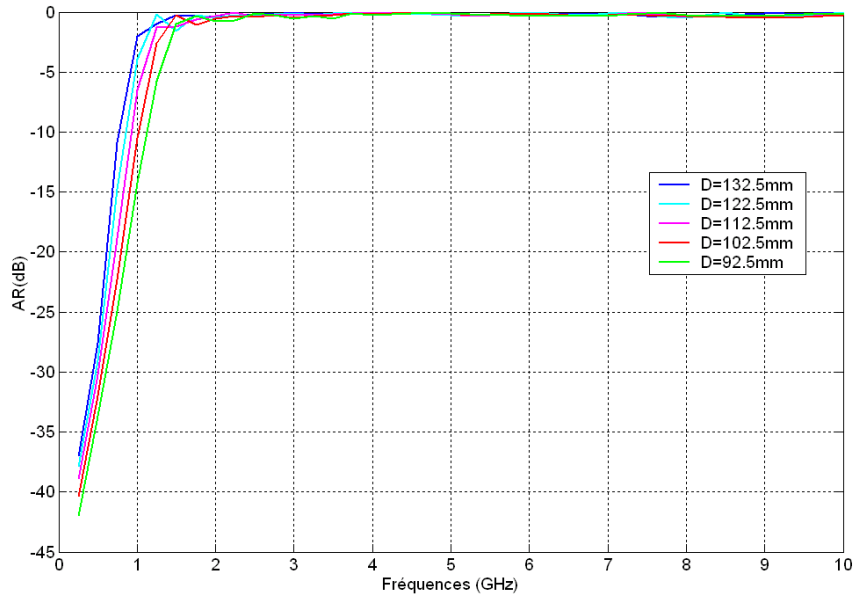


Figure 1.15 Evolution du taux d'ellipticité en fonction du diamètre de l'antenne

A l'inverse du gain, le taux d'ellipticité de l'antenne diminue lorsque le diamètre augmente. La référence étant un taux d'ellipticité supérieur à –3dB, il est nécessaire de choisir un diamètre externe suffisamment grand pour obtenir une bonne polarisation circulaire aux fréquences basses. Pour un taux d'ellipticité supérieur à -3dB à la fréquence basse f=1GHz, il faut que le diamètre de l'antenne soit supérieur ou égal à D=132.5mm. Au delà de f=2GHz, le taux d'ellipticité de l'antenne est proche de 0dB, ce qui met en évidence une bonne polarisation circulaire. Il est possible d'améliorer le taux d'ellipticité de l'antenne à la fréquence minimale sans faire varier le diamètre externe. Une solution consiste à redimensionner l'élément rayonnant avec un taux d'expansion plus faible, soit un nombre de tours plus important pour un même diamètre. Le choix du taux d'expansion de la spirale est déterminant et joue un rôle prépondérant pour la qualité de la polarisation ainsi que pour la bande passante de l'antenne.

3.4 Rayonnement de l'antenne

La figure 1.16 et 1.17 illustre quelques diagrammes dans les plan phi=0° et phi=90° de l'antenne de f=2GHz à f=8GHz. Le rayonnement maximum reste dans la même direction (θ=0) sur toute la bande passante de l'antenne, seul le mode 1 est généré. Les diagrammes présentent une bonne symétrie de révolution.

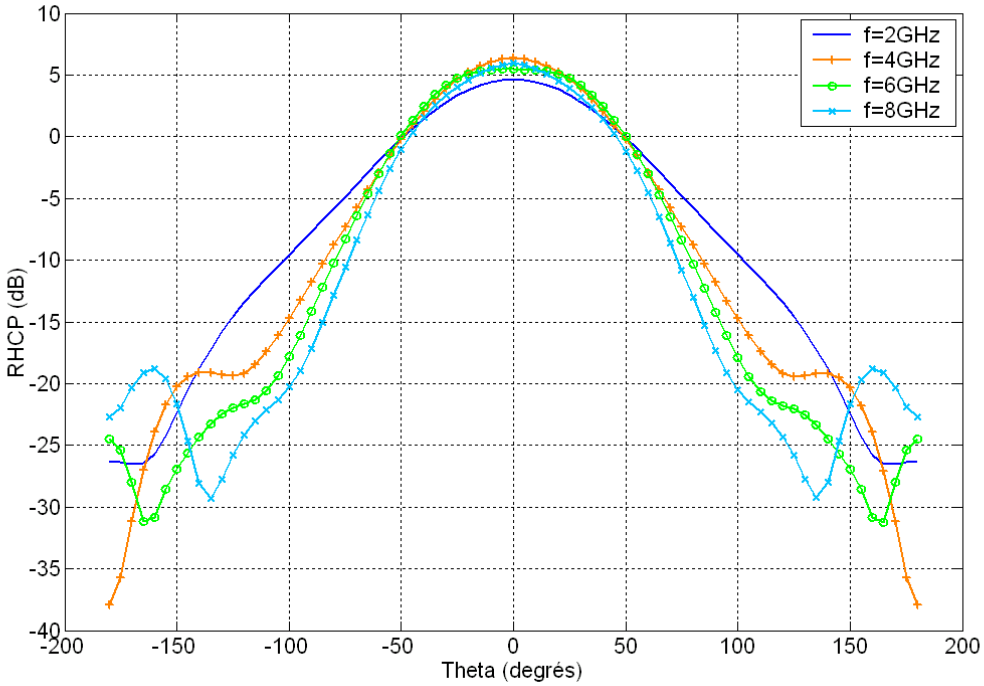


Figure 1.16 Composante droite de la polarisation circulaire dans le plan phi=0°

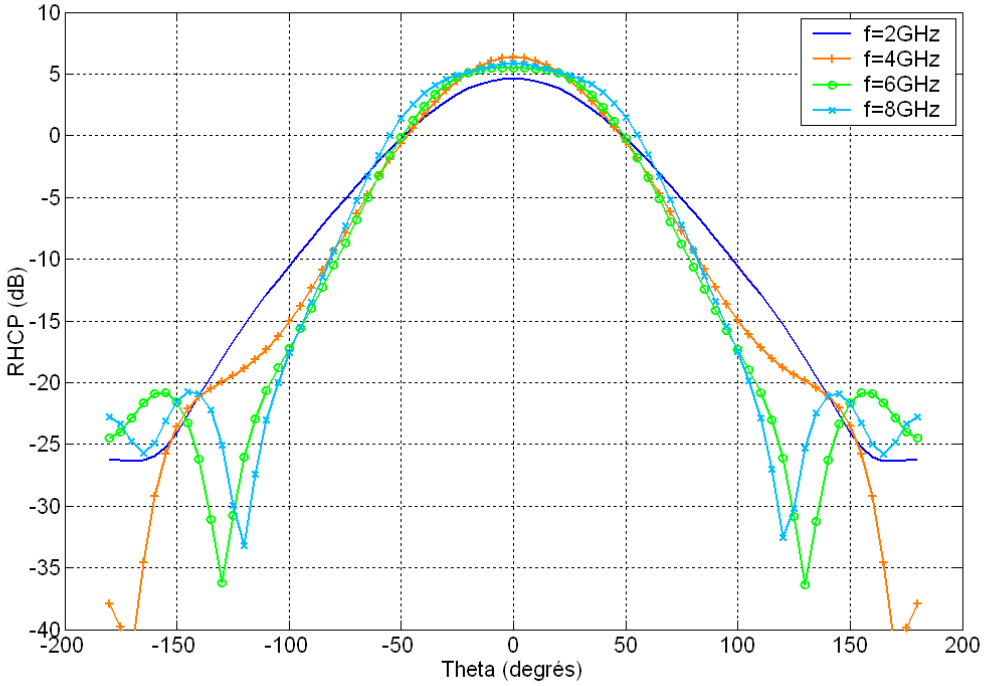


Figure 1.17 Composante droite de la polarisation circulaire dans le plan phi=90°

Nous observons sur la figure 1.18 la répartition du courant à f=8GHz. Le courant qui se propage sur l'antenne décroît de manière exponentielle à cause du rayonnement. De ce fait, lorsque le courant atteint la zone active du mode 3 (cercle rouge), soit un diamètre correspondant à $D=3\lambda/\pi$, le courant est trop faible, le mode 3 n'est pas généré.

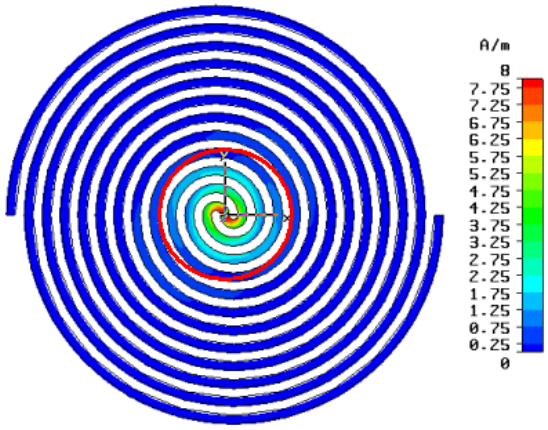


Figure 1.18 Distribution du courant sur l'antenne à f=8GHz et zone active du mode 3

L'analyse présentée dans ce paragraphe, montre que le comportement de l'antenne est stable sur toute la bande passante. Cette antenne n'est pas une antenne indépendante de la fréquence mais elle présente néanmoins des performances « constantes » sur une bande de fréquence très large. L'étude complète des différents paramètres définissants cette antenne n'est pas réalisée car ses applications sont limitées. En effet, dans la plupart des cas, l'antenne spirale d'Archimède est associé à un réflecteur ou une cavité pour réduire les interférences avec son environnement.

4 Antenne Spirale d'Archimède imprimée à proximité d'un plan réflecteur

Dans la suite de l'étude, le diamètre de l'élément rayonnant est D=122.5mm, l'aérien est placé dans un milieu homogène de permittivité $\varepsilon_r=1$.

4.1 Plan réflecteur placé à une hauteur h=λ/4 à la fréquence basse de l'antenne

Lorsque que l'antenne spirale est associée à un réflecteur, son comportement est analogue pour chaque fréquence à celui d'un dipôle sur un plan de masse. Le gain dans l'axe est proportionnel à

$\sin\frac{2\pi h}{\lambda}$, h est la distance entre la spirale et le plan de masse. Le gain de l'antenne augmente progressivement jusqu'à un maximum pour h=λ/4 et décroît ensuite vers un minimum pour h=λ/2, ce qui correspond à un nul dans l'axe. h=λ/4 est la configuration idéale en terme de fonctionnement à la longueur d'onde λ. En effet, lorsque l'élément rayonnant est placé à un quart de longueur d'onde d'un plan métallique, les ondes qui se dirigent vers ce plan réflecteur subissent une variation de phase de π/2 avant d'arriver sur le métal, la variation de phase entraînée par la réflexion sur un métal est π, puis les ondes subissent de nouveau une variation de phase de π/2 soit une variation de phase totale égale à 2π. L'onde réfléchie sur un métal, lorsque celui-ci est placé à un quart de longueur d'onde, s'additionne en phase avec l'onde directe. C'est dans cette configuration que le gain de l'antenne est maximum. Ce comportement est obtenu sur une bande de fréquence limitée. En effet, lorsque la distance entre le plan de masse et l'élément rayonnant est égal à une demie longueur d'onde, l'onde réfléchie sur le plan métallique génère un rayonnement en opposition de phase avec l'onde directe, le rayonnement total est faible.

Lorsque l'antenne est associée à un plan réflecteur, elle produit un rayonnement unidirectionnel. Sur la figure 1.19, nous illustrons le comportement de l'antenne placée aux distances h=λ/4 et h=λ/2 d'un plan réflecteur.

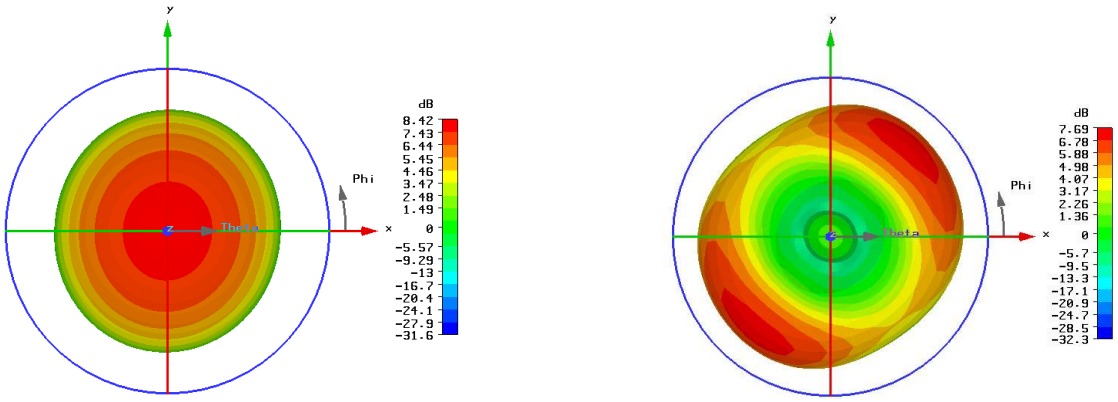


Figure 1.19 Rayonnement d'une antenne spirale à h=λ/4 et h=λ/2 d'un plan conducteur

Contrairement à une antenne spirale imprimée en espace libre, la distribution des courants sur les brins rayonnants est modifiée par le plan réflecteur lorsque celui-ci est placé à une distance

inférieure à un quart de longueur d'onde. On obtient alors une ellipticité qui croît lorsque le diamètre de l'antenne diminue. Nous avons vu précédemment que la bande passante d'une antenne placée au dessus d'un plan métallique est inférieure à l'octave (2:1). Afin de remédier à ce problème et pour concevoir une antenne unidirectionnelle qui fonctionne sur une large bande passante, des matériaux absorbants sont généralement ajoutés entre l'élément rayonnant et le plan de masse (figure 1.1). Selon les applications et la bande de fréquences considérées, ce type de solution peut aboutir à des antennes relativement lourdes. En effet pour des applications UHF par exemple, une épaisseur $\lambda/4$ correspond à une épaisseur physique de quelques dizaines de centimètres. Pour remplir la cavité, la quantité de matériaux absorbants nécessaire est alors importante. Un autre inconvénient de cette solution, est que la moitié du rayonnement de l'antenne est perdu dans la cavité. Enfin ces matériaux absorbants ont des caractéristiques dispersives, il est donc difficile de réaliser plusieurs antennes ayant rigoureusement les mêmes performances.

Dans le cadre de cette thèse, l'objectif est de réduire au minimum la distance entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur. Nous allons donc maintenant rapprocher le plan réflecteur de l'antenne afin de réduire son encombrement et faciliter son intégration.

4.2 Plan réflecteur placé à une hauteur $h<<\lambda/4$ à la fréquence basse de l'antenne

Dans le but d'intégrer de nouveaux systèmes dans des porteurs de « petite » taille, un des enjeux majeurs est notamment la réduction des dimensions et du poids des antennes. L'idée principale développée ici consiste à placer l'élément rayonnant de type spirale d'Archimède très près d'un plan métallique. Nous allons étudier les effets de ce plan réflecteur sur le comportement de l'antenne. Dans cette configuration, l'antenne peut s'analyser comme une ligne micro ruban en circuit ouvert. Le courant sur l'antenne se propage de la zone d'alimentation vers l'extrémité de la spirale. La spirale étant en circuit ouvert, les ondes arrivant à l'extrémité de l'antenne sont réfléchies et se redirigent vers la zone d'alimentation. L'antenne est donc parcourue par des ondes stationnaires et le coefficient de réflexion en entrée est élevé. Les ondes qui se propagent de la zone d'alimentation vers l'extrémité de l'antenne produisent un rayonnement à polarisation circulaire dont le sens dépend de l'enroulement de la spirale. Les ondes réfléchies produisent un rayonnement de polarisation circulaire inverse. Les caractéristiques de l'antenne, impédance, gain, taux d'ellipticité et rayonnement sont étudiées.

4.2.1 Impédance d'entrée en fonction de h

Nous montrons sur la figure 1.20 l'évolution du module du coefficient réflexion en fonction de la distance h. Pour h=3mm soit 1/100^{ième} de longueur d'onde à f=1GHz, l'antenne est désadaptée des fréquences basses jusqu'à f=7GHz. Le module du paramètre S11 devient inférieur à -10dB lorsque la distance entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur est supérieure à environ 1/12^{ième} de longueur d'onde.

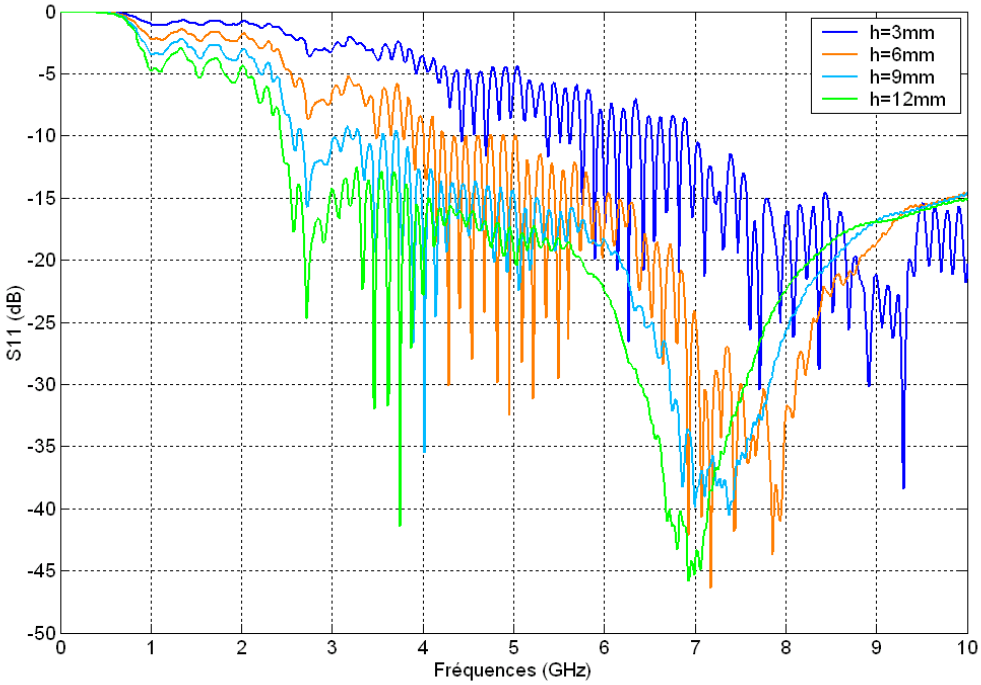


Figure 1.20 Module du coefficient de réflexion en fonction de h

Plus la distance entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur est petite, plus l'antenne est désadaptée. Lorsque la distance h est faible devant la longueur d'onde, le taux d'ondes stationnaires est important. Lorsque la distance h est proche d'un quart de longueur d'onde, l'antenne présente une bonne adaptation d'impédance en entrée, mais la bande passante de l'antenne reste limitée à cause de l'effet présenté au paragraphe précédent.

4.2.2 Taux d'ellipticité en fonction de h

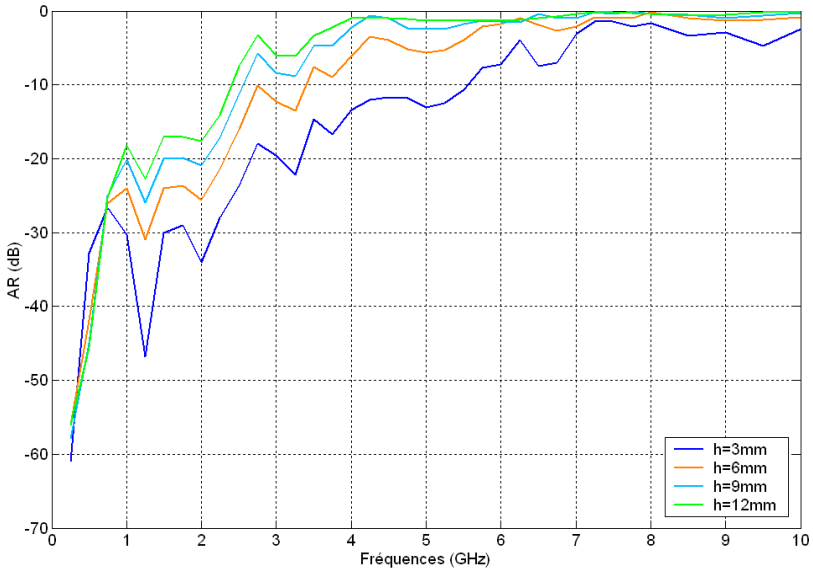


Figure 1.21 Taux d'ellipticité (AR) en fonction de h

La figure 1.21 ci-dessus montre que lorsque l'élément rayonnant est placé très près du plan réflecteur, le taux d'ellipticité dans l'axe est important. Ce phénomène est principalement dû à la réflexion des ondes en bout de brin. La polarisation devient elliptique puis circulaire lorsque la distance entre la spirale et le plan réflecteur augmente. En effet, lorsque cette distance augmente, la réflexion des courants en bout de brin diminue, ce qui améliore le taux d'ellipticité.

4.2.3 Rayonnement de l'antenne pour h=λ/100

Nous montrons quelques exemples de diagrammes pour différentes fréquences. Nous avons choisi de montrer les diagrammes les plus perturbés pour mettre en évidence les problèmes liés au plan de masse.

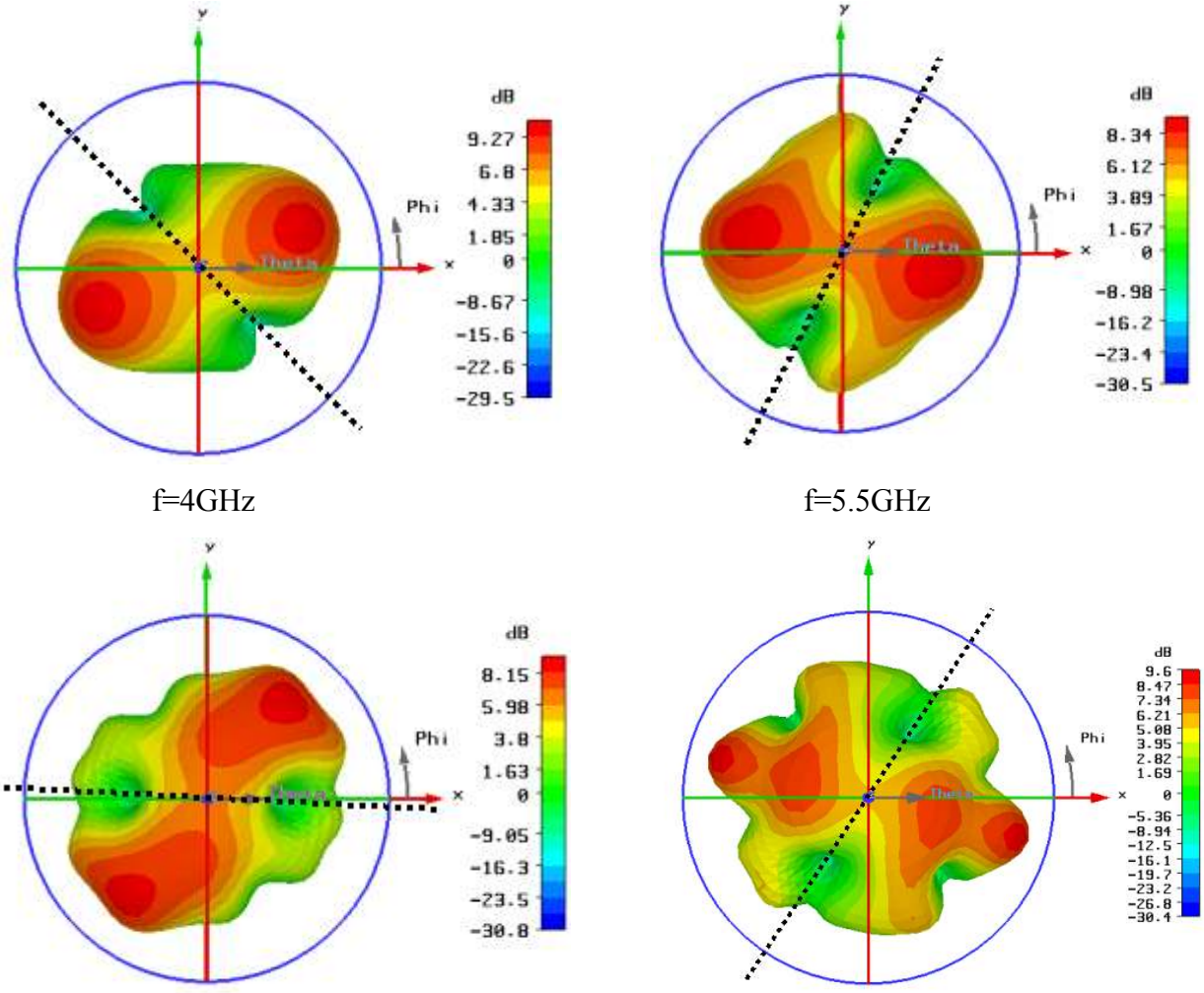


Figure 1.22 Rayonnement d'une antenne spirale d'Archimède à $h=\lambda_{max}/100$ d'un plan conducteur

La figure 1.22 montre à quel point les diagrammes sont instables sur la bande 1GHz-10GHz. Nous traçons sur la même figure les plans de coupe phi les plus perturbés.

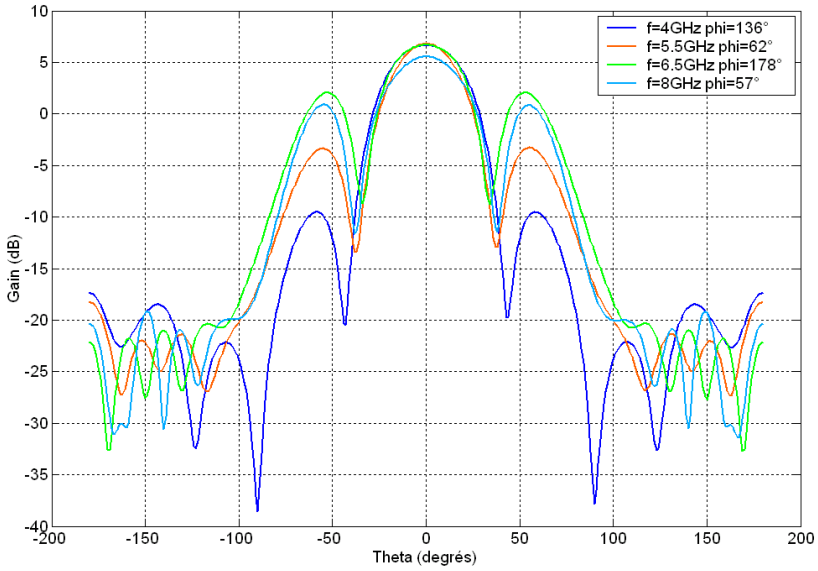


Figure 1.23 Rayonnement les plus perturbés d'une antenne spirale d'Archimède placée à h=λ_{max}/100 d'un plan conducteur

La figure 1.23 montre que les creux présents dans le lobe principal des diagrammes peuvent être supérieur à 10dB. L'antenne ne pourra donc émettre ou recevoir des ondes EM correctement dans les directions correspondantes à ces creux. Les zones actives des modes impairs de rayonnement à f=8GHz sont représentées sur la figure 1.24. L'amplitude du courant à l'extérieur de la zone active du mode 1 est suffisamment importante pour produire un rayonnement « parasite ». Le rayonnement parasite est un rayonnement dû aux modes impairs supérieurs à 1.

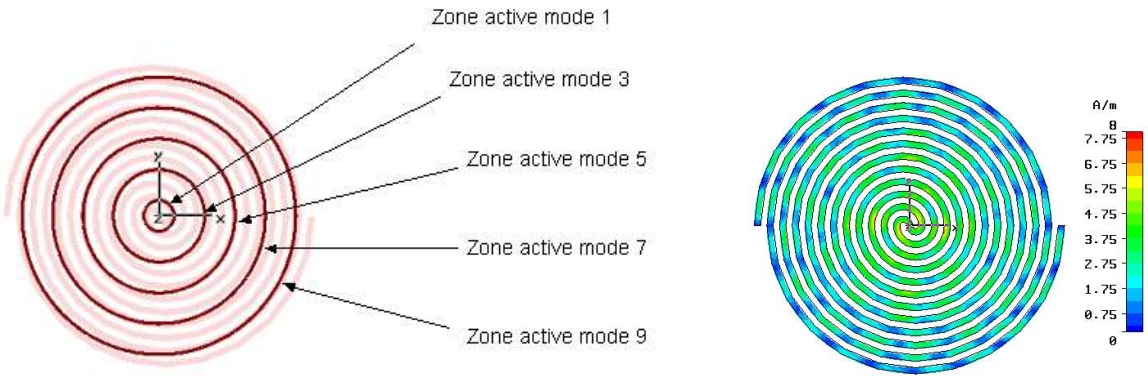


Figure 1.24 Zone active des modes impairs et répartition des courants à f=8GHz

La qualité des diagrammes de rayonnement dépend donc de la distance entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Plus la distance est faible, plus les diagrammes sont perturbés.

5 Réalisation d'une antenne spirale microruban

Pour valider les résultats de simulation, nous avons réalisé une antenne spirale d'Archimède micro ruban dimensionnée pour une fréquence minimale f_{min}=1GHz et une fréquence maximale f_{max}=10GHz. Cette spirale est imprimée sur un DUROID 5880 de permittivité diélectrique ε_r=2.2 et d'épaisseur h=1.8mm. Cette épaisseur est inférieure à 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence minimale. Cette antenne d'impédance moyenne égale à 150 ohms doit être alimentée a l'aide d' un balun présenté dans le paragraphe suivant.

5.1 Balun progressif

Pour alimenter cette antenne, nous utilisons un balun (**bal**anced-to-**un**balenced) progressif [14]. Le balun progressif permet d'adapter une impédance de charge Za de type bifilaire sur une impédance Z_0 de type microstrip suivant une loi de variation de l'impédance caractéristique en fonction de la distance. L'impédance Za correspond à l'impédance d'entrée de l'antenne. Cette loi peut être définie selon différents modèles, modèle de Klopfenstein, exponentiel, Chebyshev [15]. Ce modèle permet de déterminer la variation d'impédance optimale qui minimise la réflexion des ondes. Le coefficient de réflexion maximal est $\Gamma_{\max} = \dfrac{Z_a - Z_o}{Z_a + Z_o}$

Suivant la loi et la longueur de la transition progressive ('taper'), le coefficient de réflexion à la fréquence basse est plus ou moins important. Nous présentons sur la figure 1.25 la géométrie de deux baluns montés en tête-bêche pour la mesure des paramètres S.

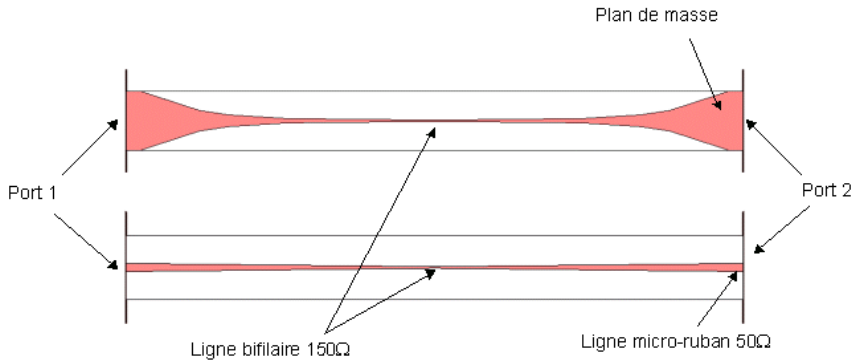


Figure 1.25 Face inférieure et supérieure du balun

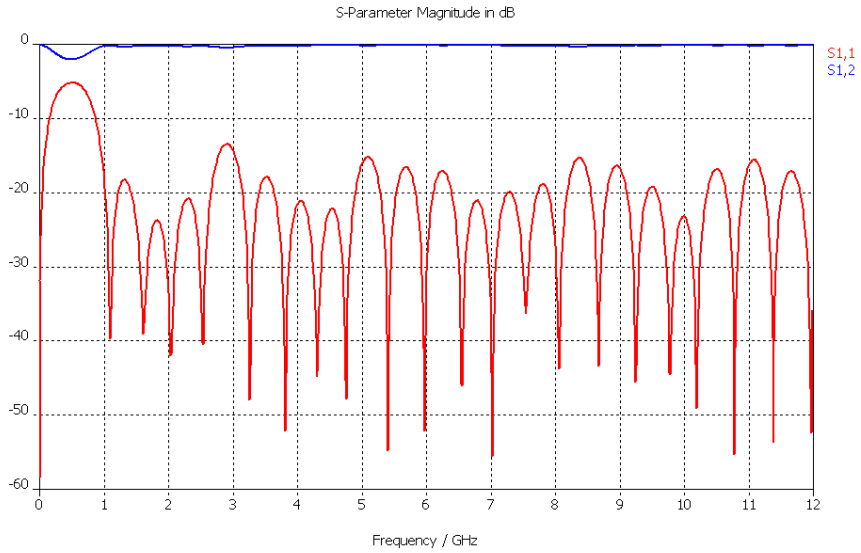


Figure 1.26 Paramètres S du balun

La figure 1.26 montre que le balun est dimensionné pour une fréquence minimale f_{min}=1GHz. Le balun présente un module du paramètre S11 bien inférieur à –10dB jusqu'à une fréquence f=12GHz. La courbe correspondant au module du paramètre S12, montre que la transmission entre les ports 1 et 2 est bonne, il y a peu de pertes insérées par le balun. Le balun qui vient alimenter l'antenne spirale est orthogonal au plan de l'antenne. L'antenne associée à son système d'alimentation présente alors un encombrement très important. Nous avons utilisé ce type de balun, car sa réalisation est relativement simple grâce à la technologie classique des circuits imprimés. Un des objectifs de cette thèse est de réduire l'épaisseur des antennes, il existe déjà des topologies de balun coplanaire à l'antenne. Il va de soi que l'antenne qui sera intégrée dans un porteur utilisera un système d'alimentation coplanaire.

5.2 Rayonnement de l'antenne réalisée

Quelques diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïque sont montrés sur les figures 1.27 et 1.28. Ces diagrammes de rayonnement sont perturbés, avec de fortes oscillations ou creux, pouvant être supérieures à 10dB dans le lobe principal. La polarisation circulaire inverse est importante à cause d'un taux d'ondes stationnaires élevé.

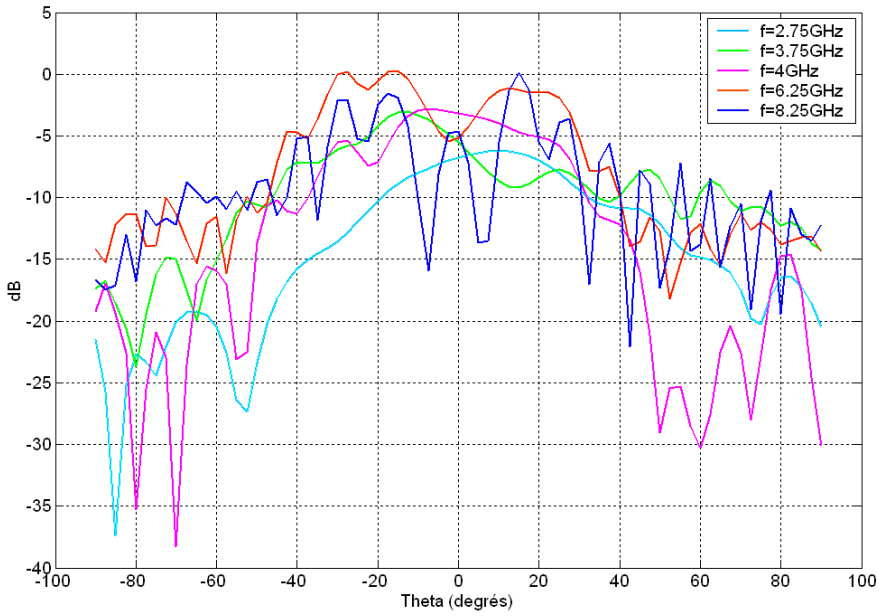


Figure 1.27 Diagrammes de rayonnement mesurés dans le phi=90°, composante gauche de la polarisation circulaire (LHCP)

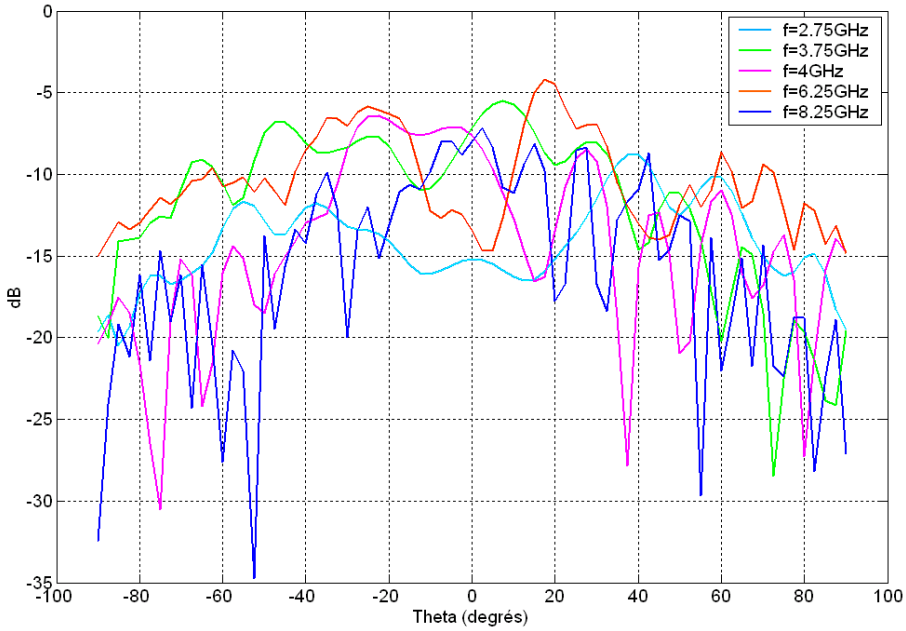


Figure 1.28 Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan phi=90, composante droite de la polarisation circulaire (RHCP)

Ces diagrammes de rayonnement nous montrent que l'antenne ne peut pas être utilisée dans cette configuration. La suite de ce mémoire est entre autre consacrée à l'amélioration de ces diagrammes. Nous n'avons pas jugé intéressant de présenter la mesure du module du coefficient de réflexion de l'antenne, sachant que l'antenne est totalement désadaptée.

6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons décrit le contexte de cette étude. Après une présentation des AIF, nous avons montré que le comportement d'une antenne spirale d'Archimède en espace libre et correctement dimensionnée est constant sur une bande de fréquences pouvant dépasser la décade. L'analyse d'une spirale d'Archimède placée au dessus d'un plan réflecteur nous a permis de montrer les perturbations apportées lorsque celui-ci est placé à une distance faible, de l'ordre de 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse de l'élément rayonnant. Une mauvaise adaptation d'impédance en entrée, des diagrammes de rayonnement perturbés et une forte dégradation de la polarisation circulaire ont été mis en évidence. La réalisation de cette antenne a permis de montrer que l'antenne spirale microruban ne peut être utilisée dans sa configuration initiale.

7 Références

[1] R.G. Corzine, J.A. Mosko, « Four arm spiral antennas », Artech House, 1990.

[2] J. Thaysen, K. B. Jakobsen, J. Appel-Hansen, « A logarithmic spiral antenna for 0.4 to 3.8 GHz », Applied Microwave and Wireless, Feb 2001, pp32-45.

[3] I.J. Bahl, P. Bartia, « Microstrip antennas », Artech House 1980.

[4] K.F. Lee, K.M. Luk, K.F. Tong, « Experimental and simulation studies of the coaxially fed U-solt restangular patch antenna », IEE Proceeding Microwaves, Antennas and Propagation, Vol.144, n°5, October 1997.

[5] E. Chang, S. A. Long, W. F. Richards, « An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas », IEEE Trans AP Vol. 34 n°6 june 1986, pp767-772.

[6] K.R. Carver, J.W. Mink, « Microstrip antenna technology », IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol.29, n°1, January 1981, pp.2-24.

[7] V.H. Rumsey, « Frequency independent antennas », Academic press, New-York 1966.

[8] J.D. Dyson, « The equiangular spiral antenna », IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-7, pp181-187, April 1959.

[9] J.D. Dyson, « The equiangular spiral antenna », University of Illinois, PhD dissertation 1957.

[10] J. A. Kaiser, « The Archimedean two-wire spiral antenna », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 8, issue 3, may 1960, pp312-323.

[11] T. Weiland, « A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields », International journal of electronics and communications, Vol. 31, 1977, pp116-120.

[12] A-C. Lepage, « Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles : applications à la conception d'antennes compactes intégrées dans un système de communication UWB » , Thèse de l'ENST, Juin 2005

[13] H. Nakano, « Helical and Spiral Antennas – A Numerical Approach », Research studies press, 1978.

[14] X. Begaud, « Analyse d'antennes et de réseaux d'antennes large bande et bipolarisation par une méthode d'éléments finis de surface », Thèse de l'université de Rennes, France, Décembre 1996.

[15] R.W. Klopfenstein, «A transmission line taper of improved design »,
Proceeding of the IRE 1956, Vol. 44, pp31-35.

Chapitre II.

Analyse d'une antenne spirale microruban chargée par éléments discrets

Nous avons montré dans le 1er chapitre, qu'une antenne spirale d'Archimède placée à 1/100ième de longueur d'onde d'une surface conductrice est totalement désadaptée, que les diagrammes de rayonnement sont très instables, que la polarisation circulaire est fortement dégradée. Dans ce 2ième chapitre, nous proposons de placer des charges résistives pour absorber localement les courants indésirables. Avec cette méthode, nous espérons restaurer les diagrammes de rayonnement, ainsi que la polarisation circulaire. Ce chapitre commence par un état de l'art sur les antennes spirales chargées. Nous montrerons les limitations des solutions présentées. Dans la 2ième partie, nous analyserons le comportement d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins chargée par des résistances. Contrairement aux autres solutions répertoriées dans la littérature, les résistances sont ici réparties sur toute la longueur de l'antenne. Nous montrerons les limitations de cette méthode en terme de gain. L'étude d'une antenne spirale d'Archimède chargée par un filtre passe-bas permettra d'identifier la cause initiale qui entraîne la dégradation du rayonnement et de l'adaptation d'impédance. Enfin, nous montrerons dans la dernière partie de ce chapitre qu'il est possible de placer une antenne spirale à une distance inférieure à 1/100ième de longueur d'un plan de masse à pertes, que l'antenne présente une très bonne adaptation d'impédance sur une bande de fréquences très large, que les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont stables et bien formés. En 1956, King a démontré théoriquement et vérifié expérimentalement que la distribution de courant sur des antennes linéaires de petites tailles est stationnaire [1]. Les travaux réalisés par Altshuler [2] ont montré que la distribution de courant est progressive jusqu'à l'emplacement d'une charge adaptée. Si

la charge adaptée est localisée avant l'extrémité de l'antenne, la distribution de courant sera progressive jusqu'à cette position et sera stationnaire entre l'extrémité et la charge. Le but pour notre application est de placer des charges à l'extrémité de l'antenne spirale pour obtenir une distribution de courant exclusivement progressive. Le fait de placer la charge adaptée avant l'extrémité de l'antenne et donc, de laisser une portion à ondes stationnaires, limite le comportement fréquentiel. Il existe différentes solutions dans la littérature pour concevoir des antennes à large bande passante, faible épaisseur et unidirectionnelle. Toutes ces solutions remplissent seulement une partie des spécifications requises, une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences. Dans ce deuxième chapitre nous fixons l'épaisseur de l'antenne à 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse, et nous étudions son comportement en présence de différentes charges.

1 Etat de l'art

1.1 Antenne spirale micro ruban

En 1991, Johnson Wang invente et développe l'antenne spirale micro-ruban [3], [4]. Cette antenne d'épaisseur relativement faible par rapport à la longueur d'onde, présente une bande passante en impédance et en rayonnement très large. De manière générale, les antennes micro-ruban sont caractérisées par une bande passante étroite. Pour rétablir le comportement large bande de l'antenne spirale micro ruban, Wang ajoute une couronne d'absorbant entre l'élément rayonnant et le plan de masse sur le dernier tour de la spirale. La géométrie de l'antenne est présentée sur la figure 2.1.

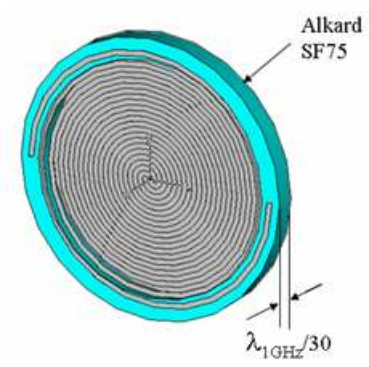


Figure 2.1 Géométrie de l'antenne spirale microruban chargée par une couronne d'absorbant

L'antenne est dimensionnée pour fonctionner à partir d'une fréquence minimale f=1GHz. Le diamètre de l'antenne est ∅=102.5mm. La largeur des brins rayonnants est w_{ant}=2.5mm, l'écart entre les brins est s_{ant}=2.5mm. Les caractéristiques de l'absorbant Alkard SF75 entre 0GHz et 15GHz sont : ε'=10, ε''=3, μ'=2, μ''=1. La figure 2.2 présente le module du coefficient de réflexion pour h_1=10mm et h_2=3mm, soit 1/30^{ième} et 1/100^{ième} de longueur d'onde à f=1GHz :

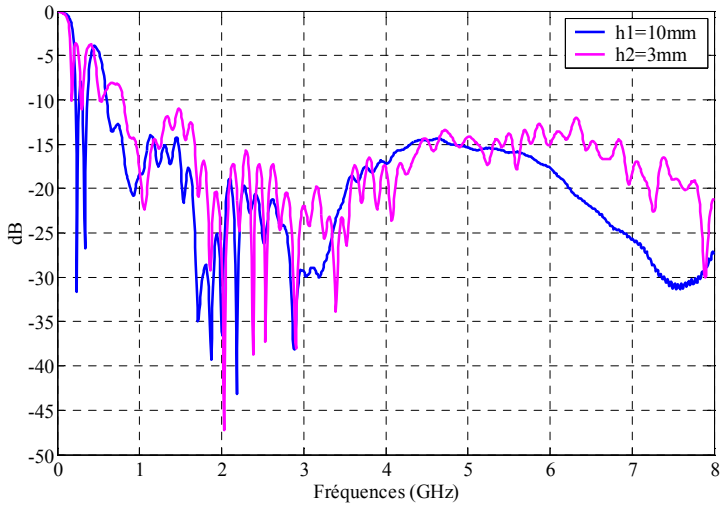


Figure 2.2 Module du coefficient de réflexion

L'antenne est bien adaptée sur une bande de fréquences supérieure à 8 1. En effet, lorsqu'une couronne d'absorbant est placée à l'extrémité, l'amplitude du courant en bout de brin est faible, il y a peu de courant réfléchi et donc l'antenne est bien adaptée. Un exemple de diagramme de rayonnement est présenté sur la figure 2.3 ci-dessous à f=6GHz:

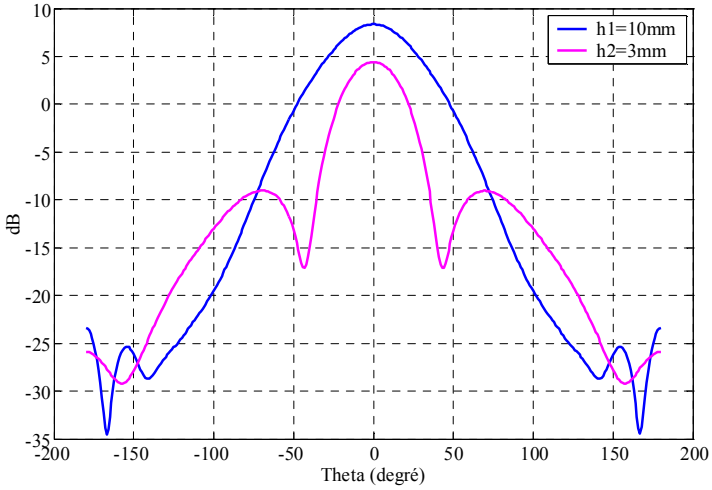


Figure 2.3 Exemple de diagramme de rayonnement à f= 6GHz dans le plan phi=135°

Nous constatons sur la figure 2.3 un creux important dans le lobe principal à f=6GHz lorsque l'épaisseur est égale à h_2=3mm. Lorsque l'épaisseur de l'antenne devient inférieure à $\lambda/30$, la couronne d'absorbant sur le dernier tour de la spirale ne permet pas d'obtenir un bon rayonnement. Pour expliquer le fonctionnement, considérons les distributions de courant de la figure 2.4 :

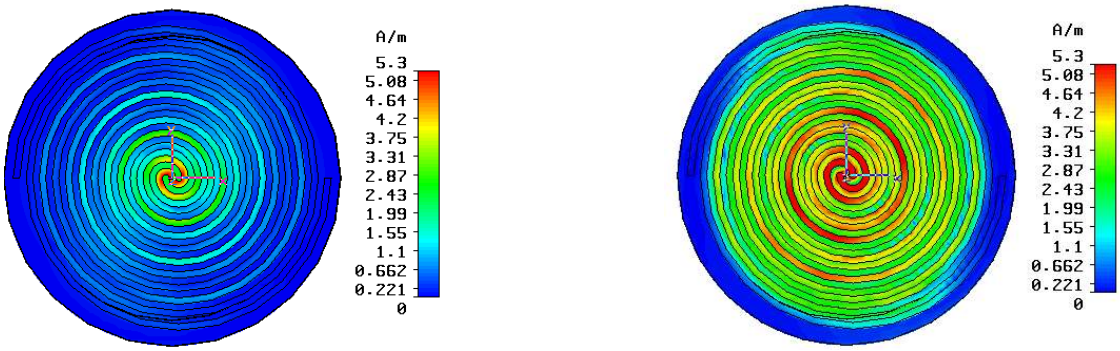


Figure 2.4 Distribution du courant sur l'antenne pour une épaisseur $h_1=\lambda_{1GHz}/30$ (à gauche) et $h_2=\lambda_{1GHz}/100$ (à droite) à f=6GHz

L'amplitude du courant reste élevée sur la quasi totalité de la structure pour une épaisseur égale à 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse. Lorsque le courant atteint le troisième anneau de rayonnement, l'amplitude du courant est encore élevé, le rayonnement correspondant à ce 3^{ième} anneau est généré. Pour remédier à ce problème, une solution consiste à étendre la couronne d'absorbant vers la zone d'alimentation mais cette solution nécessite une quantité importante de

matériaux absorbant, et par conséquent nous retrouvons les inconvénients cités dans le premier chapitre. L'antenne présentée dans ce paragraphe présente de bonnes performances pour une épaisseur supérieure ou égale à $\lambda / 30$.

1.2 Antenne spirale micro ruban chargée à l'extrémité par une résistance

Avec le développement des systèmes large bande, la demande s'est accrue en terme d'antenne ultra large bande (UWB en anglais), compacte, faible encombrement, légère, faible coût. Dans la plupart des applications utilisant la technologie UWB, on suppose que le rayonnement de l'antenne est soit omnidirectionnel, soit que la puissance rayonnée maximale est dirigée vers le récepteur. Une solution pour réaliser ces exigences est l'antenne spirale d'Archimède. Nous avons déjà montré qu'une antenne spirale d'Archimède microruban est totalement désadaptée lorsque son épaisseur est voisine de 1/100^{ième} de longueur d'onde. La solution proposée par Kinezos en 2003 [5] est inspirée des travaux de Altshuler sur les antennes à ondes progressives. En accord avec le principe de Rumsey, la fréquence basse de fonctionnement est définie par : $$f_{\min} = \frac{C_o}{2\pi r_{\max}\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (2.1)$$

Nous présentons la géométrie de l'antenne sur la figure 2.5 :

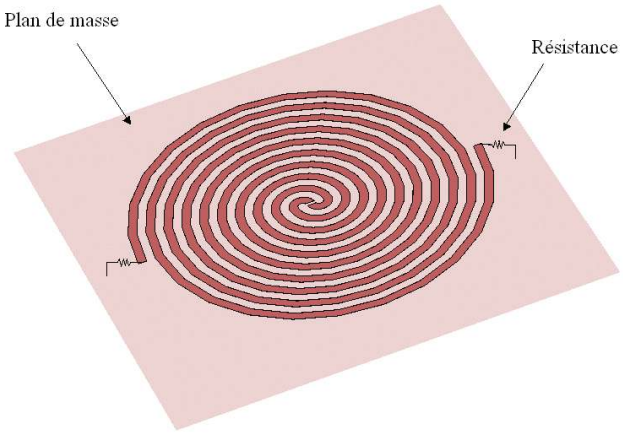


Figure 2.5 Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède monobrin chargée par une résistance

L'élément rayonnant de cette antenne était à l'origine une spirale d'Archimède mono-brin. Pour symétriser le rayonnement de l'antenne et pour être cohérent avec les autres solutions présentées

dans ce chapitre, nous analysons une antenne spirale d'Archimède à deux brins. Le brin rayonnant est assimilée à une ligne microruban d'impédance caractéristique z=135Ω. La résistance à l'extrémité de la spirale est une résistance CMS et permet d'adapter l'antenne sur une très large bande de fréquences. L'élément rayonnant est placé à une hauteur h=3mm au dessus du plan de masse.

Un taux d'ondes stationnaires inférieur à 2.5 est obtenu sur une bande passante supérieure à la décade. Le gain de l'antenne varie entre –10dB et 9dB. Nous traçons quelques digrammes de rayonnement sur la figure 2.6.

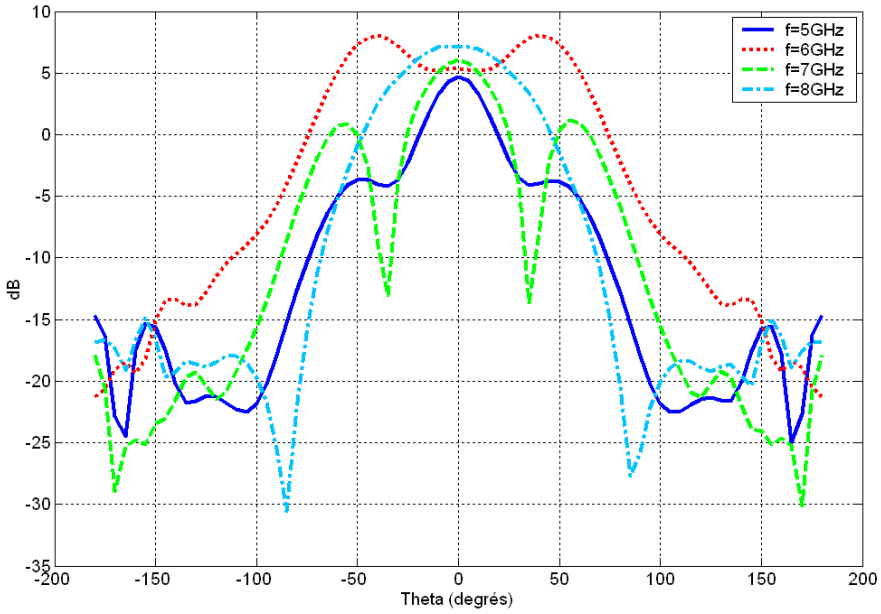


Figure 2.6 Rayonnement de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement sont instables. L'instabilité des diagrammes est due à l'excitation des modes d'ordre supérieur à 1.

1.3 Antenne spirale avec terminaison résistive

Dans le paragraphe 1.1, nous avons présenté l'antenne spirale microruban développée par Wang. Une autre solution consiste à insérer sur l'antenne une terminaison résistive [6]. Cette terminaison permet de supprimer la réflexion des ondes EM en bout de brin. Le modèle de Klopfenstein [7] permet de dimensionner la variation d'impédance optimale qui minimise la réflexion. Avec cette méthode, l'épaisseur de l'antenne est proche de $\lambda/30$, cette solution a l'avantage de ne pas utiliser de matériaux absorbants. En revanche, elle ne permet pas de réduire l'épaisseur de l'antenne au delà de $\lambda/30$. Lorsque l'épaisseur est inférieure à 1/30^{ième} de longueur d'onde, les diagrammes de rayonnement sont instables. D'autres solutions à base de méandre permettent également d'obtenir une bonne adaptation d'impédance [8]. Les caractéristiques des antennes présentées dans l'état de l'art sont résumées dans le tableau 2.1 ci-dessous :

Antennes	Dimensions	Bande passante	Gain	Commentaires
Antenne spirale microruban [3]	$\varnothing \approx 1.1\lambda_{max}/\pi$ $h=\lambda_{max}/30$	8:1	De 0dB à 6dB	-Matériaux absorbant -Diagrammes instables pour $h \leq \lambda_{max}/30$
Antenne spirale UWB [5]	$\varnothing=\lambda_{max}/\pi$ $h=\lambda_{max}/100$	>10:1	De –10dB à 9dB	-Rayonnement instable -Gain faible
Antenne spirale avec terminaison résistive [6]	$\varnothing=\lambda_{max}/\pi$ $h=\lambda_{max}/30$	5.3:1	De –7.5dB à 6 dB	-Difficile à réaliser -Diagrammes instables pour $h \leq \lambda_{max}/30$

Tableau 2.1 Etat de l'art

Chaque solution présentée dans ce bref état de l'art sur les antennes spirales chargées fait apparaître des inconvénients qui limitent leur intégration. Néanmoins, ces trois solutions sont très intéressantes pour des applications dont la bande de fonctionnement est inférieure à 3:1. Dans le paragraphe suivant, nous proposons de répartir des charges sur toute la longueur de l'antenne pour reformer les diagrammes de rayonnement et rétablir une bonne polarisation circulaire.

2 Antenne spirale d'Archimède à deux brins chargée sur toute la longueur par des résistances

Les différentes solutions décrites précédemment ne permettent pas la conception d'antenne d'épaisseur inférieure à 1/30^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse de la bande de fonctionnement. Lorsque l'épaisseur de l'antenne est inférieure à 1/30^{ième} de longueur d'onde, les solutions présentées dans le paragraphe précédent permettent obtenir une bonne adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences. En revanche, l'amplitude du courant reste élevée avant le dernier de tour de la spirale, par conséquent les diagrammes de rayonnement sont déformés. Pour concevoir une antenne spirale d'épaisseur proche de 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse, nous proposons d'insérer des résistances sur toute la longueur de l'antenne [9]. Le but ici est d'absorber les courants parasites qui génèrent le rayonnement de modes supérieurs à 1 (cf. chapitre I).

2.1 Géométrie de l'antenne

L'élément rayonnant de l'antenne est une spirale d'Archimède à deux brins. Le circuit rayonnant est placée à une hauteur h=1/100^{ième} de longueur d'onde à f=1GHz au dessus d'un plan conducteur. le diamètre externe de la spirale est ∅=102.5mm, la largeur des brins rayonnants est w_{ant}=2.5mm, et l'écart entre les brins rayonnants est s_{ant}=2.5mm. L'élément rayonnant est placée à une hauteur h=3mm soit 1/100^{ième} de longueur d'onde à f=1GHz.

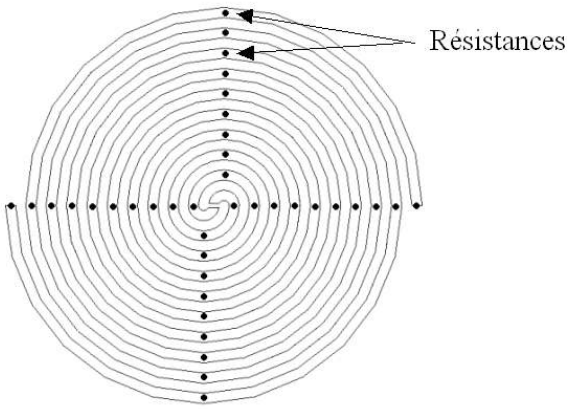


Figure 2.7 Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède chargée par des résistances

Les résistances sont placées en parallèle entre l'élément rayonnant et le plan de masse (nous avions lors d'une 1ère étude placé les résistances en série sur les brins rayonnants sans obtenir de bon résultats). Les résistances sont réparties sur toute la longueur de l'antenne. Le nombre et la valeur des résistances sont plus importants que leur position sur l'élément rayonnant. En effet, l'essentiel est de supprimer le courant à l'extérieur de la zone de rayonnement du mode m=1. Cette zone de rayonnement se déplace sur la spirale en fonction de la fréquence, il est donc difficile de favoriser une position plutôt qu'une autre.

2.2 Impédance de l'antenne

L'évolution du module du coefficient de réflexion est tracée en fonction de la valeur des résistances sur la figure 2.8 :

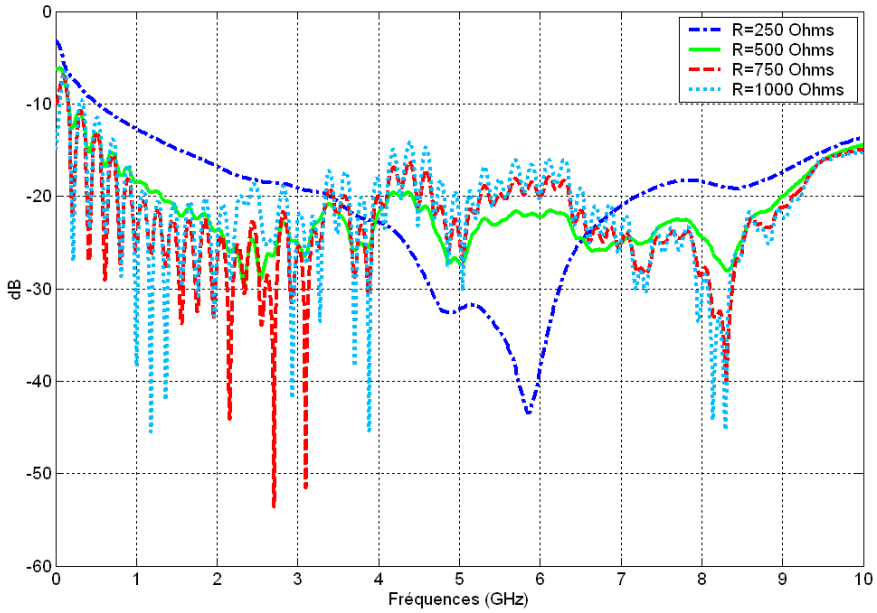


Figure 2.8 Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction des résistances

Plus les résistances sont faibles, meilleure est l'adaptation d'impédance. La bande passante en impédance est supérieure à la décade lorsque les résistances sont inférieures ou égales à R=2kΩ.

2.3 Rayonnement de l'antenne

Nous présentons sur les figures 2.9 et 2.10 quelques diagrammes de rayonnement dans les plan phi=0° et phi=90° lorsque la valeur des résistances est R=500Ω.

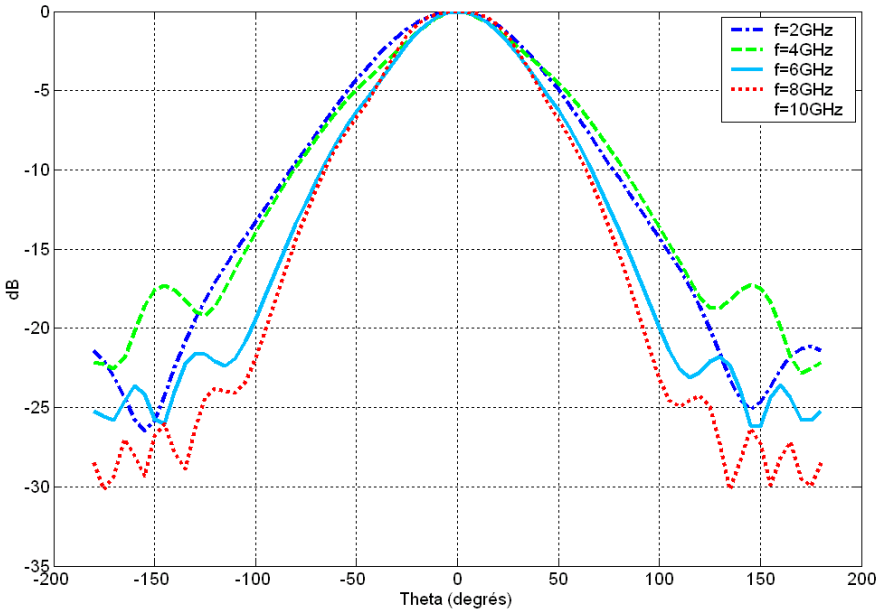


Figure 2.9 Diagrammes de rayonnement dans le plan phi=0°

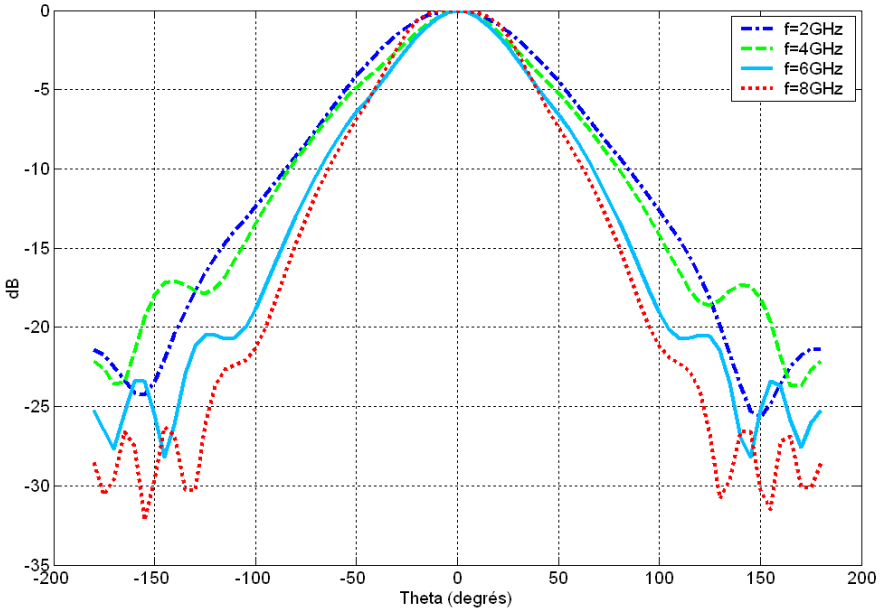


Figure 2.10 Diagrammes de rayonnement dans le plan phi=90°

Les diagrammes de rayonnement pour R=500Ω sont bien formés et stables, ils présentent une bonne symétrie de révolution. Nous traçons sur la figure 2.11 l'évolution du gain de l'antenne en fonction de la valeur des résistances :

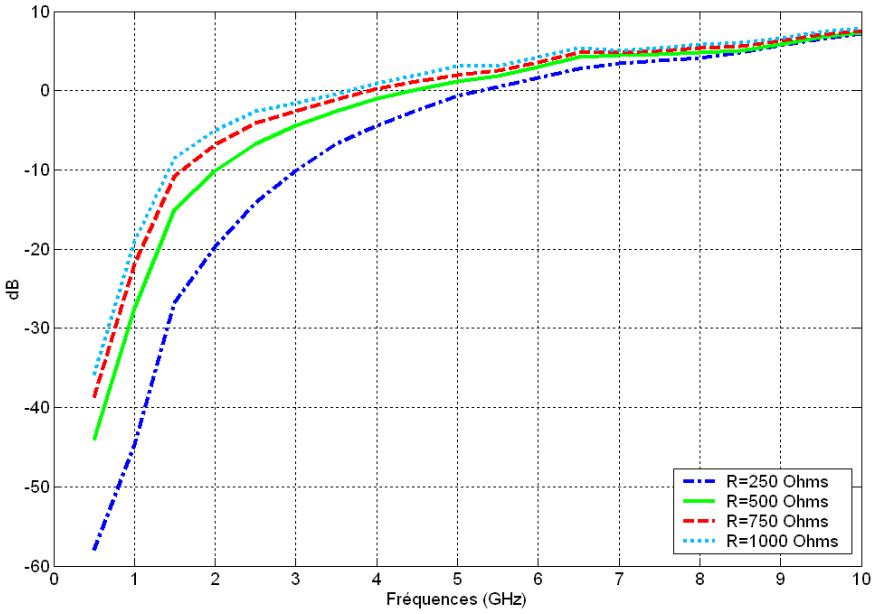


Figure 2.11 Evolution du gain en fonction des résistances

Le courant qui se propage de la zone d'alimentation vers l'extrémité de l'antenne est absorbé dans les différentes résistances. Par conséquent, l'amplitude du courant qui atteint les zones de rayonnement correspondant aux basses fréquences est très faible. Le gain de l'antenne est donc très faible aux fréquences basses. Les résistances étant placées à l'extérieur de la zone de rayonnement de la fréquence supérieure de la bande de fonctionnement, le gain à cette fréquence est comparable au gain d'une antenne spirale sans charge. Pour améliorer le gain aux fréquences basses, il faut augmenter la valeur des résistances. Si la valeur des résistances est trop élevée, la qualité des diagrammes de rayonnement est moins bonne. Lorsque R=500Ω, les diagrammes sont bien formés et stables, le gain à la fréquence basse est égal à –28dB. Cette valeur de résistance est le meilleur compromis entre une bonne qualité de rayonnement et gain à la fréquence basse pas trop faible. L'évolution du taux d'ellipticité de l'antenne est tracée sur la figure 2.12 pour des résistances variant entre R=250Ω et R=1kΩ.

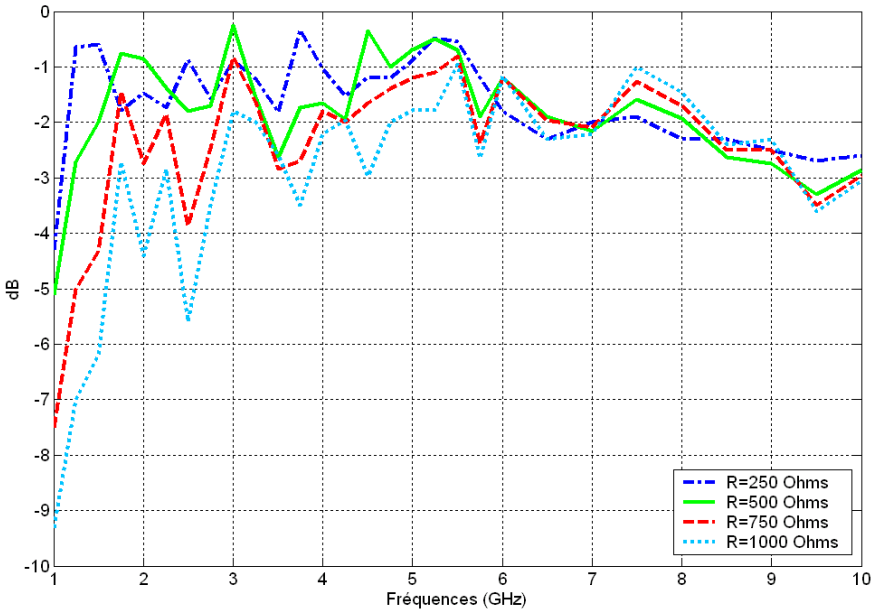
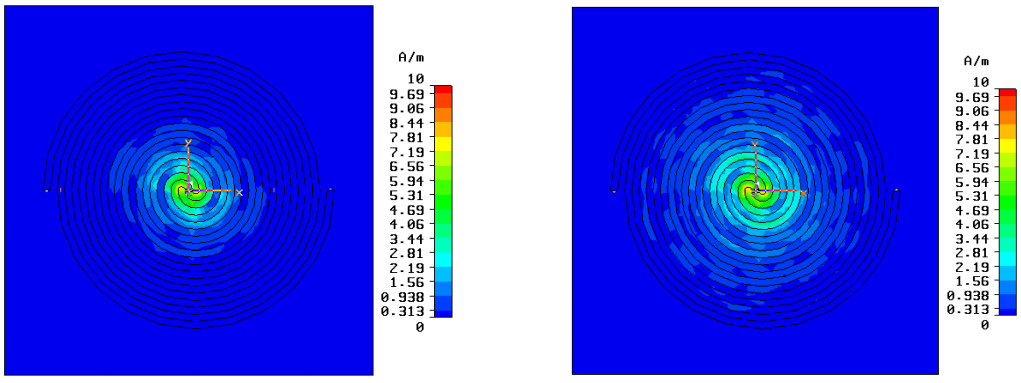
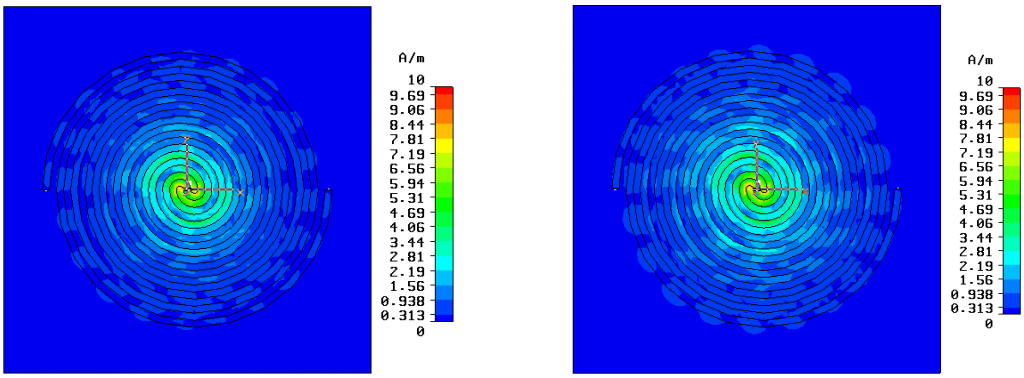


Figure 2.12 Taux d'ellipticité en fonction de la valeur des résistances (courbes tracées avec un pas de 250MHz)

On observe sur la figure 2.12 que plus les résistances sont élevées, moins bonne est la polarisation de l'antenne. En effet, la meilleure polarisation circulaire est obtenue pour R=250Ω. La distribution du courant sur l'antenne pour différentes valeurs de résistances est présentée sur la figure 2.13 :



R=250Ω R=500Ω



R=750Ω R=1kΩ

Figure 2.13 Evolution de la répartition des courants sur l'antenne à f=10GHz en fonction de la valeur des résistances de charge

Les distributions de courant représentées sur la figure 2.13 montrent que lorsque la valeur des résistances augmente, l'atténuation du courant est plus faible. Le courant à l'extérieur des zones de rayonnement augmente et la qualité des diagrammes de rayonnement se dégrade. De plus, l'amplitude du courant à l'extrémité de l'antenne est plus grande, ce qui implique un courant réfléchi plus important et donc une moins bonne polarisation circulaire. L'insertion de résistances sur toute la longueur de l'antenne permet de restaurer l'adaptation d'impédance et une bonne polarisation circulaire sur une bande de fréquence très large. Le choix de la valeur des résistances est très important, le meilleur compromis pour réaliser une antenne bien adaptée, avec un rayonnement stable et une bonne polarisation circulaire est R=500Ω. En revanche cette solution entraîne une importante chute de gain aux fréquences basses de la bande de fonctionnement. Dans le paragraphe suivant, nous remplaçons les résistances, qui dissipent une puissance constante quelle que soit la fréquence par des filtres passe-bas.

3 Antenne spirale d'Archimède à deux brins chargée filtres passe-bas

Les modes de rayonnement d'ordres supérieurs à 1 sont générés par des courants parasites situés à l'extérieur des zones de rayonnement du mode m=1. L'insertion de résistances sur toute la longueur de l'antenne permet de réduire l'amplitude de ces courants et donc de supprimer le rayonnement de ces modes. La déformation des diagrammes liée au rayonnement des modes supérieurs apparaît pour les fréquences supérieures à $3f_{min}$, f_{min} étant la fréquence inférieure de la bande de fonctionnement.

En d'autres termes, l'insertion de résistances permet de réduire l'amplitude des courants parasites, mais également l'amplitude des courants de fréquences inférieure à $3f_{min}$. Ce qui entraîne une importante chute de gain aux fréquences basses. Dans ce paragraphe, l'idée est de remplacer les résistances par des filtres passe-bas pour empêcher la propagation des courants parasites uniquement et donc améliorer le gain aux fréquences basses. Nous montrons dans le paragraphe suivant que cette solution ne fonctionne pas.

3.1 Analyse de la distribution du courant sur l'antenne

Nous montrons sur la figure 2.14 la distribution de courant à f=10GHz sur une antenne spirale d'Archimède à deux brins chargée par un filtre passe-bas de type RC. La fréquence de coupure du filtre est définie par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (2.1)$$

Cette fréquence de coupure est fixée à f=3GHz. Il n'est pas utile d'empêcher la propagation des courants de fréquence inférieure à 3GHz car l'antenne est trop courte pour générer des modes de rayonnement d'ordre supérieur à 1. La résistance du filtre est R=1Ω et la capacité C=53pF. Le filtre est placé à l'extérieur de la zone de rayonnement du mode m=1 à la fréquence supérieure de la bande de fonctionnement.

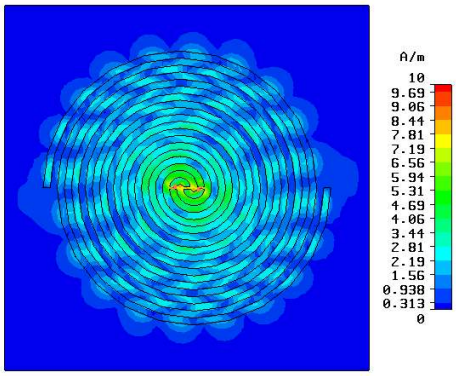


Figure 2.14 Distribution du courant à f=10GHz d'une antenne spirale microruban chargée par un filtre passe-bas

Nous constatons sur la distribution de courant sur l'antenne à f=10GHz, que l'amplitude du courant est élevée sur la quasi-totalité de l'antenne. Le filtre passe-bas permet d'atténuer la propagation du courant sur le brin rayonnant. En revanche, la propagation du courant sur le plan de masse induit un courant parasite sur le circuit rayonnant qui ne peut être supprimé par le filtre passe-bas. Cette solution ne permet donc pas de supprimer le rayonnement des modes supérieurs à 1. L'insertion de filtre passe-bas le long des brins rayonnant apparaît ici comme un échec sur les performances obtenues. En revanche, cette étape a permis de déterminer l'origine « des courants parasites » et a jouée un rôle prépondérant sur l'orientation des travaux.

4 Antenne spirale placée au-dessus d'un plan de masse à pertes

Nous avons montré dans le chapitre I, qu'une antenne spirale placée à une distance faible d'un plan conducteur génère un rayonnement instable. Dans le paragraphe précédent, l'analyse des courants sur une antenne spirale chargée par filtres passe-bas a permis de déterminer la cause initiale des problèmes. A savoir, que la détérioration du rayonnement et de la désadaptation de l'antenne est liée à la propagation des courants sur le plan de masse. Dans cette partie, nous analysons les performances d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins placée à une hauteur inférieure à $1/100^{ième}$ de longueur d'onde au dessus d'un plan de masse à pertes. L'élément rayonnant est dimensionné pour fonctionner à partir de f=1GHz. Ses caractéristiques sont les mêmes que dans le paragraphe précédent. Le « plan de masse » est caractérisé par une très faible conductivité σ=1S/m. Un matériaux dont la conductivité est de l'ordre de 1S/m n'est pas un conducteur. Il s'agit d'un matériaux diélectrique à pertes. Pour supprimer la totalité du rayonnement arrière, il faudrait en pratique utiliser un matériaux d'une certaine épaisseur. Cependant, une utilisation détournée du logiciel Microwave-Studio (MWS) a permis d'arriver au même résultat en utilisant un matériaux à pertes d'épaisseur très fine. Il est important de noter ici que les résultats issus de MWS n'ont pas d'explication physique.

4.1 Impédance de l'antenne

La figure 2.15 présente le module du coefficient de réflexion d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins placée à une hauteur h=1.8mm d'un plan de masse non conducteur :

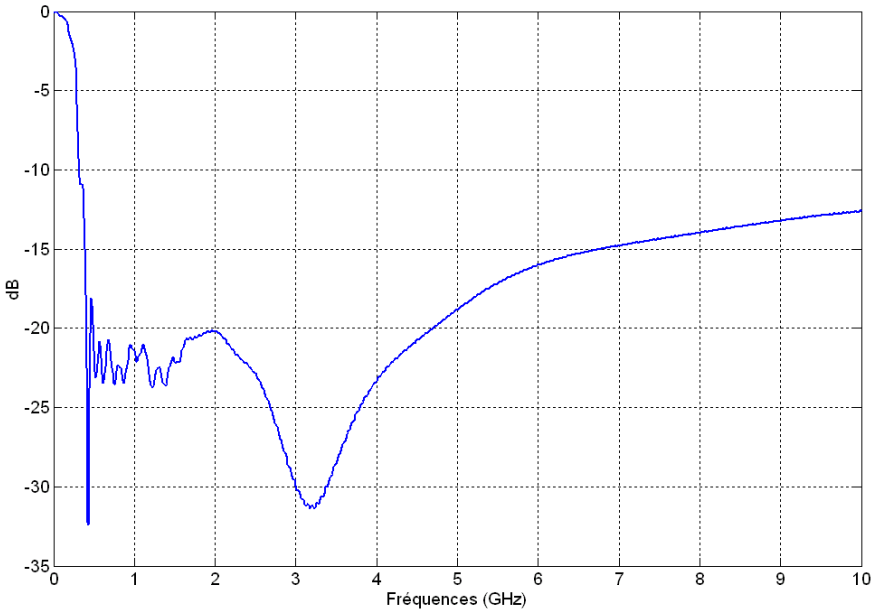


Figure 2.15 Module du coefficient de réflexion d'une antenne spirale placée à une hauteur h=1.8mm d'un plan de masse à pertes

Lorsque l'antenne spirale est placée au dessus d'un plan de masse à pertes, son impédance s'apparente à celle d'une antenne spirale en espace libre. Le courant qui se propage de la zone d'alimentation vers l'extrémité de la spirale décroît exponentiellement. Lorsqu'il atteint l'extrémité de l'antenne, son amplitude est très faible. Ainsi il n'y a pas de courant réfléchi et donc l'antenne est très bien adaptée.

4.2 Rayonnement de l'antenne

Les figures présentent quelques diagrammes de rayonnement dans les plans de coupe phi=0° et phi=90° :

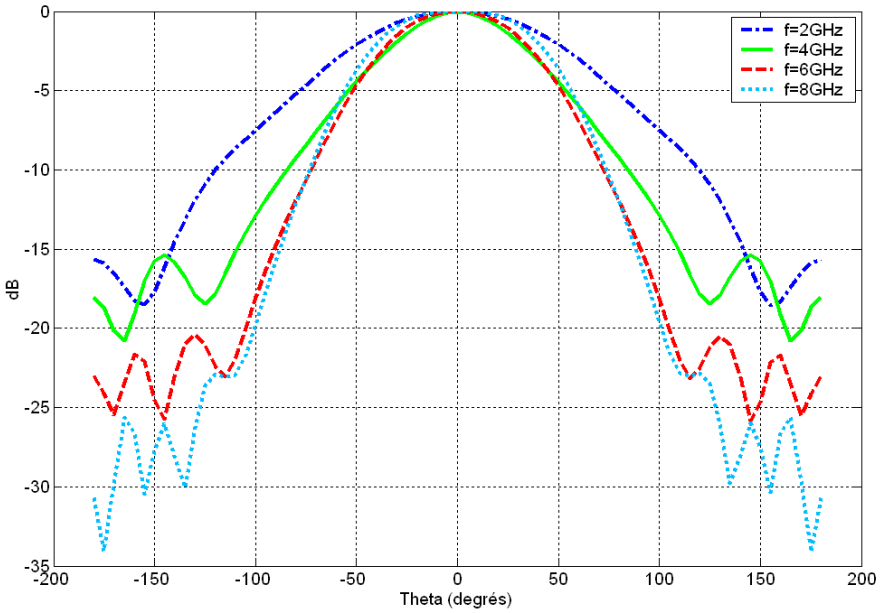


Figure 2.16 Diagramme de rayonnement dans le plan phi=0°

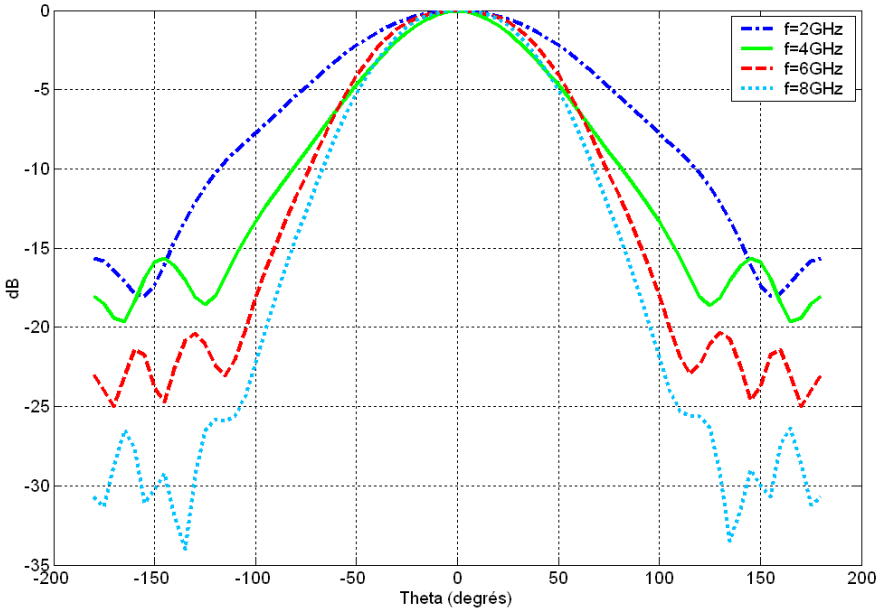
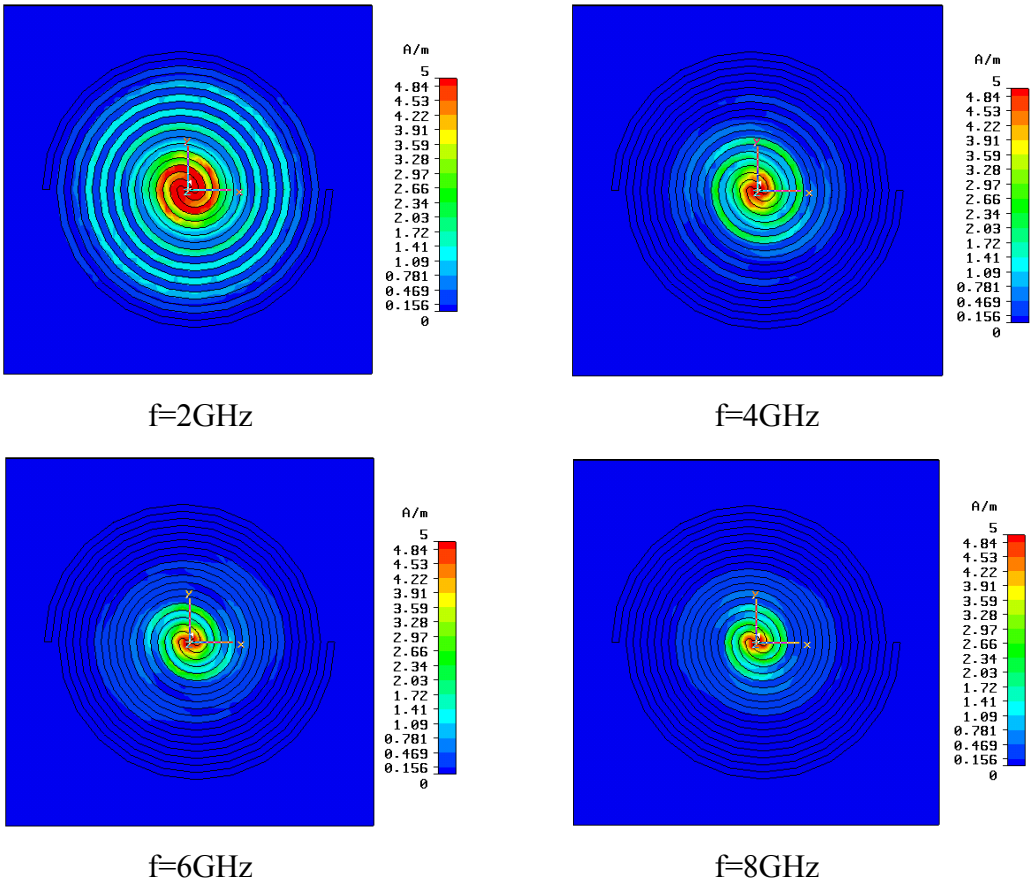


Figure 2.17 Diagramme de rayonnement dans le plan phi=90°

On observe sur les figures 2.16 et 2.17 une très bonne stabilité et une très bonne symétrie de révolution. Pour justifier la forme des diagrammes, nous montrons les distributions de courants sur l'antenne aux fréquences correspondantes :



f=2GHz f=4GHz

f=6GHz f=8GHz

Figure 2.18 Distribution du courant sur une antenne spirale d'Archimède placée à 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse au dessus d'un plan de masse à pertes

Nous constatons que le courant sur le plan de masse reste localisé à l'intérieur des zones de rayonnement et qu'à l'extérieur de ces zones le courant décroît très rapidement. Avec un plan de masse à pertes, le courant sur l'aérien est similaire au courant sur une antenne spirale en espace libre, ceci explique que seul le mode m=1 est rayonné par l'antenne. Le gain de l'antenne est tracé sur la figure 2.19 :

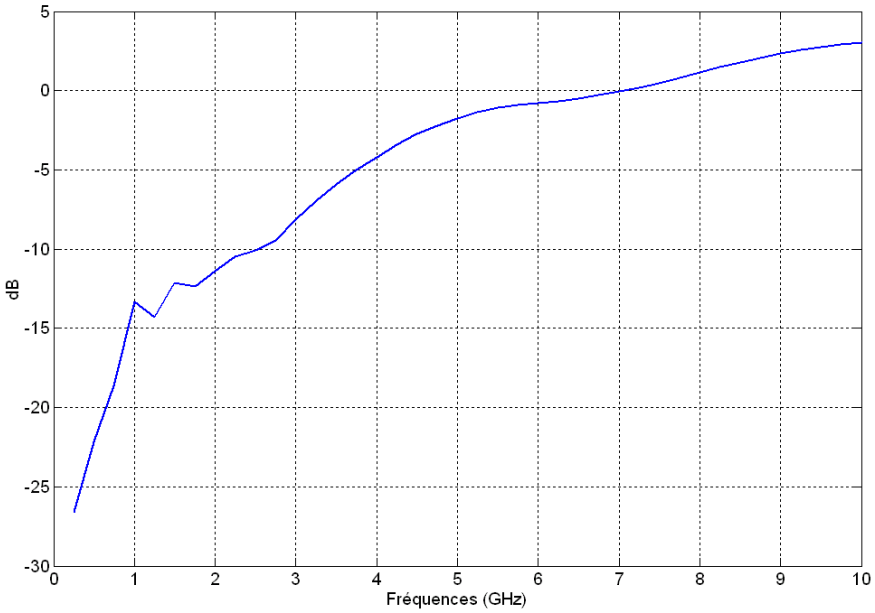


Figure 2.19 Gain d'une antenne spirale d'Archimède placée à 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse au dessus d'un plan de masse à pertes

Le gain de l'antenne croît avec la fréquence. Le gain à f=1GHz est égal à –13dB. Ce gain est relativement faible, mais nettement supérieur au gain de l'antenne spirale chargée par résistances. Dans ce paragraphe nous avons montré qu'en supprimant la propagation des courants sur le plan de masse, le comportement large bande de l'antenne est restauré. L'antenne présente alors une bonne adaptation d'impédance sur une bande passante supérieure à la décade. Son rayonnement est stable, le gain de l'antenne est similaire au gain d'une antenne spirale chargé par une cavité absorbante. La difficulté réside désormais dans la réalisation d'un plan de masse à pertes ou haute impédance.

5 Conclusion

Après un bref état de l'art sur les antennes spirales chargées, nous avons analysé les caractéristiques d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins chargée par des résistances. Les résistances sont disposées entre l'élément rayonnant et le plan de masse pour supprimer les courants parasites. Nous avons montré qu'avec ces résistances, une bonne polarisation circulaire est réalisée sur une bande de fréquences très large. Les diagrammes de rayonnement sont bien formés car le courant sur l'antenne

reste localisé à l'intérieur des zones de rayonnement du mode m=1. L'inconvénient majeur de cette solution est le gain aux fréquences basses. L'étude d'une antenne spirale chargée par un filtre passe-bas située à l'extérieur de la zone de rayonnement de la fréquence supérieure de la bande de fonctionnement a permis de déterminer la cause initiale des problèmes. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons montré qu'en supprimant la propagation des courants sur le plan de masse, il était possible de réaliser une antenne à très large bande passante, de très faible épaisseur. Le rayonnement de l'antenne est alors très stable et une bonne polarisation circulaire est mis en évidence.

6 Références

[1] R.W.P King, «The theory of linear antennas», Harvard University, Cambridge, MA, 1956.

[2] E. Altshuler, «The travelling wave linear antenna», IRE Transaction on Antennas and Propagation, July 1961, pp.324-329.

[3] J.J.H Wang, V.K. Tripp, «Design of multioctave spiral-mode microstrip antennas», IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.39, n°3, March 1991.

[4] J.J.H. Wang, V.K. Tripp, «Multioctave microstrip antenna», U.S. Patent 5,313,216 May 17, 1994.

[5] C. Kinezos, «Ultra-wideband circular polarized microstrip archimedean spiral antenna loaded with chip-resistor», IEEE Int. Symposium on Antennas and Propagation, Vol.3, pp612-615, 2003.

[6] M.W. Nurnberger, J.L. Volakis, «Extremely broadband slot spiral antenna with shallow reflecting cavities», Electromagnetics, pp.357-376, 2000.

[7] R.W. Klopfenstein, «A transmission line taper of improved design», Proceeding of the IRE, Vol.44, pp.31-35, 1956.

[8] D.S. Filipovic, J.L. Volakis, «Broadband meanderline slot spiral antenna», Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, Vol.149, Issue 2, April 2002, pp.98–105.

[9] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B. Perpere, «Archimedean Microstrip Spiral Antenna Loaded by Chip Resistors Inside Substrate», IEEE Int. Symposium on Antennas and Propagation, Vol.1, pp.1066-1069, june 2004.

Chapitre III.

Analyse d'une antenne spirale à proximité d'un réflecteur à bande interdite EM

Nous avons montré dans le chapitre précédent qu'en supprimant la propagation des courants de surface sur le plan de masse, l'antenne se comporte comme une antenne spirale imprimée en espace libre. Le courant qui se propage sur les brins de la spirale décroît de nouveau exponentiellement. L'antenne présente alors une bonne adaptation d'impédance sur une bande passante très large, supérieure à la décade et un rayonnement stable sur toute la bande passante. Pendant de nombreuses années, les conducteurs électriques ont été les seuls matériaux disponibles comme réflecteurs pour les antennes. Cependant de récentes études ont montré que des plans de masse à haute impédance pouvaient être une solution intéressante [1], [2], [3]. Dans une bande de fréquences dite interdite, les structures haute impédance éclairées par une onde incidente génèrent des courants images et une réflexion en phase avec l'onde incidente à l'inverse des surfaces conductrices. De plus, les ondes de surface sont supprimées alors qu'elles se propagent sur une surface conductrice. En modifiant la surface métallique initiale, il est possible de modifier ses propriétés radiofréquences. En effet, en appliquant à cette surface des « textures » spécifiques, une surface haute impédance peut être réalisée. Ce nouveau type de surface apparaît comme une solution très attractive pour la miniaturisation des antennes. Dans ce chapitre, après un état de l'art sur les matériaux à bande interdite photonique, nous analyserons le comportement d'une antenne spirale à proximité d'une surface haute impédance (SHI) bien connue, la SHI de Sievenpiper. Nous montrerons les limitations de cette structure en terme de

bande passante et d'encombrement. Enfin nous présenterons une nouvelle structure à large bande interdite EM originale qui permet la réduction de l'épaisseur des antennes à large bande passante. Cette dernière structure fera l'objet d'une étude détaillée. Deux prototypes ont été réalisés pour valider les résultats de simulations. La nouvelle structure à large BIE a fait l'objet d'un dépôt de brevet [4].

1 Etat de l'art sur les matériaux à bande interdite

Les matériaux à bande interdite photonique (BIP) ont suscité un vif intérêt depuis leur invention par le Professeur Eli Yablonovitch à la fin des années quatre-vingts [5]. Il a démontré théoriquement et expérimentalement que ces matériaux périodiques possédaient des fréquences pour lesquelles aucun mode de propagation n'existait. Il a d'ailleurs donné son nom à la plus célèbre des structures BIP 3D : la Yablonovite. Ce matériau possède la plus large des bandes interdites quel que soit l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique et il se rapproche de la structure parfaite appelée diamant.

Par analogie avec la bande d'énergie interdite caractérisant les réseaux cristallins atomiques, les structures BIP possèdent une bande de fréquence interdite où aucune onde EM ne peut se propager. Ce type de structure est l'extension à plusieurs dimensions de structures périodiques bien connues comme les miroirs de Bragg, les diélectriques artificiels, les grilles métalliques ou encore les surfaces sélectives en fréquences. Ces matériaux présentent pour les ondes EM des propriétés physiques intéressantes en terme de propagation à la fois dans le domaine de l'optique mais aussi dans le domaine des micro-ondes et plus particulièrement dans celui des antennes. Quelques structures présentent dans certaines conditions des propriétés physiques innovantes qui n'existent pas dans la nature, comme une permittivité ou encore une perméabilité négative. Ces nouveaux matériaux appelés matériaux « main gauche » ou métamatériaux suscitent chez les physiciens un engouement certain. Dans les bandes de fréquences qui nous intéressent, nous parlons de matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE).

1.1 Historique

Le tout premier matériau BIP ou cristal photonique a été réalisé sans le savoir par le physicien William Laurence Bragg en 1915. Ce dernier a réussi par l'empilement périodique de couches transparentes à indices de réfraction différents à réfléchir 99.5% de l'énergie incidente. Ce résultat s'explique par de multiples réflexions à l'intérieur même de chaque interface (voir figure 3.1). Elles sont constructives

pour une épaisseur particulière des différentes couches. Ceci est possible si l'onde incidente est proche de l'incidence normale.

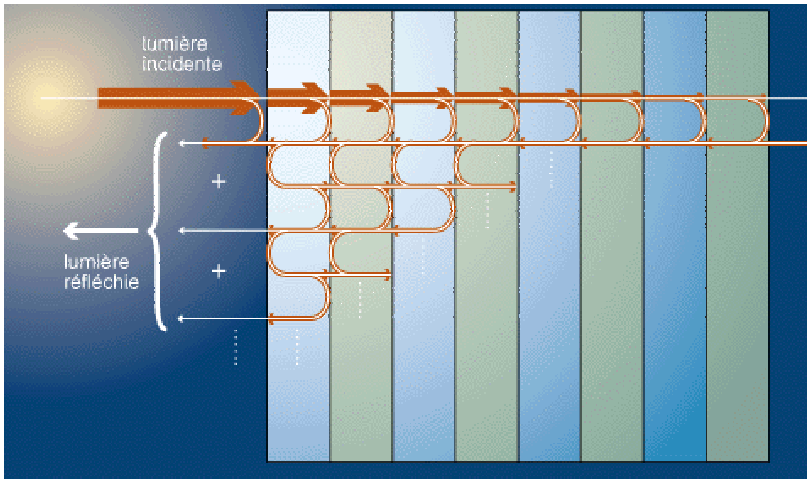


Figure 3.1 *Principe du miroir de Bragg*

Ces matériaux dont la constante diélectrique est structurée de manière périodique possèdent des fréquences pour lesquelles aucun mode ne peut se propager à l'intérieur du matériau, ces fréquences forment une bande interdite. Ces structures périodiques à une dimension sont déjà connues sous le nom de miroir de Bragg. Depuis, E. Yablonovitch a eu l'idée d'étendre leur fonctionnement à plusieurs dimensions.

1.2 Description des matériaux BIE

Les matériaux BIE sont des structures périodiques de matériaux diélectriques ou métalliques conçues pour modifier la propagation des ondes EM. L'équation de propagation d'ondes électromagnétiques dans de telles structures est tout à fait semblable à l'équation de Schrödinger qui décrit la fonction d'onde d'un électron dans un cristal solide. Cette similitude implique l'apparition de bandes interdites et permises pour les photons, par analogie avec les bandes de valence et de conduction pour les électrons. Les propriétés optiques de transmission, réflexion et de dispersion d'un matériau ainsi structuré se trouvent complètement modifiées. La périodicité de ces matériaux peut exister dans une, deux ou trois dimensions de l'espace (figure 3.1).

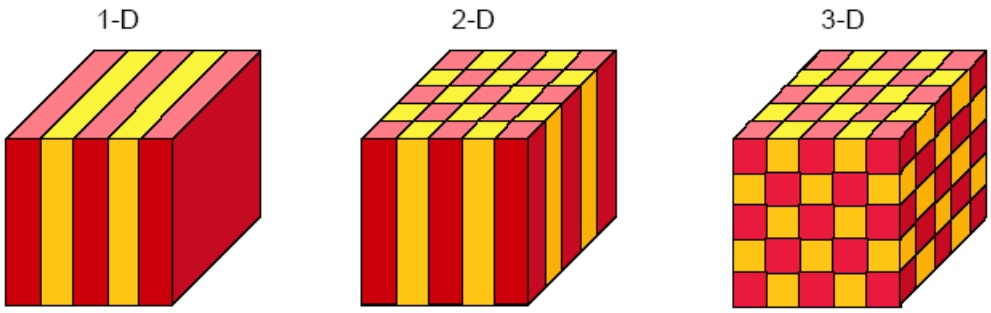


Figure 3.2 *Structures périodiques 1D, 2D, 3D*

Les cristaux photoniques offrent la propriété d'interdire la propagation des ondes électromagnétiques si la fréquence est comprise dans une bande interdite. Cette bande interdite dépend des permittivités pour les matériaux BIP diélectriques, des dimensions et de la forme des volumes élémentaires, de la nature du réseau, de la périodicité, de l'angle d'incidence et de la polarisation de l'onde EM incidente. Une autre caractéristique de ces structures périodiques est la faculté d'autoriser des modes de propagation dans la bande interdite si un désordre est localement introduit dans le réseau périodique. Ce désordre peut être obtenu par la modification de la constante diélectrique d'un ou de plusieurs volumes élémentaire. Pour ces modes de défauts, les champs EM sont très fortement concentrés autour du défaut.

On peut classer les structures qui utilisent les matériaux BIE en deux familles :

1) Celles qui utilisent la périodicité des motifs :

- ✓ Les antennes : L'utilisation de matériaux BIE permet d'améliorer l'efficacité, la directivité.

- ✓ Les filtres : L'application des matériaux BIE dans le plan de masse d'une ligne permet d'éliminer les ondes de surface en introduisant une impédance de surface importante. Plus le nombre de motif est grand, plus la bande rejetée est « profonde » et large.

- ✓ Les structures cristallines artificielles : Le but est d'empêcher la propagation de l'onde quel que soit l'angle d'incidence de l'onde excitatrice.

2) Celles qui utilisent la périodicité des motifs et des ruptures de périodicité :

- ✓ Les filtres très sélectifs : La rupture de périodicité permet la transmission de l'onde dans la bande interdite à une fréquence précise, fonction de cette rupture.

- ✓ Les guides : Un « couloir » est créé au milieu du réseau périodique, l'onde le suit comme dans le cas d'un guide.

- ✓ Les coupleurs : En ajoutant à deux guides parallèles une jonction commune, associée avec des éléments actifs, on peut orienter l'onde dans les guides voulus.

Cette liste n'est pas exhaustive. La mise en oeuvre d'éléments actifs dans les structures BIE permet aujourd'hui de nombreuses modifications et utilisations multiples d'une même structure. De nombreuses applications ont été développées tout d'abord dans le domaine de l'optique, puis dans celui des fréquences centimétriques et millimétriques, les réalisations étant plus aisées. Nous montrons sur la figure 3.3 un résumé des applications des métamatériaux.

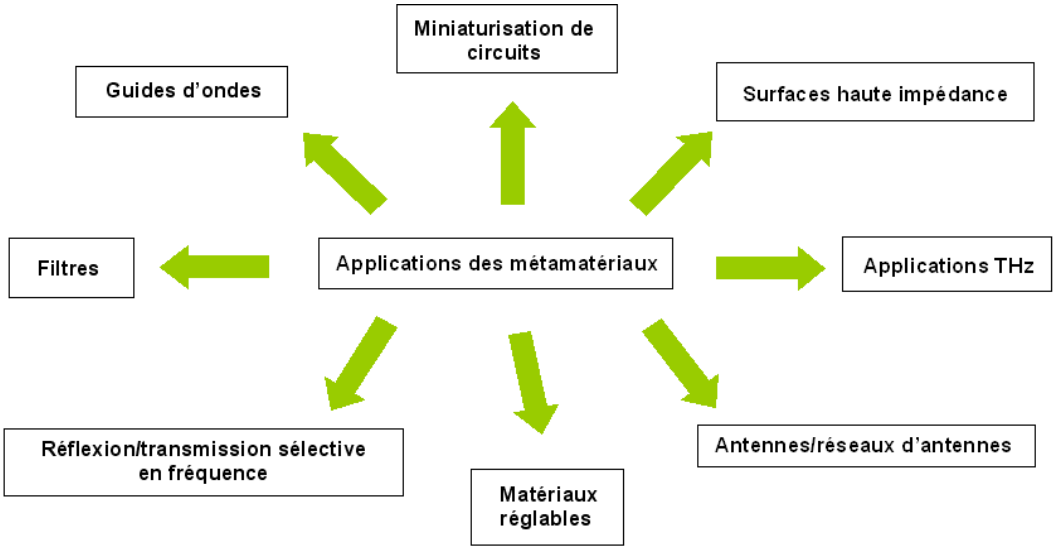


Figure 3.3 Applications des métamatériaux

Parmi toutes les applications potentielles des métamatériaux, nous nous intéressons aux surfaces haute impédance en tant que substrat ou réflecteur pour les antennes.

1.3 Substrats BIE pour les antennes

C'est en 1993 que les matériaux BIP ont été utilisés comme substrat pour des antennes planaires [6]. Les auteurs se sont intéressés au rayonnement d'une antenne papillon lorsque celle-ci est implémentée sur un cristal photonique (CP) 3D de type Yablonovite, dont la géométrie est montrée sur la figure 3.4.

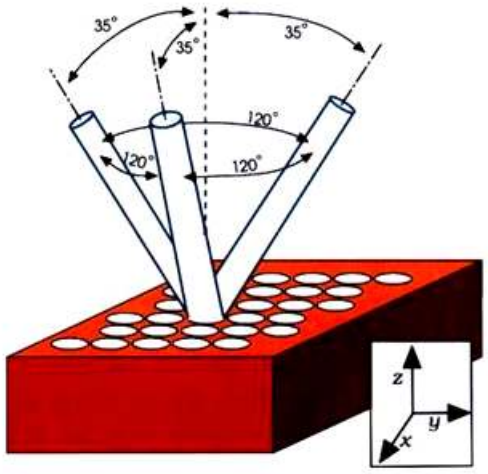


Figure 3.4 *Yablonovite*

Bien que le diagramme de rayonnement dans le plan E de l'antenne laisse apparaître des lobes secondaires, ils ont montré que le rayonnement est principalement concentré dans l'air et non pas dans le substrat. Cela étant, la fabrication du cristal reste complexe du fait d'un usinage 3D. C'est pourquoi d'autres géométries ont été proposées pour réaliser des substrats d'antennes à CP. Ces nouvelles structures entrent dans la famille des surfaces haute impédance. Nous présentons ci-dessous deux types de SHI, les surfaces corruguées et la surface de Sievenpiper.

1.4 Les surfaces corruguées [1], [7]

Le principe des surfaces haute impédance peut être expliqué en examinant des structures similaires, les surfaces corruguées. De nombreux auteurs ont étudié ce type de structure et publié de nombreux articles sur le sujet [8], [9]. Une surface corruguée est une couche de métal dans laquelle des fentes ont été découpées périodiquement et transversalement à la direction de propagation. Si la dimension est suffisamment grande et le nombre de fentes par longueur d'onde est grand, alors la structure se

comporte comme une surface haute impédance. Grâce à ces deux hypothèses, il est possible de déterminer l'impédance de l'onde se propageant suivant la direction Oz en calculant le rapport entre le champ électrique et le champ magnétique.

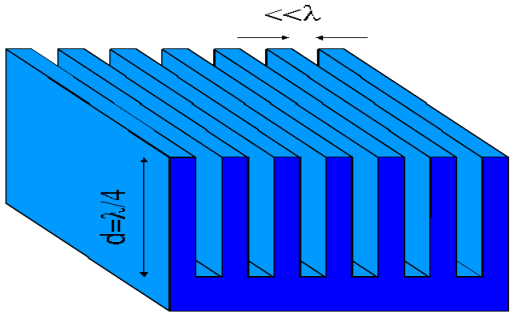


Figure 3.5 *Surface corruguée*

L'analyse de ce problème peut être simplifiée en assimilant chaque fente à une ligne de transmission formée par ses deux conducteurs adjacents. En supposant une onde sinusoïdale se propageant sur la ligne représentée en figure 3.6, de x=d vers x=0. Une partie de cette onde est réfléchie par la discontinuité, entraînant ainsi des ondes stationnaires, formées d'une onde incidente 'I' et d'une onde réfléchie 'R'.

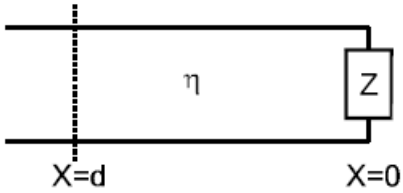


Figure 3.6 *Ligne de transmission chargée en x=0 par une impédance Z*

Alors, les champs électrique et magnétique en tout point de la ligne peuvent s'écrire (le terme $e^{j\omega t}$ étant sous-entendu) :

$$E(x) = E_I e^{jkx} + E_R e^{-jkx} \qquad (3.1)$$

$$H(x) = H_I e^{jkx} + H_R e^{-jkx} \qquad (3.2)$$

La condition limite en x=0 est une impédance Z :

$$\frac{E_{Total}(x=0)}{H_{Total}(x=0)} = Z \qquad (3.3)$$

Les champs pour chaque onde sont reliés par l'impédance du guide :

$$\left|\frac{E_I(x)}{H_I(x)}\right| = \left|\frac{E_R(x)}{H_R(x)}\right| = \eta \qquad (3.4)$$

La discontinuité étant un court-circuit en x=0 pour les surfaces corruguées, et en relation avec l'équation (1.4), les champs électrique et magnétique sont opposés après réflexion :

$$E_R(0) = -E_I(0) \qquad (3.5)$$

En combinant les équations (3.1), (3.2) et (3.5), l'impédance ramenée en d s'écrit :

$$\frac{E_{Total}(d)}{H_{Total}(d)} = \frac{E_I e^{jkd} - E_I e^{-jkd}}{H_I e^{jkd} + H_I e^{-jkd}} \qquad (3.7)$$

Soit : $Z = j\eta \tan(kd)$ (3.8)

Où η et k sont respectivement l'impédance de l'onde et le vecteur d'onde. Lorsque kd<π/2 l'impédance sera inductive, dans le cas contraire capacitive. En revanche, si la longueur d est fixée au quart de la longueur d'onde, la structure est équivalente à une SHI. Autrement dit, le court-circuit vu à une distance λ/4 est perçu par l'onde de surface comme un circuit ouvert conduisant alors à une impédance de surface élevée. Nous retrouvons ce type de surface dans de nombreuses applications. Un exemple bien connu est l'antenne cornet corrugué. Lorsque ce type de surface est placé sur les parois internes d'une antenne cornet, la propagation des ondes de surface est réduite, ce qui conduit à un diagramme de rayonnement plus directif et à des niveaux de lobes secondaires plus bas que pour un cornet sans corrugation [10].

De nombreuses structures ont été développées en laboratoire, qui, dans certaines conditions présentent une impédance de surface élevée, parmi toutes ces structures, on peut citer par exemple les cristaux photoniques ultra-compacts (UC-PBG en anglais) inventés par le Professeur Tatsuo Itoh [2] ou encore la SHI de Sievenpiper [1], structure que nous allons décrire dans la partie suivante.

2 Surface Haute Impédance de Sievenpiper

Une structure récente issue des travaux de recherche de D. Sievenpiper peut également être utilisée pour réduire les ondes de surface. Cette nouvelle géométrie peut être considérée comme une extension des surfaces corruguées dans laquelle les motifs, de dimensions très faibles vis à vis de la longueur d'onde, font apparaître des éléments localisés de type inductif et capacitif. La figure 3.7 présente la géométrie de la structure. Dans la littérature, cette structure se rencontre souvent sous le nom de « surface champignon ». Celle-ci est constituée d'un réseau 2D de patchs carrés ou hexagonaux métalliques, reliés au plan de masse par l'intermédiaire d'un « via ». Le motif périodique peut être placé dans l'air ou directement imprimé sur un support diélectrique. Le réseau périodique peut être de maille carrée, ou triangulaire selon la forme du motif élémentaire.

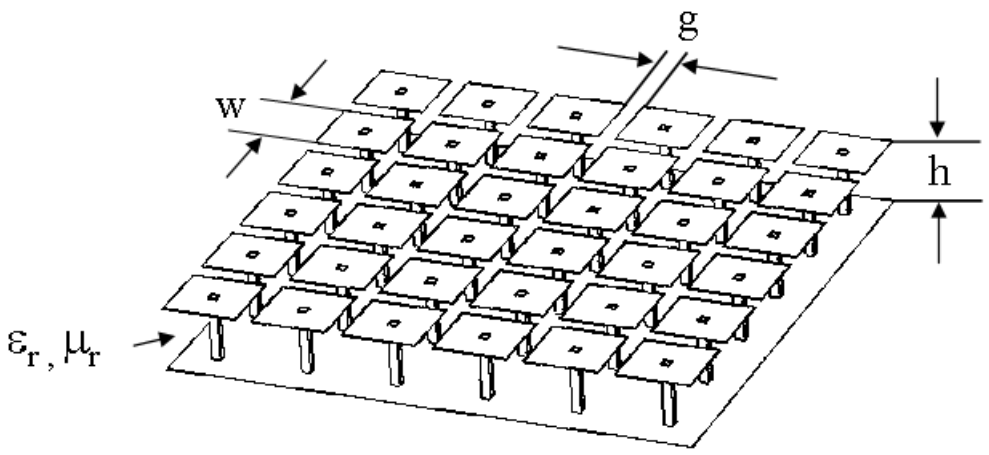


Figure 3.7 *Structure de Sievenpiper*

Sievenpiper propose d'empiler différentes couches métalliques pour augmenter la valeur de la capacité équivalente de surface. Les propriétés électromagnétiques de ce réseau peuvent être modélisées par un circuit résonant de type LC parallèle. La surface de Sievenpiper a des propriétés identiques à celles des surfaces corruguées. A savoir, que la nature de l'impédance de surface peut être capacitive, inductive

ou très élevée suivant la fréquence choisie. Dans le cas où la surface est haute impédance, des antennes ont pu être placées très près de celle-ci aboutissant ainsi à des substrats d'antennes de faible épaisseur et à l'amélioration des performances radioélectriques [11]. Toute fois, la fabrication de cette surface reste difficile à mettre en œuvre en raison de sa géométrie 3D et du fait d'un grand nombre de vias à réaliser.

Pour comprendre son fonctionnement, la vue en coupe de la structure est présentée sur la figure 3.8. L'élément capacitif est lié à l'écartement entre les patchs métalliques alors que l'effet inductif est introduit par la présence des vias reliant les patchs au plan de masse.

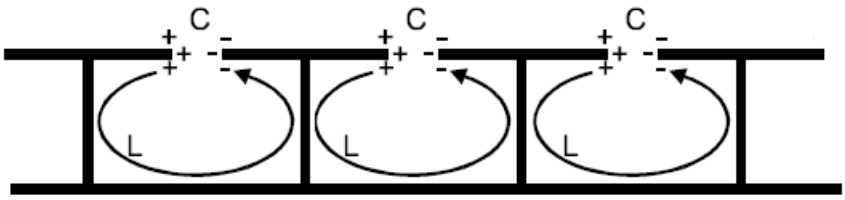


Figure 3.8 *Section de la surface champignon*

En adoptant cette représentation simplifiée, l'impédance de la surface est équivalente à celle du circuit résonant :

$$Z=\frac{Z_L Z_C}{Z_L+Z_C}=\frac{jL\omega}{1-LC\omega^2} \quad (3.9)$$

Sievenpiper décrit le calcul de L et C et indique que les valeurs sont d'autant plus importantes que la longueur du via est grande et que l'écart entre les patchs est faible. Cependant, le gap ne peut atteindre des dimensions très petites. La capacité équivalente est donnée par :

$$C=\frac{w(\varepsilon_1+\varepsilon_2)}{\pi}\cosh^{-1}\left(\frac{2w}{g}\right) \quad \text{en F-par unité de surface} \quad (3.10)$$

ε_1 et ε_2, permittivité du milieu de part et d'autre du réseau. Dans l'analyse du paragraphe suivant, $\varepsilon_1=1$, et $\varepsilon_2=\varepsilon_r$.

L'inductance équivalente de surface est donné par :

$$L = \mu_o \mu_r h \qquad \text{en H/par unité de surface} \qquad (3.11)$$

La fréquence de résonance de la structure est définie par :

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (3.12)$$

La surface est haute impédance pour cette fréquence f_o. Cette fréquence de résonance se situe au milieu de la première bande interdite et conduit à un déphasage nul des ondes réfléchies. Pour cette fréquence, la surface est vue comme un matériau parfaitement magnétique interdisant la propagation d'ondes de surface. La bande interdite est définie lorsque la phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface varie entre +90° et –90°, zone blanche sur la figure 3.9. La zone blanche correspond à une réflexion en phase des ondes, alors que les zones orangées correspondent à des réflexions en opposition de phase.

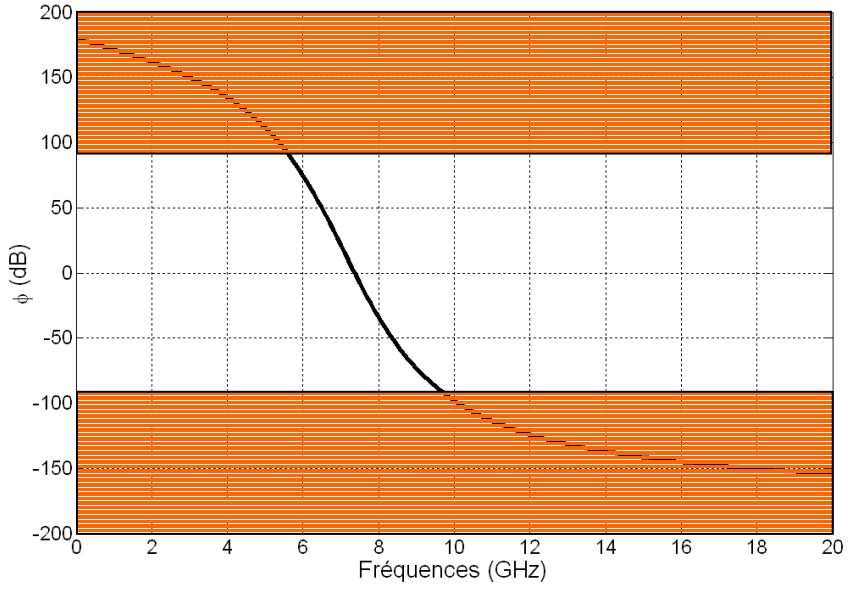


Figure 3.9 *Exemple de diagramme de la phase du coefficient de réflexion au niveau de la structure*

2.1 Comportement de la surface haute impédance en fonction de w, g, h, ε_r, μ_r

Pour analyser le comportement de la surface haute impédance, nous faisons varier les différents paramètres constituant cette surface. nous allons nous inspirer de la structure étudiée par Rahmat Samii [12], dont les paramètres sont : w=3mm=0.12λ_{12GHz}, g=0.5mm=0.02λ_{12GHz}, h=1.425mm=0.057λ_{12GHz} et ε_r=2.2.

Tout d'abord, nous faisons varier la taille des motifs élémentaires. Le diagramme de phase est tracé en fonction du paramètre w :

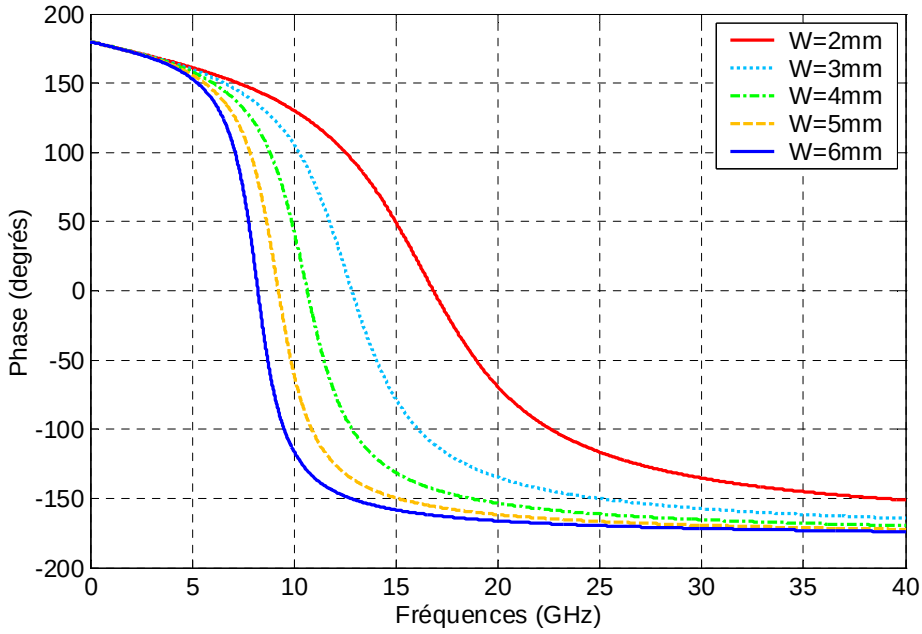


Figure 3.10 *Diagramme de phase en fonction de la taille des motifs élémentaires 'w'*

Nous observons que lorsque w diminue, la réponse en phase s'aplatit et donc la bande interdite devient plus large. Malheureusement, cette bande interdite se décale vers les hautes fréquences. De ce fait, l'épaisseur de la structure augmente vis à vis de la longueur d'onde. Si maintenant nous faisons varier l'écart entre les patchs, le diagramme de phase devient :

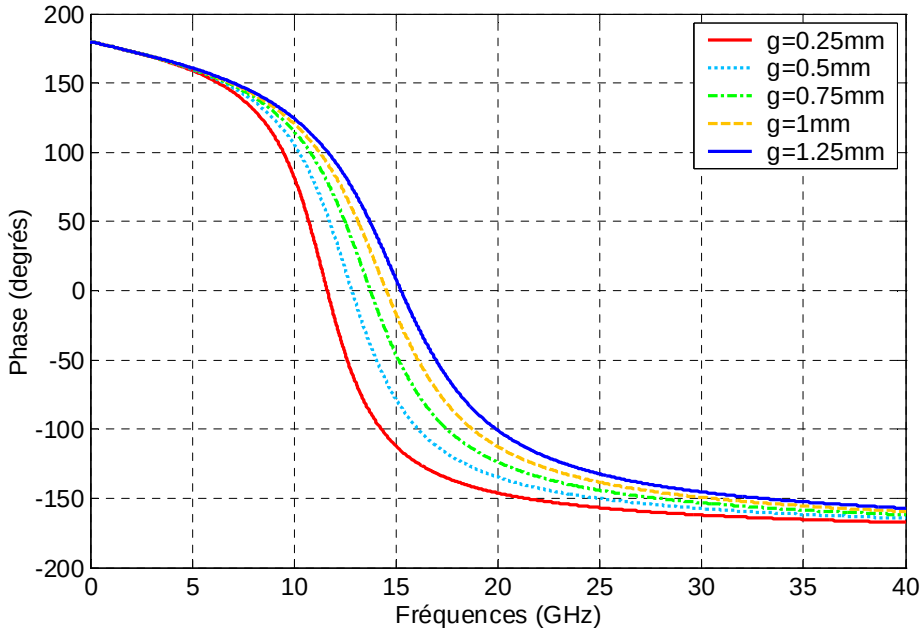


Figure 3.11 *Diagramme de phase en fonction de l'écart entre patchs 'g'*

Lorsque la distance entre les patchs diminue, la fréquence de résonance diminue également. Pour des raisons de réalisation, cette distance ne peut atteindre des valeurs trop faible. Sur la figure 3.12, nous traçons le diagramme de phase en fonction de h :

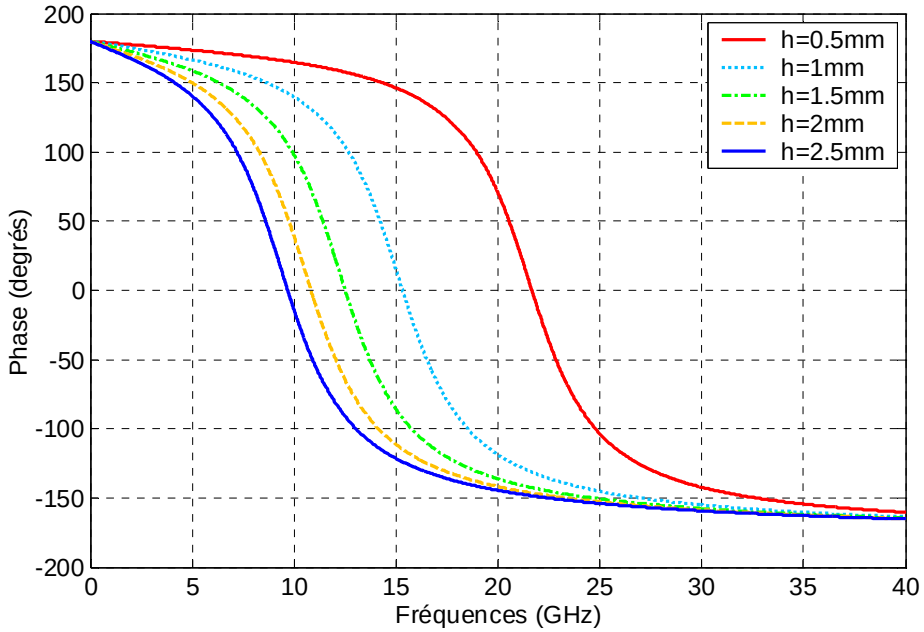


Figure 3.12 *Diagramme de phase en fonction de l'épaisseur de la structure 'h'*

Pour obtenir une SHI en basse fréquence, la structure doit être relativement épaisse. Nous faisons varier maintenant la permittivité de la structure :

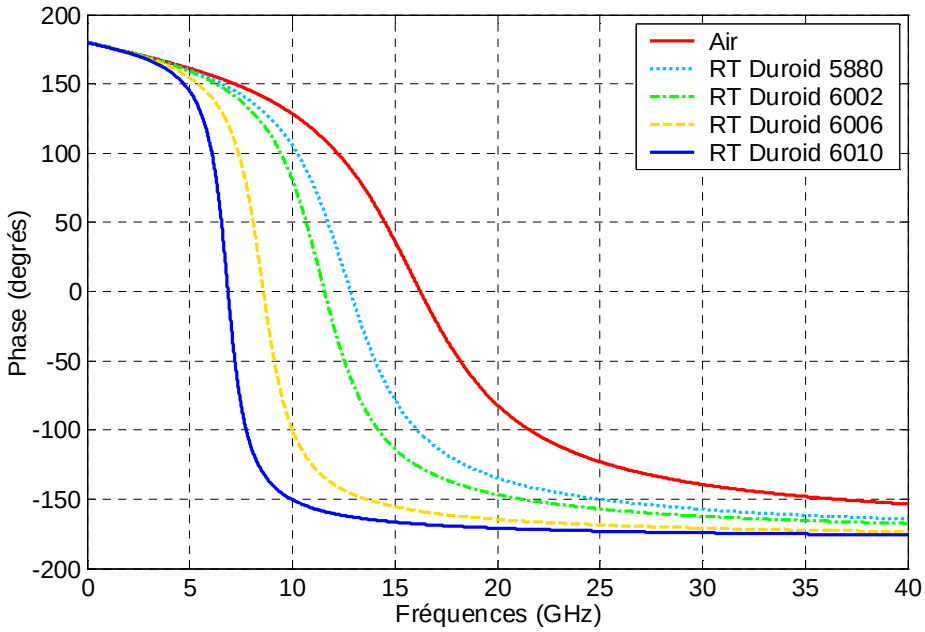


Figure 3.13 *Diagramme de phase en fonction de la permittivité 'ε_r'*

Il faut noter que la permittivité doit rester faible pour que la bande interdite ne soit pas trop étroite. La largeur de la bande interdite est de 47% pour de l'air, elle est réduite à 20% pour du RT Duroid 6010. Nous montrons sur la figure 3.14, l'évolution du diagramme de phase en fonction de la perméabilité du support.

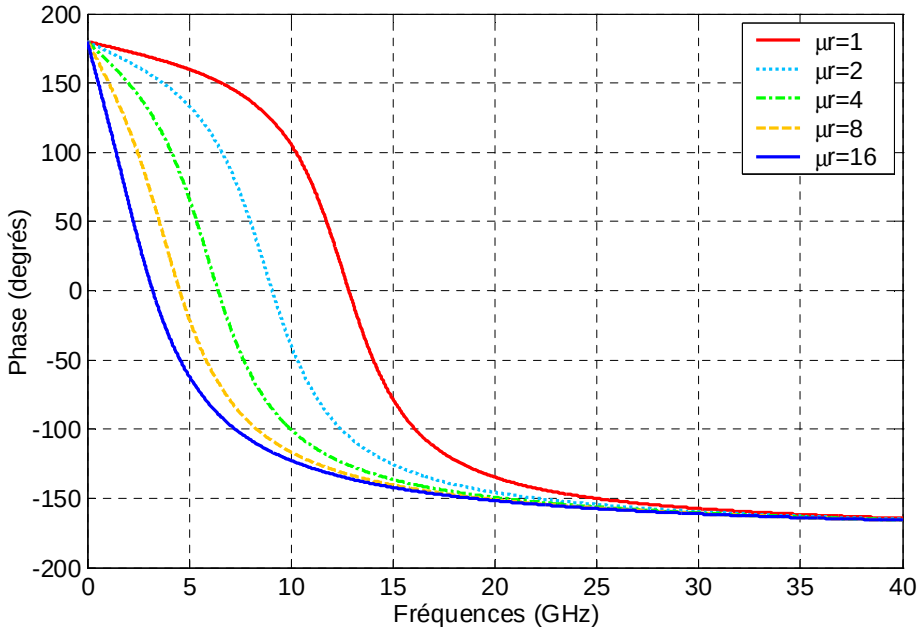


Figure 3.14 *Diagramme de phase en fonction de la perméabilité 'μ_r'*

Une solution pour élargir la bande interdite sans augmenter l'épaisseur est d'utiliser des matériaux magnétiques. Nous montrons sur la figure 3.15, la largeur de la bande interdite en fonction de la perméabilité :

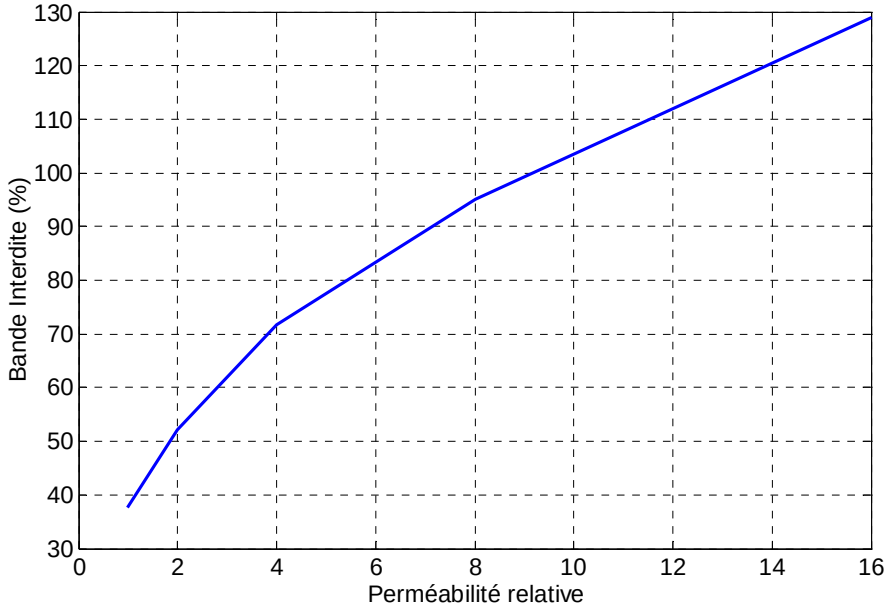


Figure 3.15 *Largeur de la bande interdite en fonction de la perméabilité*

On peut noter, que si la perméabilité du support augmente, la bande interdite s'élargit et se déplace vers les basses fréquences. Cet effet est très apprécié pour la miniaturisation des antennes. Les matériaux magnétiques n'existant pas aux fréquences micro-ondes, certains auteurs ont crée des matériaux magnétiques artificiels [13]. Ces structures sont relativement complexes à réaliser et fonctionnent sur des bandes de fréquences très étroites. La figure 3.16 illustre un exemple de réalisation d'une antenne patch implémentée sur un substrat magnétique artificiel.

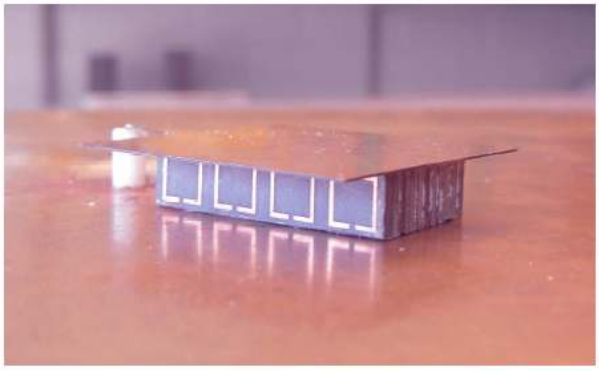


Figure 3.16 Antenne patch sur un substrat magnétique artificiel

2.2 Analyse d'une antenne spirale à proximité de la surface haute impédance de Sievenpiper

Dans ce paragraphe, nous allons étudier le comportement d'une antenne spirale d'Archimède lorsqu'elle est placée à proximité de la surface haute impédance de Sievenpiper. Nous présentons sur la figure 3.17 la géométrie de l'antenne.

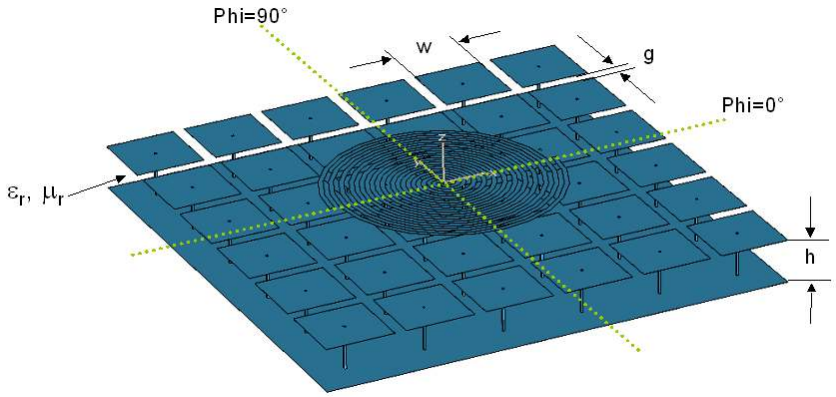


Figure 3.17 Antenne spirale placée à une hauteur de 1/50^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse de la SHI de Sievenpiper

Tel que le montre la figure ci-dessus, l'antenne spirale est placée dans un milieu homogène de permittivité relative ε_r=1. En pratique, il est possible de réaliser cette antenne en utilisant la technologie des mousses imprimées. Les vias métalliques peuvent être réalisés sous forme de trous métallisés. Avec cette technologie, pour que l'antenne et que les vias soient suffisamment robustes, la permittivité de la mousse doit être de l'ordre de 1.4. Lorsque la permittivité est inférieure à 1.4, la mousse n'est pas assez dense pour permettre une métallisation.

2.3 Impédance de l'antenne

L'antenne spirale est définie par un diamètre externe ∅=122.5mm, une largeur de brin w_{ant}=2.5mm, un écart entre brin s_{ant}=2.5mm. L'élément rayonnant est placé à une distance h_{ant}=6mm soit 1/50^{ième} de longueur d'onde à 1GHz au dessus de la SHI. Les paramètres de la SHI sont : w=36mm, g=6mm, h_{shi}=24mm, ε_r=1. Nous montrons sur la figure 3.18, que l'antenne est très bien adaptée de f=0.9GHz à f=1.56 GHz. La bande passante en impédance est BP=53.6%. Cette bande passante correspond à la bande interdite de la SHI présentée sur la figure 3.19. L'épaisseur totale de l'antenne est h_{tot}=30mm soit 1/11^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse.

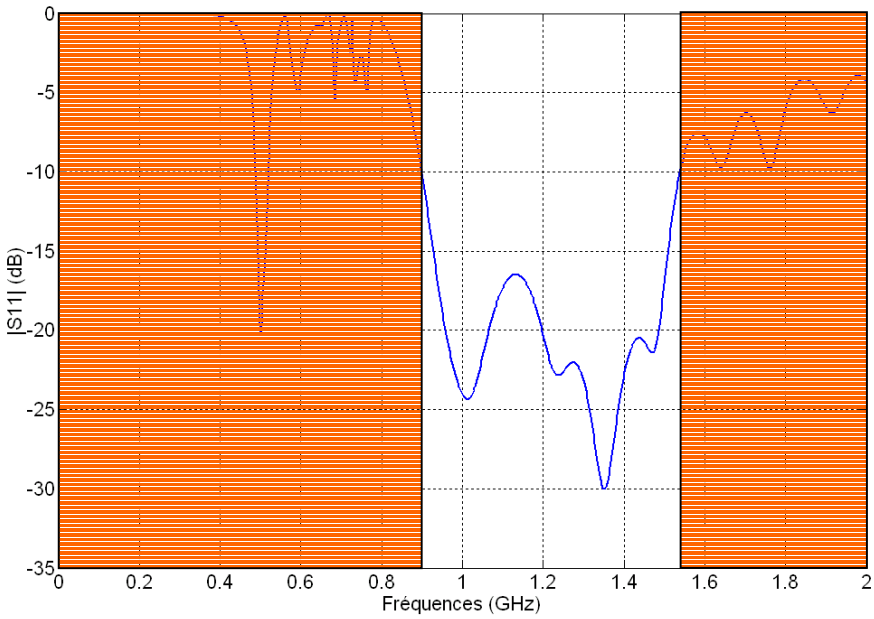


Figure 3.18 Module de S11

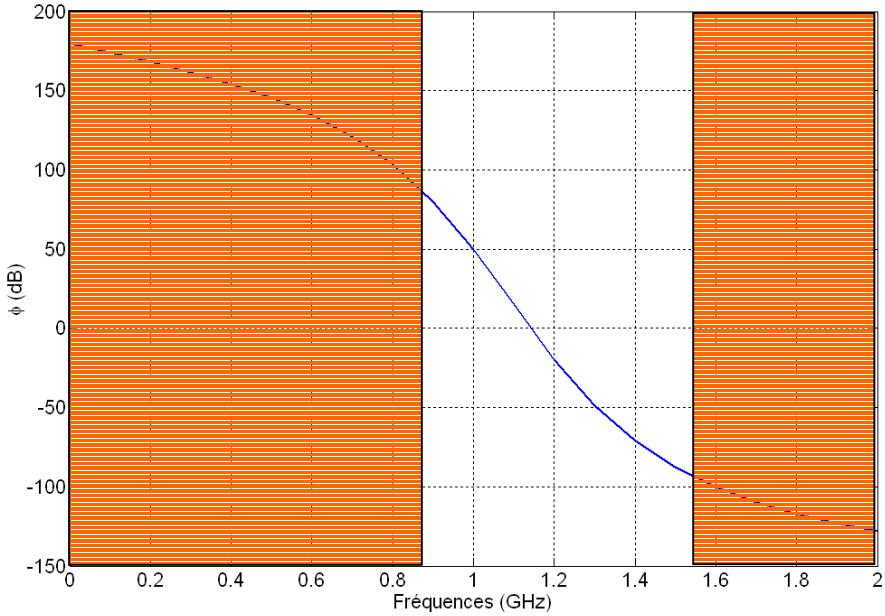


Figure 3.19 *Diagramme de phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface haute impédance*

2.4 Rayonnement de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement dans les plans phi=0° et phi=90° sont représentés sur les figures 3.20 et 3.21 :

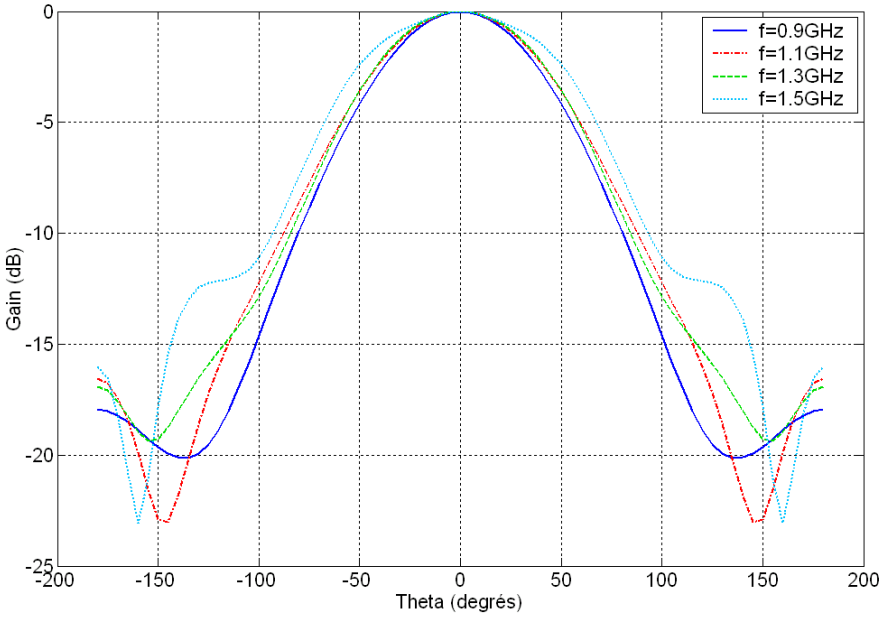


Figure 3.20 *Diagramme de rayonnement normalisés dans le plan phi=0°*

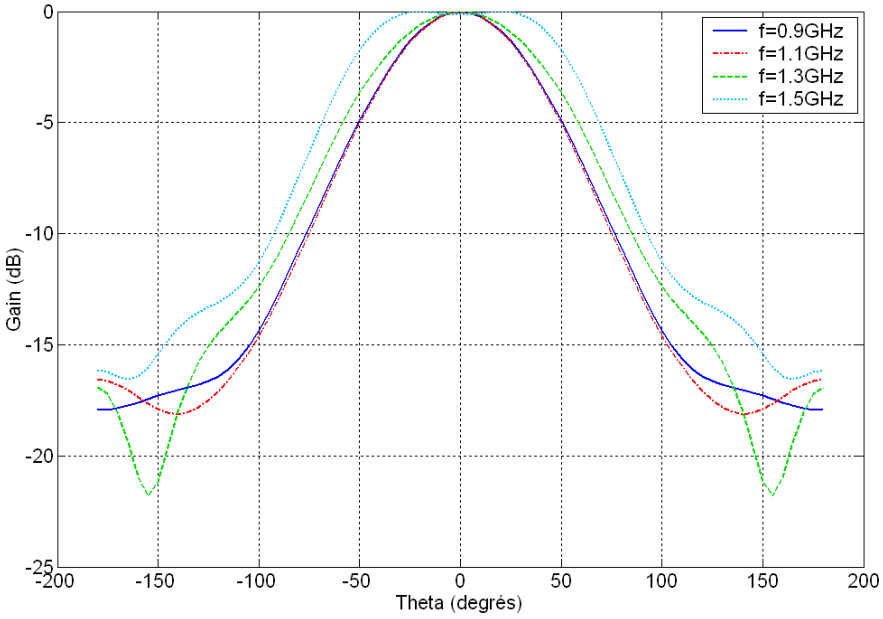


Figure 3.21 *Diagramme de rayonnement normalisés dans le plan phi=90°*

Les diagrammes présentés sur les figures 3.20 et 3.21 sont stables sur toute la bande passante. Le gain de l'antenne est de l'ordre de 7dB sur toute la bande passante.

2.5 Limitation de la surface haute impédance de Sievenpiper

Nous avons montré que la bande passante de l'antenne correspond avec la bande interdite de la SHI. La bande interdite de la SHI est liée à l'épaisseur de la structure. Pour augmenter la largeur de la bande interdite, deux possibilités s'offrent à nous. Il faut réduire la capacité équivalente de surface ou augmenter l'inductance équivalente de surface. Réduire la capacité entraîne une translation de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences. Ce qui revient à augmenter l'épaisseur de la structure vis à vis de la longueur d'onde. Pour augmenter l'inductance équivalente de surface, il faut soit augmenter l'épaisseur de la structure soit augmenter la perméabilité relative. Par conséquent, élargir la bande interdite de l'antenne revient à augmenter l'épaisseur de la SHI. Solution rédhibitoire pour permettre une intégration sur porteur.

3 Réflecteur à large bande interdite EM

Nous avons vu précédemment que la structure haute impédance de Sievenpiper permet d'obtenir de très bons résultats, adaptation d'impédance satisfaisante, gain élevé, diagrammes bien formés. En revanche la bande interdite de ce réflecteur est directement liée à l'épaisseur de la structure. Par conséquent la bande passante de l'antenne est étroite si l'épaisseur de la structure à bande interdite EM est faible. Il est donc possible de concevoir une antenne à large bande passante, mais l'épaisseur de la structure BIE devient rapidement trop encombrante pour une intégration dans un porteur.

Nous proposons dans la suite de ce chapitre un nouveau réflecteur à large bande interdite EM (BIE). Nous montrerons que cette nouvelle structure BIE présente des bandes interdites EM très larges malgré une épaisseur inférieure à $1/100^{ième}$ de longueur d'onde.

3.1 Géométrie du réflecteur à large BIE

La nouvelle structure BIE est une structure périodique 2D. Le motif élémentaire est un patch carré métallique. Chaque patch est relié aux quatre patchs adjacents par l'intermédiaire d'une résistance R. Ce réseau est imprimé sur un support diélectrique classique de type époxy ou duroid par exemple. De l'autre côté du support diélectrique, la surface est totalement métallisée pour empêcher le

rayonnement arrière. La géométrie de ce nouveau réflecteur BIE est illustrée sur la figure 3.22 ci-dessous :

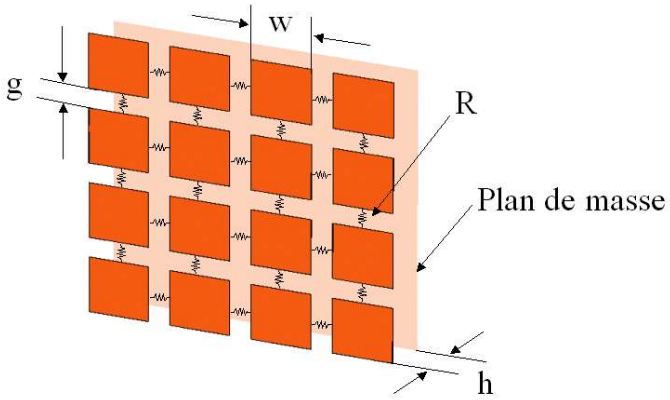


Figure 3.22 Géométrie du réflecteur à large BIE

L'utilisation d'une telle structure a pour objectif d'empêcher le rayonnement arrière de l'antenne, mais aussi de bloquer la propagation des courants de surface sur le « plan de masse ». La 1ère étape dans la conception d'une antenne à large bande passante, unidirectionnelle utilisant cette technique consiste à dimensionner le réflecteur BIE.

3.2 Dimensionnement du réflecteur à large BIE : modèle ligne de transmission

Cette structure peut se modéliser comme une succession de N cellules élémentaires. Chaque cellule est composée d'une ligne de transmission de longueur a, où une charge relie les deux bords de la coupure réalisée au milieu de cette ligne. Cette charge est caractérisée par une matrice admittance [T]. La matrice [T] représente un gap microruban chargé par une résistance R. La 1ère étape dans le dimensionnement de la structure à large BIE consiste à modéliser un gap microruban [14].

3.2.1 Modélisation du gap microruban

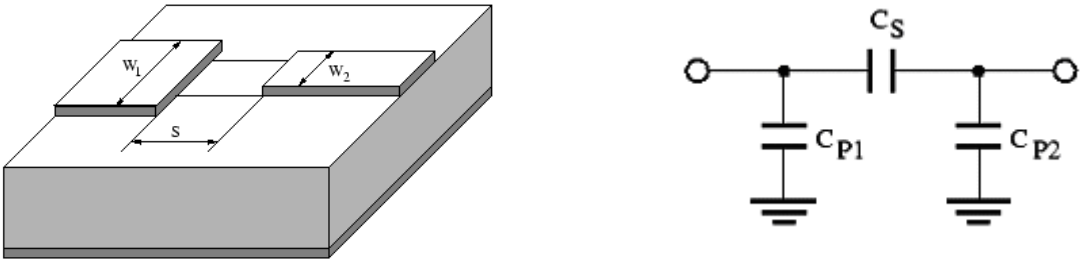


Figure 3.23 Gap microruban et son modèle équivalent

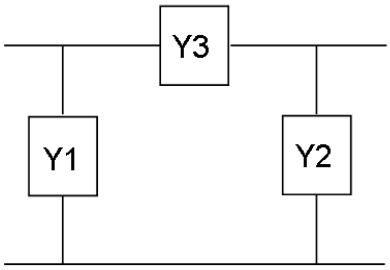
Les formules ci-dessous sont empiriques et issues de la littérature [15]. La capacité entre les deux conducteurs s'exprime de la manière suivante :

$$C_s[pF] = 500.h.\exp\left(-1.86.\frac{s}{h}\right).Q1.\left(1+4.19\left(1-\exp\left(-0.785.\sqrt{\frac{h}{W_1}}.\frac{W_2}{W_1}\right)\right)\right) \qquad (3.13)$$

Dans le cas où les conducteurs sont de largeurs différentes, les capacités Cp1 et Cp2 s'écrivent :

$$C_{p1} = C_1.\frac{Q_2+Q_3}{Q_2+1} \qquad C_{p2} = C_2.\frac{Q_2+Q_4}{Q_2+1} \qquad (3.14)$$

Les capacités C_s, C_{p1}, C_{p2} s'expriment à l'aide des équations données en annexe 1. Dans notre cas, les conducteurs de part et d'autre du gap microruban ont la même largeur. De ce fait, les capacités Cp1 et Cp2 ont la même valeur. Les paramètres ABCD de ce quadripôle s'écrivent [16] :



$$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3} \qquad B = \frac{1}{Y_3}$$

$$C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} \qquad D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$$

Figure 3.24 Quadripôle en Π et ses paramètres ABCD

Le schéma électrique du gap microbande est illustré sur la figure 3.25 :

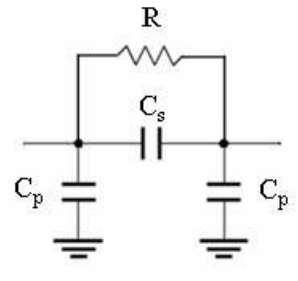


Figure 3.25 *Schéma équivalent du gap microruban chargé par R*

Ce quadripôle est caractérisé par la matrice [T] :

$$[T]=\begin{bmatrix} 1+\dfrac{j.R.C_p.\omega}{1+j.R.C_s.\omega} & \dfrac{R}{1+j.R.C_s.\omega} \\ 2.j.C_p.\omega-\dfrac{R.{C_p}^2.\omega^2}{1+j.R.C_s.\omega} & 1+\dfrac{j.R.C_p.\omega}{1+j.R.C_s.\omega} \end{bmatrix} \qquad (3.15)$$

L'étape suivante consiste à étudier la propagation des ondes EM selon une direction particulière du réseau périodique. Nous considérons ici la direction de propagation x. le réflecteur BIE peut être modélisé selon la figure 3.26.

3.2.2 Calcul de l'équation de dispersion

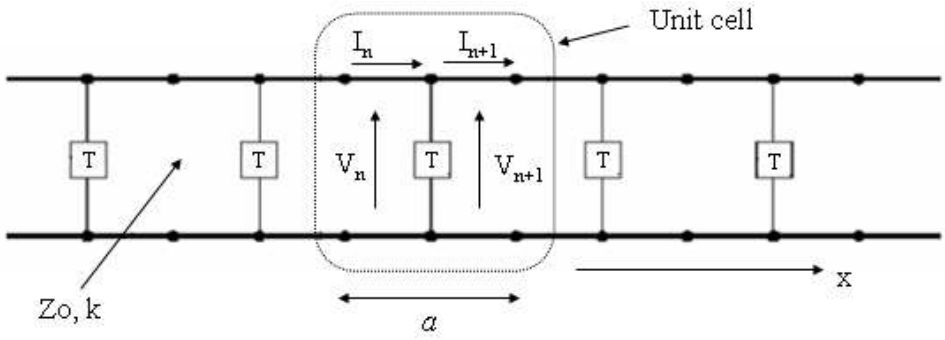


Figure 3.26 *Modélisation de la structure à large BIE*

Considérons la structure représentée sur la figure 3.26. En considérant que cette ligne de transmission est infinie, qu'elle est composée de la mise en cascade de cellules élémentaires, nous pouvons d'après [16] établir une relation permettant d'exprimer les tensions et les courants au niveau de la n^{ième} cellule à l'aide de la matrice ABCD :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \qquad (3.16)$$

La matrice ABCD est souvent utilisée pour caractériser les quadripôles en hyperfréquences. Les coefficients de la matrice chaîne ABCD sont obtenus en effectuant le produit de trois matrices chaînes, la matrice chaîne associée au tronçon de ligne d'impédance caractéristique Zo et de longueur a/2, la matrice chaîne correspondant à la charge [T], enfin la matrice chaîne du tronçon de ligne identique à la 1ère. En utilisant des tables correspondant à l'expression de chacun de ces éléments [16], la matrice chaîne ABCD s'écrit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta}{2} & jZ_0 \sin\frac{\theta}{2} \\ jY_0 \sin\frac{\theta}{2} & \cos\frac{\theta}{2} \end{bmatrix} [T] \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta}{2} & jZ_0 \sin\frac{\theta}{2} \\ jY_0 \sin\frac{\theta}{2} & \cos\frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \qquad (3.17)$$

Le paramètre θ représente la longueur électrique du tronçon de ligne soit θ=ka, k étant le vecteur d'onde et a la longueur de la ligne. La valeur des capacités série Cs et parallèle Cp dépend des dimensions h, g, w et de la permittivité de la structure BIE.

En raison du caractère périodique de la structure, il est possible d'appliquer le théorème de Floquet : la tension et le courant d'une section donnée ne diffèrent de ceux de la section située une période plus loin que par un facteur de propagation $e^{-\gamma a}$. Nous notons que cette propriété est similaire à celle de Bloch utilisée dans les milieux cristallins périodiques. Autrement dit, l'utilisation de ce théorème conduit aux relations :

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} . e^{-\gamma a} \qquad \text{ou} \qquad \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} . e^{\gamma a} \qquad (3.18)$$

Ces relations supposent que les ondes se propagent dans la direction x et sont atténuées au fur et à mesure de leur propagation. En écrivant l'égalité entre (3.16) et (3.18), Nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} . e^{\gamma a} \qquad (3.19)$$

qui peut encore s'écrire :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} A - e^{\gamma a} & B \\ C & D - e^{\gamma a} \end{bmatrix}}_{[P]} . \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (3.20)$$

Le système ci-dessus admet une solution si et seulement si le déterminant de la matrice P est nul, c'est à dire :

$$AD + e^{2\gamma a} - (A + D)e^{\gamma a} - BC = 0 \qquad (3.21)$$

Sachant que AD-BC=1, que A=D puis en divisant (3.21) par $e^{\gamma a}$, on montre que l'expression du déterminant est :

$$\cosh \gamma a = \frac{A + D}{2} \qquad (3.22)$$

De façon générale, on suppose que la structure périodique comporte des pertes. Ceci se traduit par une constante de propagation complexe: $\gamma = \alpha + j\beta$

où α représente l'atténuation linéique et β le déphasage linéique. En remplaçant les coefficients A et D par leur valeur, nous arrivons donc à l'équation suivante :

$$\gamma a = Cosh^{-1}(P + jQ) \qquad (3.23)$$

Avec : $P = \left(1 + \frac{R^2 C_p C_s \omega^2}{1 + (RC_s\omega)^2}\right)\cos\theta + \frac{1}{2}\left(-2C_p\omega Z_0 - \frac{R^2 C_p{}^2 C_s Z_0 \omega^3}{1 + (RC_s\omega)^2} + \frac{Y_0 R^2 C_s \omega}{1 + (RC_s\omega)^2}\right)\sin\theta$ et

$$Q = \frac{RC_p\omega}{1 + (RC_s\omega)^2}\cos\theta - \frac{1}{2}\left(\frac{RC_p{}^2\omega^2 Z_0}{1 + (RC_s\omega)^2} + \frac{Y_0 R}{1 + (RC_s\omega)^2}\right)\sin\theta$$

L'équation (3.23) est appelée équation de dispersion. Pour notre application, il faut que la structure supprime la propagation des ondes. Nous nous intéressons donc à l'atténuation linéique, définie par la partie réelle de l'équation de dispersion. Ce paramètre permet de tracer et d'observer les bandes passantes et interdites de la structure considérée, le diagramme correspondant est appelé diagramme de bande. Un exemple de ce diagramme est donné sur la figure 3.27, pour w=4mm g=2mm h=1.8mm et ε_r=2.2, ce diagramme est tracé pour n=5 périodes. Le programme de calcul permettant de tracer ce diagramme est donné en annexe n°2.

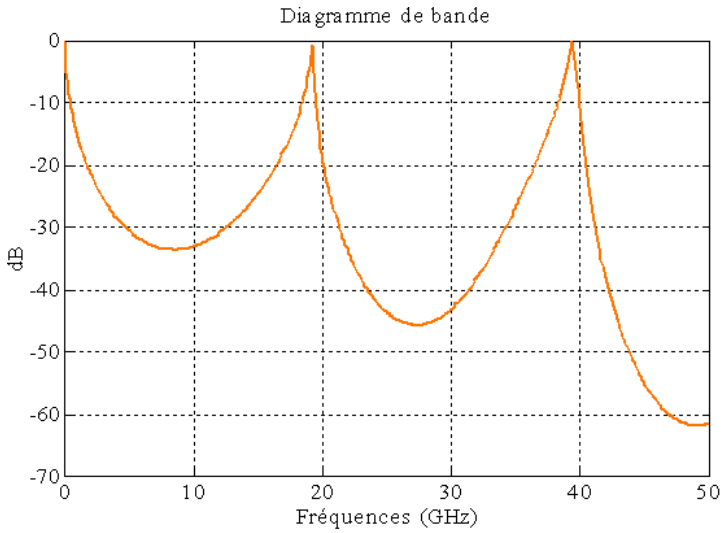


Figure 3.27 *Diagramme de bande*

Ce diagramme fait apparaître une première bande interdite entre 0 et 19GHz. L'atténuation au milieu de cette bande interdite est inférieure à -30dB.

3.3 Analyse du réflecteur à large BIE

Nous étudions le comportement de la structure à large BIE en fonction des paramètres w, g, h, R, ε_r. Sur la figure 3.28, nous montrons le diagramme de bande pour différentes valeurs de w, les autres paramètres sont constants et fixés à : g=2mm, h=1.8mm, R=100Ω et ε_r=2.2. La largeur de la bande interdite augmente lorsque le paramètre w diminue. En revanche, lorsque w diminue, l'atténuation est plus faible dans la bande interdite. Il faut donc en fonction de l'application trouver un compromis entre large bande interdite large et bonne atténuation.

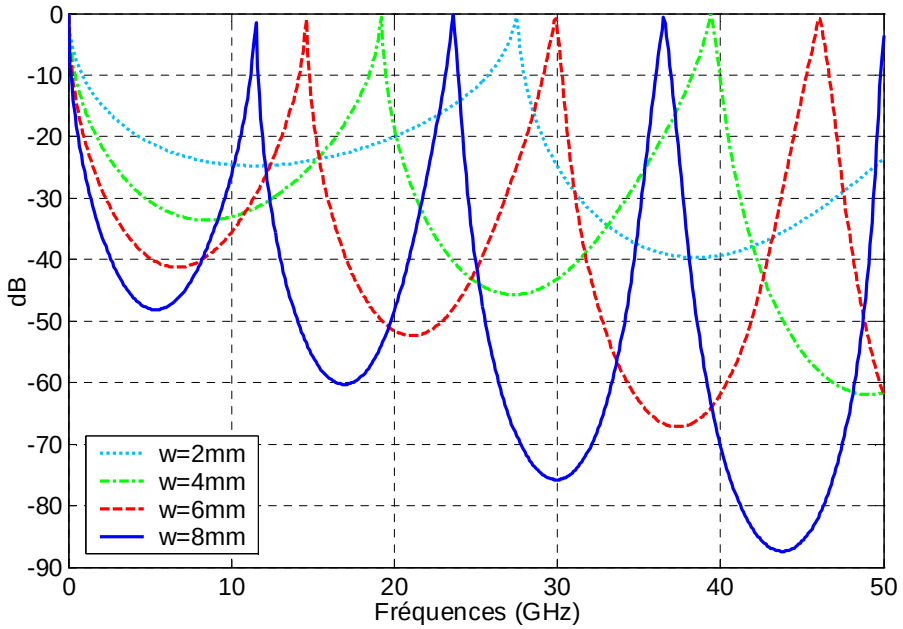


Figure 3.28 Comportement du BIE en fonction de la largeur des patchs 'w'

Nous nous intéressons maintenant au comportement du BIE en fonction du paramètre g, qui représente l'écart entre les patchs métalliques. Les autres paramètres sont fixés à : w=4mm, h=1.8mm, ε_r=2.2 et R=100Ω.

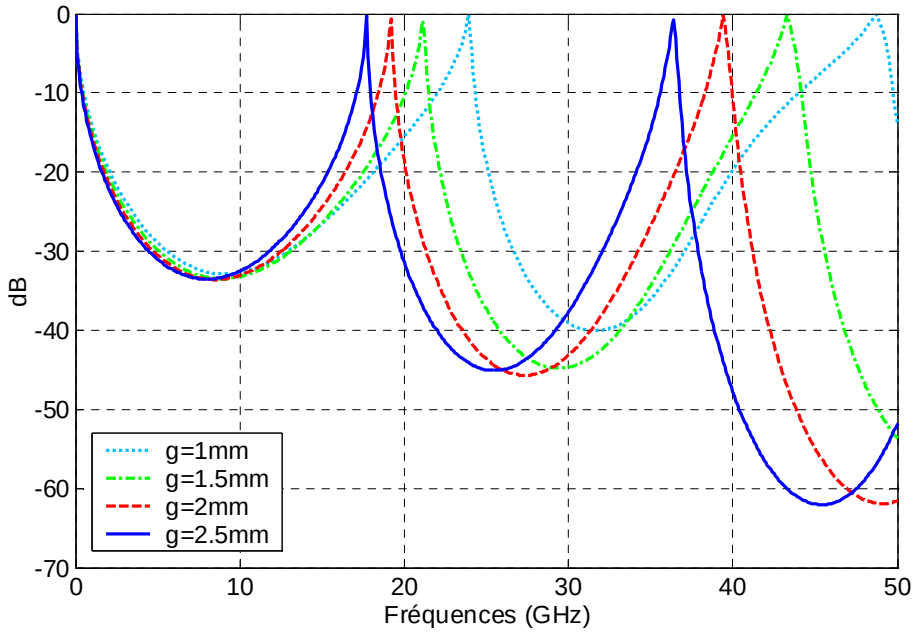


Figure 3.29 *Comportement du BIE en fonction de l'écart entre les patchs 'g'*

Contrairement au cas précédent, l'atténuation dans la première bande interdite est peu sensible aux variations du paramètre g. La bande interdite s'élargie lorsque g diminue. Dans la réalité, la largeur du gap est fixée par la taille des résistances CMS utilisées.

Nous allons à présent observer le comportement du BIE en fonction de la permittivité. On peut noter, que le comportement fréquentiel du BIE ne dépend pas de la permittivité du milieu. En revanche, la permittivité joue un rôle important sur l'atténuation dans les différentes bandes interdites.

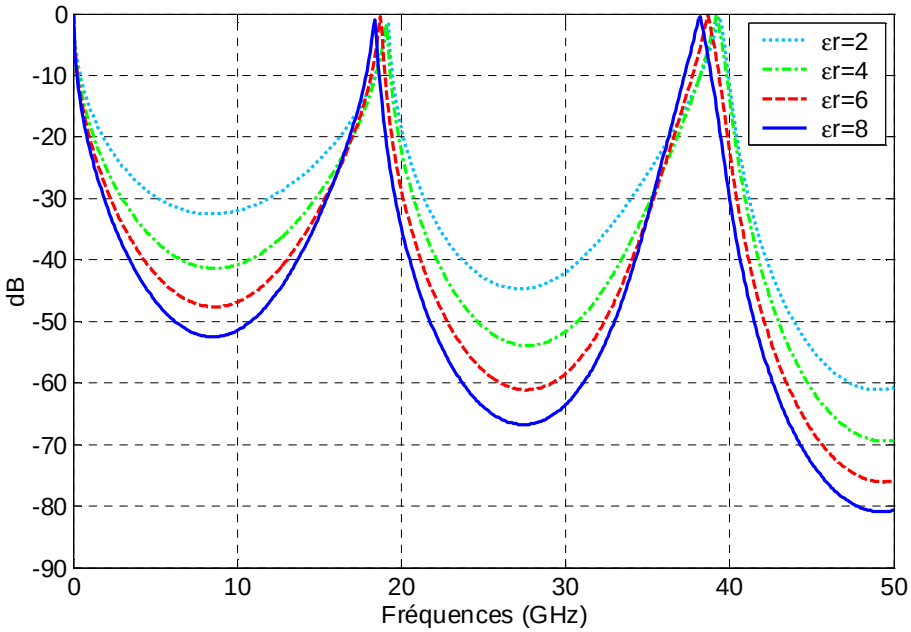


Figure 3.30 *Comportement du BIE en fonction de la permittivité relative du milieu 'ε_r'*

Le comportement du BIE en fonction de la résistance R est similaire au cas précédent. Plus la résistance reliant les patchs métallisés est grande, plus l'atténuation est forte.

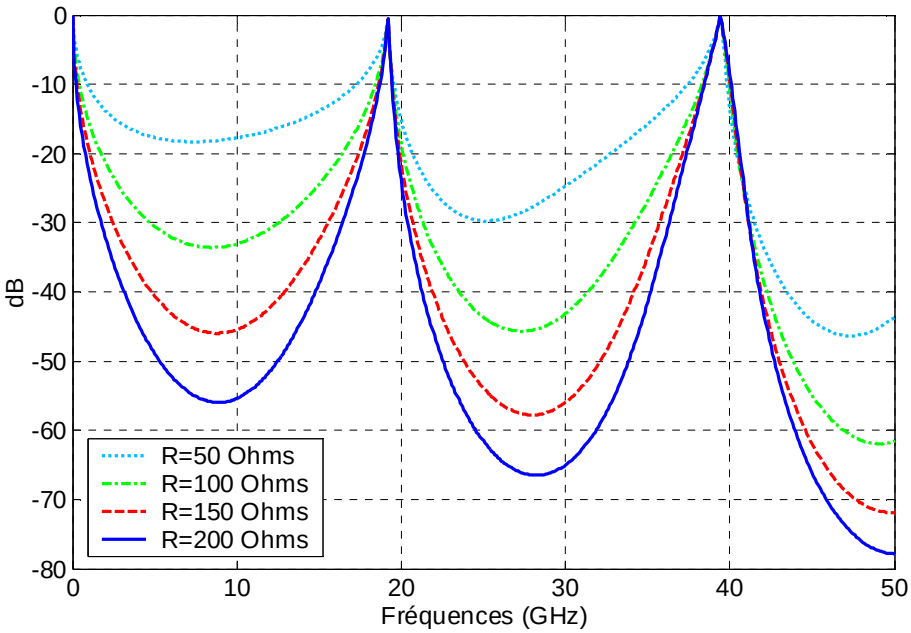


Figure 3.31 *Comportement du BIE en fonction de la valeur des résistances 'R'*

Enfin, nous allons étudier le comportement du BIE en fonction de l'épaisseur de la structure. Sur la figure 3.32, le facteur d'atténuation est présenté pour une épaisseur variant de h=1mm à h=4mm. On peut noter que le facteur d'atténuation est meilleur lorsque la structure est fine.

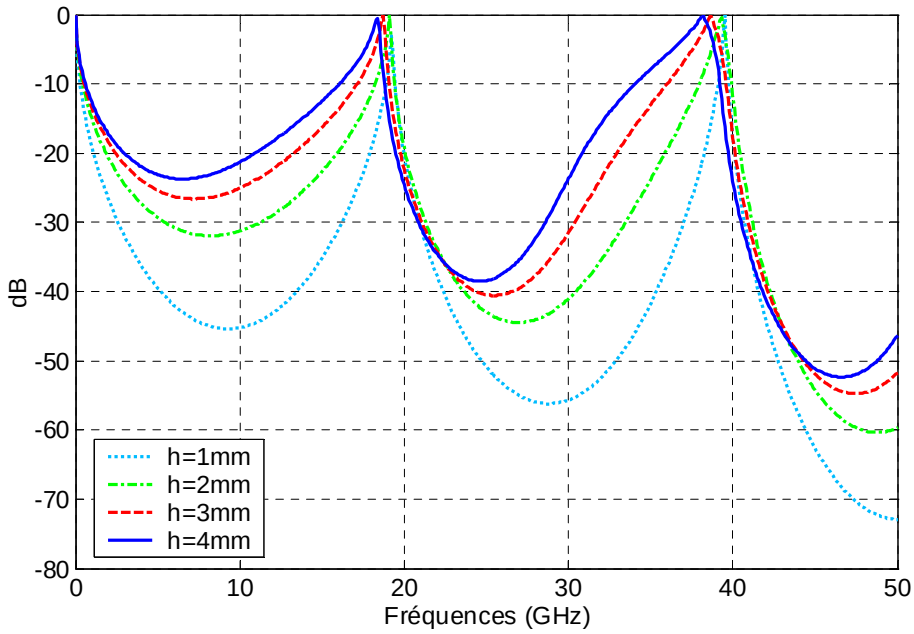


Figure 3.32 *Comportement du BIE en fonction de l'épaisseur de la structure BIE 'h'*

En résumé, la position des bandes interdites est définie par les paramètres w et g. L'épaisseur h, la permittivité et les résistances reliant les motifs élémentaires déterminent l'atténuation de ces bandes interdites. Contrairement à la SHI de Sievenpiper, cette nouvelle structure va permettre la conception d'antennes large bande de faible épaisseur.

4 Antenne spirale à proximité d'un réflecteur à large BIE

Dans ce paragraphe, nous analysons les performances d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins associée au nouveau réflecteur BIE décrit dans le paragraphe 3. L'élément rayonnant est dimensionné pour fonctionner à partir d'une fréquence minimale f_{min}=1GHz jusqu'à une fréquence maximale f_{max}=10GHz.

4.1 Antenne n°1 : w=7mm, g=2.5mm, h_{bie}=3.2mm, R=100Ω et ε_r=2.2

L'antenne se compose de deux circuits imprimés. En effet, L'élément rayonnant est imprimé sur un support diélectrique, formant ainsi le circuit imprimé supérieur de l'antenne. Le circuit rayonnant est ensuite placé sur un deuxième circuit sur lequel est imprimé le réflecteur BIE. Nous présentons la géométrie de l'antenne sur la figure 3.33.

4.1.1 Géométrie de l'antenne n°1

La permittivité du support électrique de l'antenne est ε_r=2.2, son épaisseur est h_{ant}=1.8mm. La largeur des brins rayonnant est w_{ant}=2mm, la distance entre ces brins est s_{ant}=2mm. La structure BIE est définie par les paramètres suivants: w=7mm, g=2.5mm, h_{bie}=3.2mm, R=100Ω, ε_r=2.2. L'épaisseur totale de l'antenne est donc h_{tot}=5mm soit $0.0167\lambda_{1GHz}$.

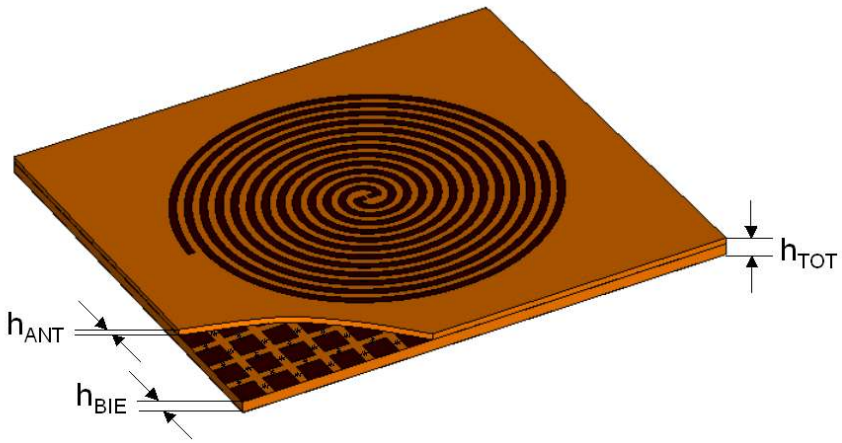
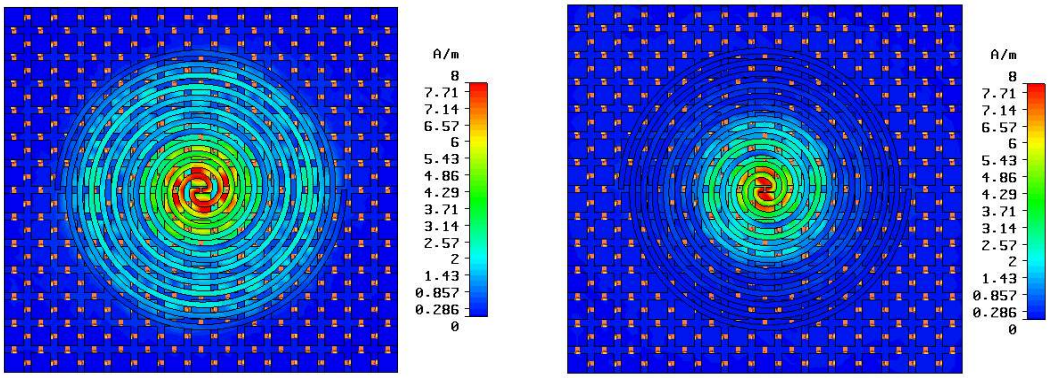


Figure 3.33 Antenne spirale d'Archimède à 2 brins placée à 1.8mm du réflecteur à large BIE

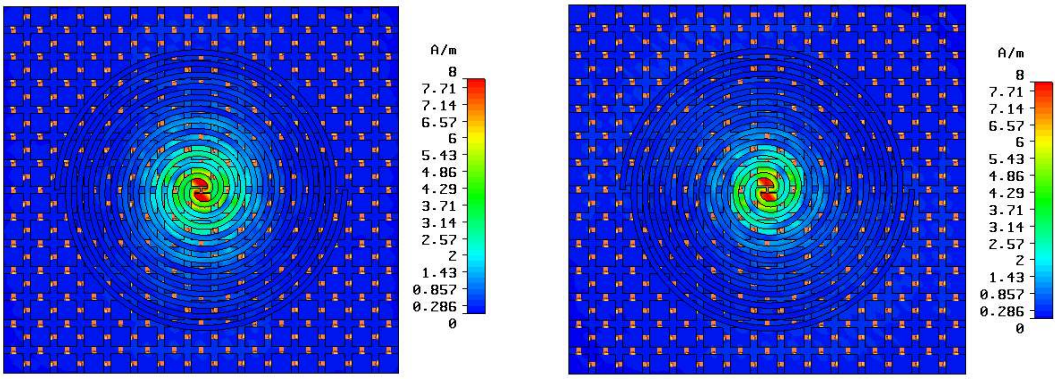
4.1.2 Principe de fonctionnement

En plaçant l'élément rayonnant sur une structure à bande interdite, le courant sur le plan réflecteur est atténué au bout de quelques périodes. Dans cette configuration, l'antenne n'est plus perturbée par la

propagation des courants de surface sur le plan de masse. De plus, l'utilisation d'un réflecteur BIE permet de supprimer les remontées de courant du plan de masse vers le circuit rayonnant. Le courant sur les brins rayonnants se propage de la zone d'alimentation vers l'extrémité de la spirale. Ce courant décroît exponentiellement et son amplitude est faible lorsqu'il atteint l'extrémité de l'antenne. Ceci implique un courant réfléchi également de faible amplitude, l'antenne est alors bien adaptée sur toute la bande de fonctionnement. La figure 3.34 ci-dessous présente la distribution des courants sur l'antenne aux fréquences f=2, 4, 6, 8 GHz.



f=2GHz f=4GHz



f=6GHz f=8GHz

Figure 3.34 Distribution de courant à f=2, 4, 6, 8 GHz

Nous observons sur la figure 3.34 que le courant sur l'antenne reste essentiellement concentré à l'intérieur de la zone de rayonnement du mode m=1. Le courant à l'extérieur de cette zone décroît très rapidement. Il faut noter que le courant sur l'antenne spirale associée au réflecteur BIE est identique au

courant sur l'antenne spirale en espace libre. Les modes de rayonnement supérieurs à 1 ne sont pas générés du fait que l'amplitude du courant au niveau des zones actives correspondantes est trop faible.

4.1.3 Impédance de l'antenne n°1

Pour valider les résultats de simulations EM, nous avons réalisé un prototype. Les paramètres du BIE et de l'antenne ont été mentionnés au début du paragraphe. L'antenne est alimentée par un symétriseur que nous avons déjà présenté dans le chapitre I. Les résistances utilisées sont des résistances CMS, au format 0805. La taille du réflecteur BIE est 130mm*130mm, soit $0.43\lambda_{1GHz}$ de côté. On présente sur la figure 3.35 une comparaison entre le module du coefficient de réflexion mesuré et simulé.

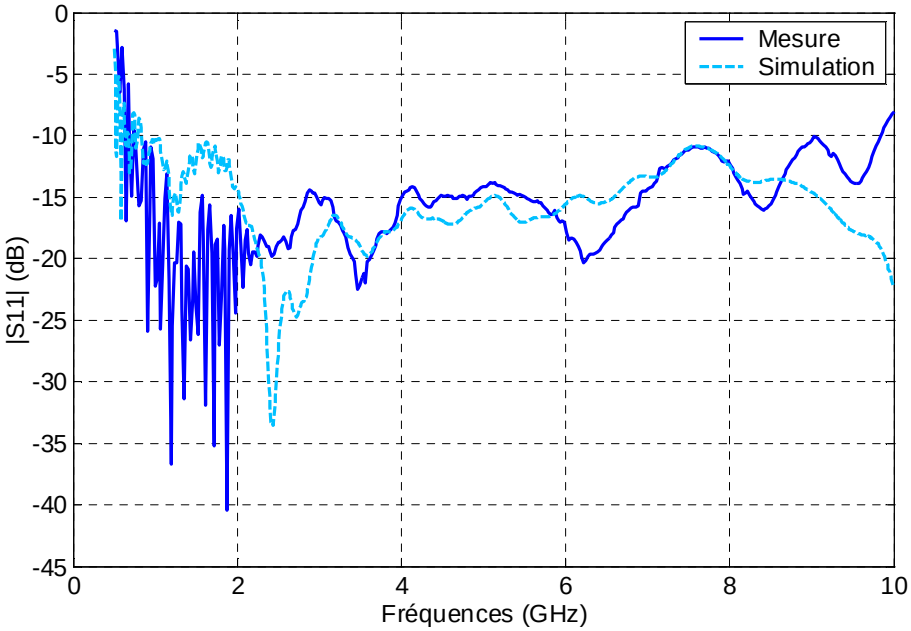


Figure 3.35 Module de S11

Un bon accord entre simulation et mesure est observé. Néanmoins en haute fréquence les deux courbes divergent. Cette différence est principalement due à la réalisation du balun d'alimentation. L'antenne réalisée présente une bonne adaptation d'impédance avec un module du coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur une bande passante supérieure à 13:1. Plus précisément, l'antenne est adaptée de f_{min}=0.75GHz à f_{max}=9.84GHz.

4.1.4 Rayonnement de l'antenne n°1

Les mesures du champ rayonné par l'antenne ont été réalisées en chambre anéchoïque chez Thales Aerospace Division. Le cornet d'émission fonctionne de f=0.5GHz à f=6GHz. Nous traçons sur les figures 3.36 et 3.37, les diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans de coupe phi=0° et phi=90° :

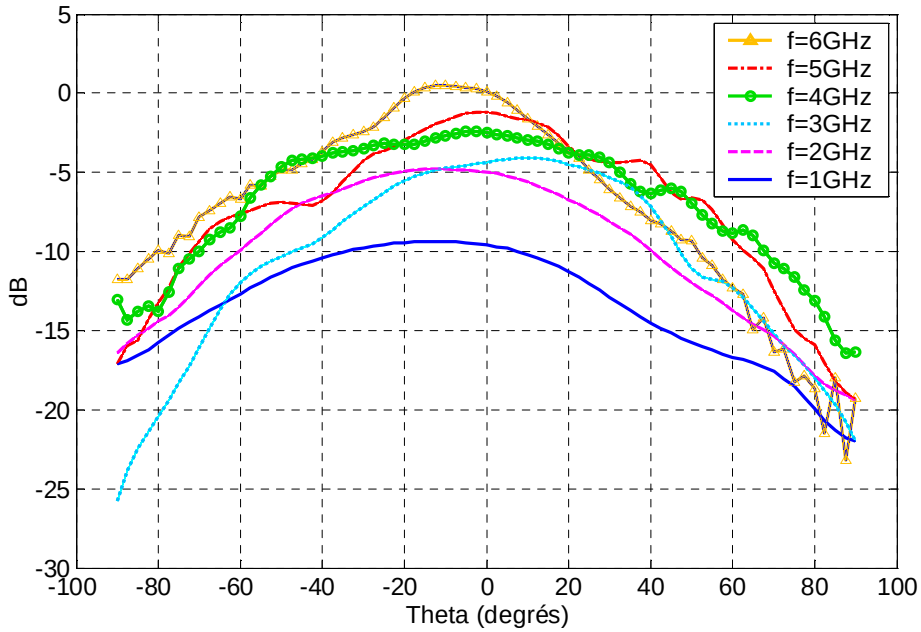


Figure 3.36 Diagrammes de rayonnement mesurés, composante gauche de la polarisation circulaire, plan phi=0°

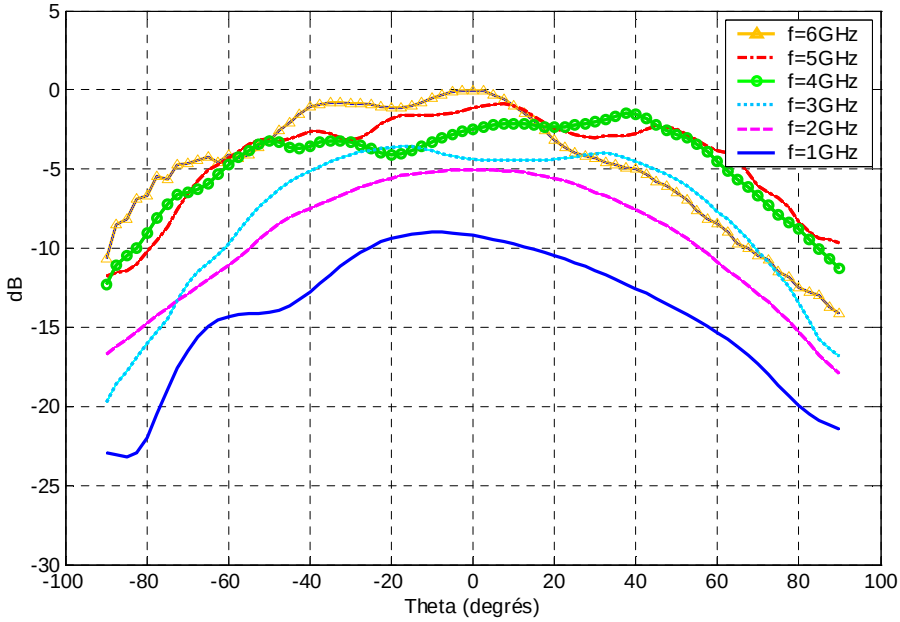


Figure 3.37 *Diagrammes de rayonnement mesurés, composante gauche de la polarisation circulaire, plan phi=90°*

Les diagrammes présentés ci-dessus sont relativement stables en fonction de la fréquence. Les ondulations présentes sur le lobe principal sont inférieures à 3dB.

Sur la figure 3.38, nous comparons le gain mesuré et simulé dans la direction θ=0° :

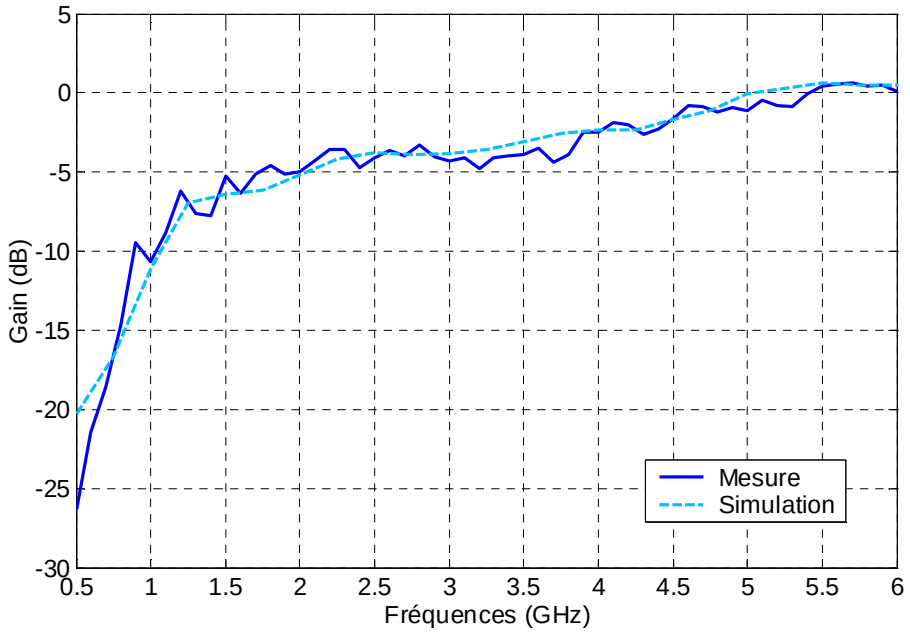


Figure 3.38 *Comparaison du gain mesuré et simulé dans la direction θ=0°*
(le gain est mesuré avec un pas de 100MHz)

On note un très bon accord entre les deux courbes. L'écart entre la mesure et la simulation à f=1GHz est d'environ 0.5dB. L'écart maximum entre les deux courbes est 1.7dB, cet écart maximum se situe à la fréquence f=3.7GHz. Le gain pour les fréquences inférieures à f=1GHz est très faible du fait que l'élément rayonnant est sous-dimensionné. La réalisation de cette antenne a permis de valider les simulations. Nous allons maintenant réduire l'épaisseur de la structure BIE et analyser le comportement de l'antenne. Nous réduisons également la périodicité du réseau pour améliorer l'atténuation des courants de surface.

4.2 Antenne n°2 : w=4mm, g=2mm, h_{bie}=1.8mm, R=100Ω et ε_r=2.2

4.2.1 Géométrie de l'antenne n°2

L'objectif de la thèse est de concevoir des antennes à large bande passante, unidirectionnelles, de faible épaisseur pour des applications basses fréquences. Nous avons validé la méthode de conception dans le paragraphe précédent Il est maintenant important d'analyser le comportement de l'antenne, lorsque son

épaisseur diminue. Une photographie de l'antenne réalisée n°2 est présentée sur la figure 3.39. La taille du plan de masse est 130mm*130mm soit $0.43\lambda_{1GHz}$*$0.43\lambda_{1GHz}$. Le courant à l'extrémité de la spirale étant faible, il n'est pas nécessaire d'utiliser un grand plan de masse. La taille du plan de masse influence uniquement le rayonnement arrière de l'antenne. Ce prototype est destiné à vérifier le bon fonctionnement de l'antenne lorsque son épaisseur est réduite à h_{tot}=3.6mm soit $0.012\lambda_{1GHz}$.

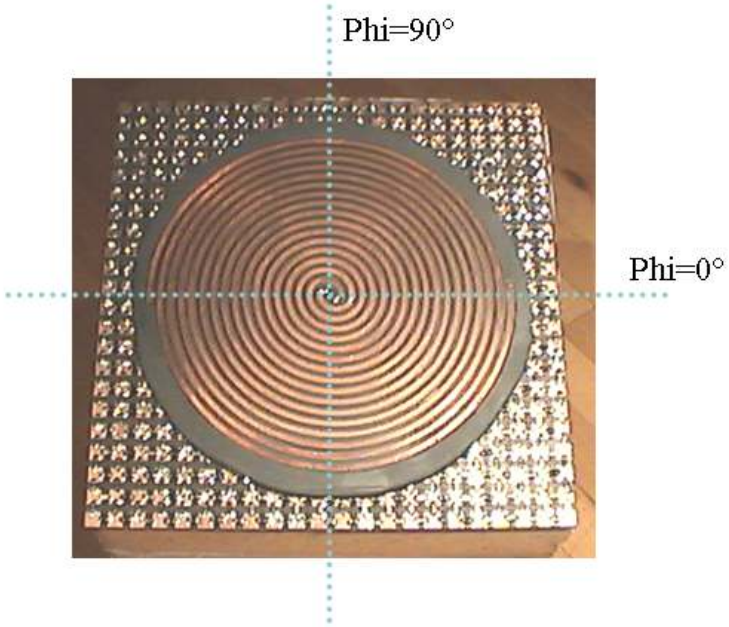


Figure 3.39 Photographie de l'antenne réalisée

Le principe de fonctionnement de cette antenne est identique à celui de l'antenne présentée au paragraphe précédent. Nous avons montré dans le paragraphe 3, que la bande interdite du réflecteur BIE était plus profonde lorsque son épaisseur est faible, de ce fait, l'antenne continue de fonctionner malgré une épaisseur très faible.

4.2.2 Impédance de l'antenne n°2

Nous traçons la courbe de mesure du module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne sur la figure 3.40 :

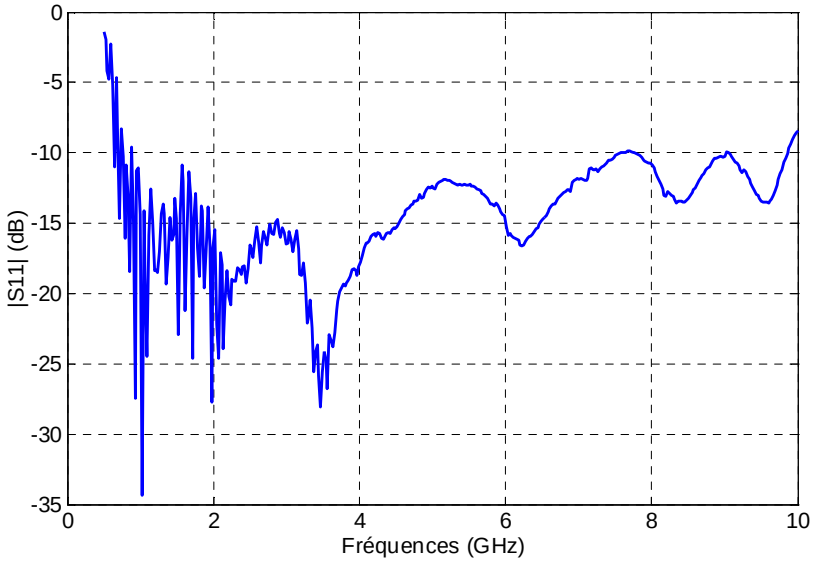


Figure 3.40 *Mesure du module de S11*

Malgré une épaisseur aussi faible, l'antenne reste bien adaptée sur toute la bande de fréquences considérée. L'antenne présente un module de S11 inférieur à -10dB de 0.9GHz à 9.9GHz, la bande passante en impédance est BP=11.9:1. Le niveau d'adaptation sur la bande fonctionnement est moins bon que dans le cas précédent mais il reste tout à fait acceptable.

4.2.3 Rayonnement de l'antenne n°2

La figure 3.41 présente une comparaison entre mesure et simulation du diagramme de rayonnement à f=6GHz dans les plans phi=0° et phi=90°. On note un bon accord entre mesure et simulation.

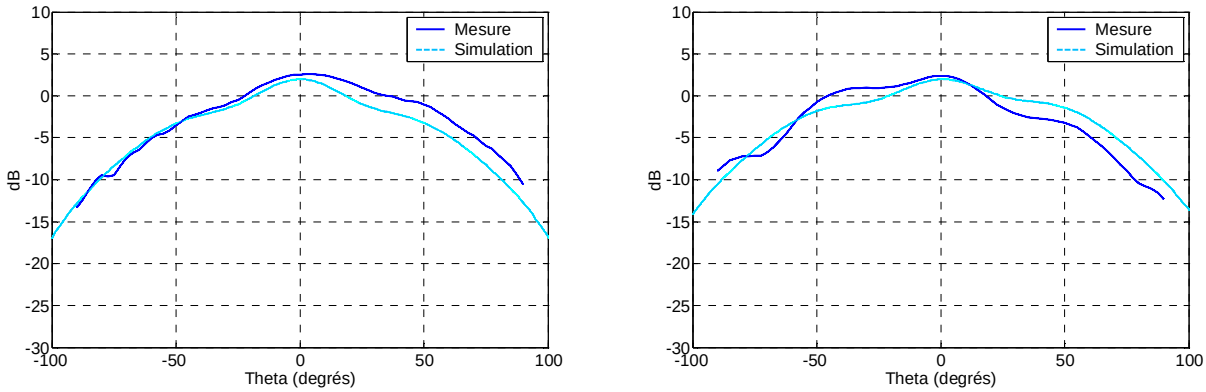


Figure 3.41 *Diagramme de rayonnement simulé et mesuré à f=6GHz dans le plan phi=0° (à gauche) et phi=90° (à droite), composante gauche de la polarisation circulaire*

Les diagrammes de rayonnement mesurés à différentes fréquences sont représentés sur les figures 3.42 et 3.43 dans le plan phi=0° et phi=90° respectivement.

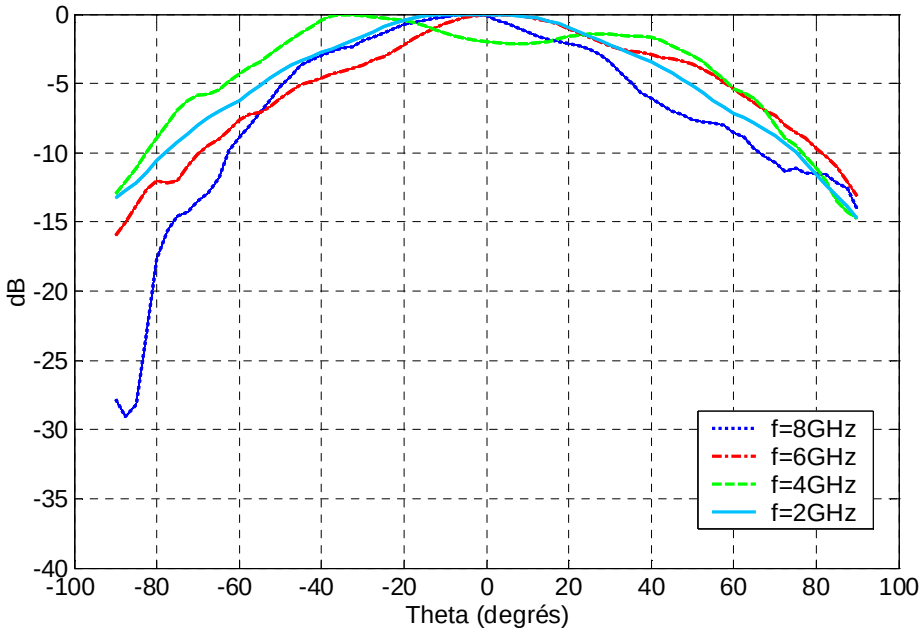


Figure 3.42 *Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan phi=0°, composante gauche*

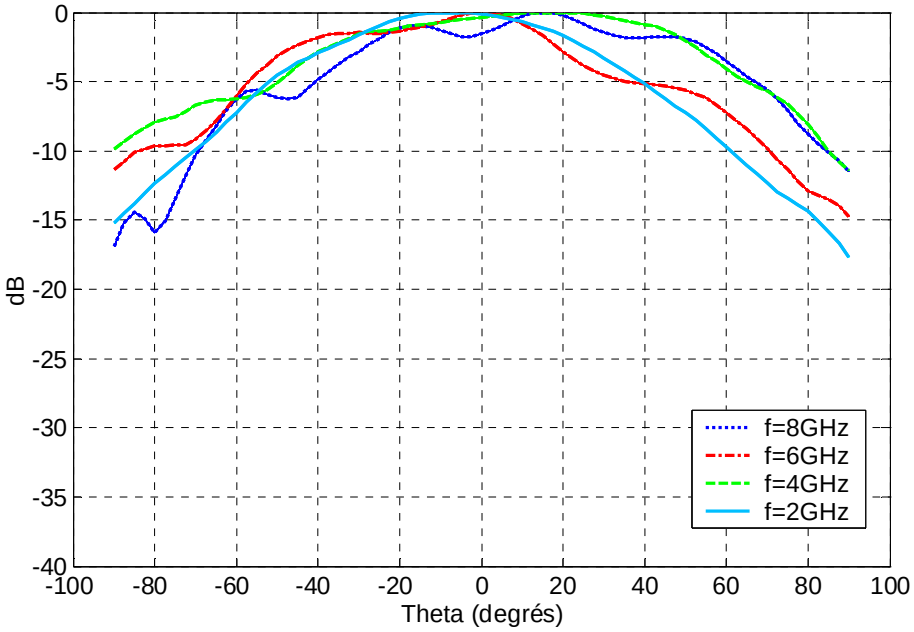


Figure 3.43 *Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan phi=90°, composante gauche*

L'allure des diagrammes est relativement stable dans la bande passante. Les ondulations présentes sur le lobe principal sont inférieures à 3dB. Les diagrammes démontrent une polarisation elliptique du champ à f=2GHz. La polarisation devient circulaire lorsque la fréquence augmente. Pour améliorer la polarisation aux fréquences basses, il faudrait augmenter le diamètre de la spirale. Pour améliorer la stabilité des diagrammes, plusieurs solutions sont possibles. La première solution consiste à augmenter le nombre de motifs du réseau périodique. La seconde plus facile à réaliser, consiste à augmenter la permittivité du réflecteur BIE (cf. § 3.3). La figure 3.44 présente une comparaison du gain simulé et mesuré dans la direction θ=0° :

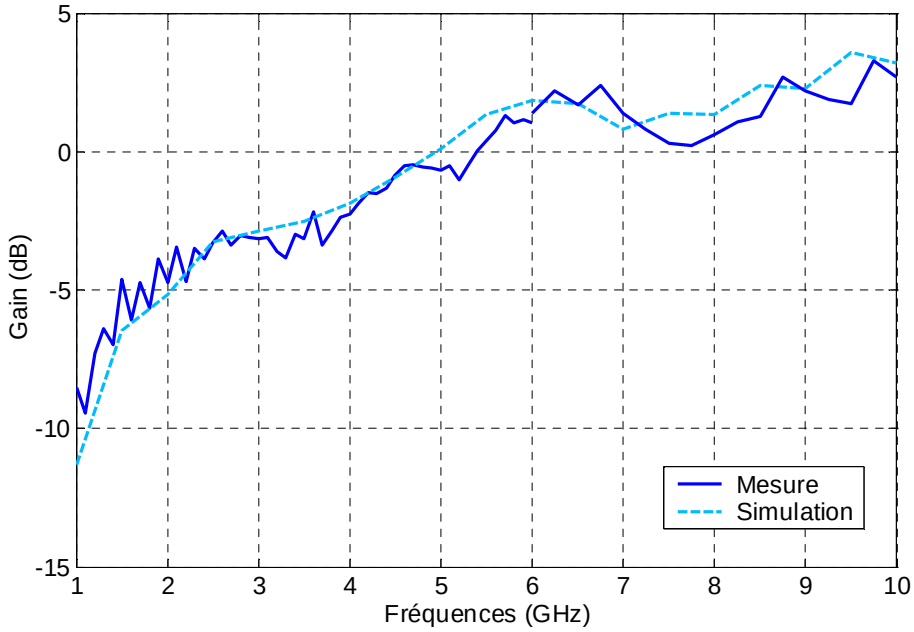


Figure 3.44 Comparaison du gain mesuré et simulé dans la direction θ=0°

On note un bon accord entre mesure et simulation. Nous montrons sur la figure 3.45 une comparaison entre le gain de l'antenne spirale réalisée n°2, d'épaisseur totale h_{tot}=3.6mm et le gain d'une antenne spirale placée sur une cavité absorbante d'épaisseur h_{cav}=6mm.

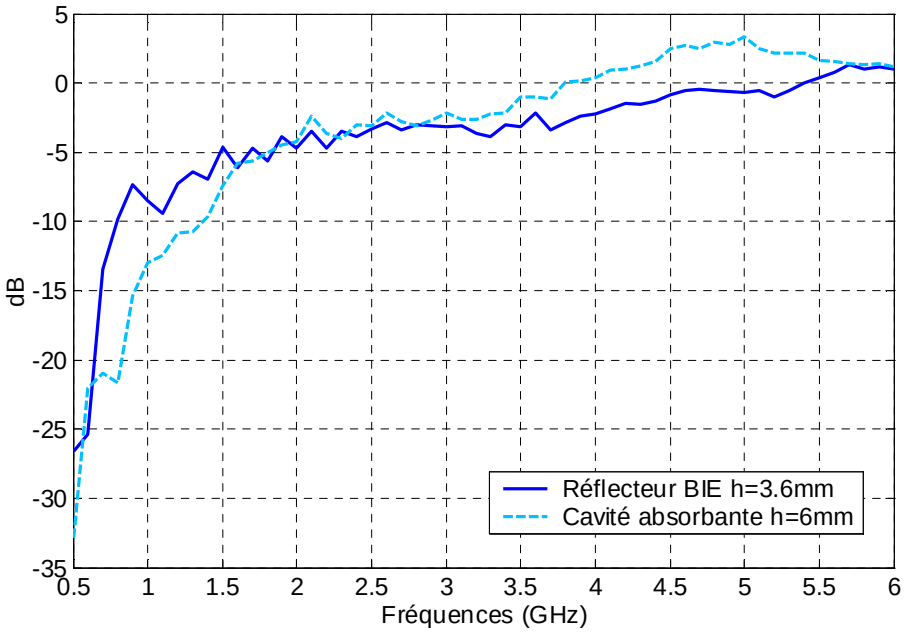


Figure 3.45 *Comparaison entre le gain d'une antenne spirale associée à un réflecteur BIE et le gain d'une antenne spirale associée à une cavité absorbante*

L'antenne spirale sur cavité absorbante est caractérisée par un diamètre externe ∅=133mm. Nous observons sur la figure 3.45 que le gain de l'antenne associée à un réflecteur BIE est supérieur de 4.5dB à la fréquence basse malgré un diamètre inférieur. Les deux courbes de gain se croisent aux alentours de f=2GHz, le gain de l'antenne en cavité devient supérieur au gain de l'antenne sur réflecteur BIE, enfin les deux courbes se rejoignent à f=6GHz.

5 Optimisation des dimensions de l'antenne

Sachant que les antennes à concevoir sont initialement destinées à des applications basses fréquences, il faut déterminer les limites de fonctionnement par rapport à l'épaisseur de l'antenne. En effet, pour une antenne fonctionnant dans la bande 1-10GHz, une épaisseur de 2 ou 3mm ne présente pas de différence notable en terme de poids ou d'intégration. En revanche, l'intégration d'une antenne à 100MHz sur un porteur de petite taille peut être remise en cause pour 1cm ou 2cm, il est donc important de réduire au maximum l'épaisseur de l'antenne.

Nous montrons sur la figure 3.46 ci-dessous, le module du coefficient de réflexion et le gain de l'antenne lorsque l'épaisseur totale est h_{tot}=2mm. L'élément rayonnant est imprimé sur un support Duroid 5880, de permittivité relative ε_r=2.2. Les caractéristiques de l'élément rayonnant sont les mêmes qu'au paragraphe précédent. L'épaisseur du BIE est h_{bie}=1mm, les autres paramètres du BIE sont : w=4mm, g=2mm, R=100Ω.

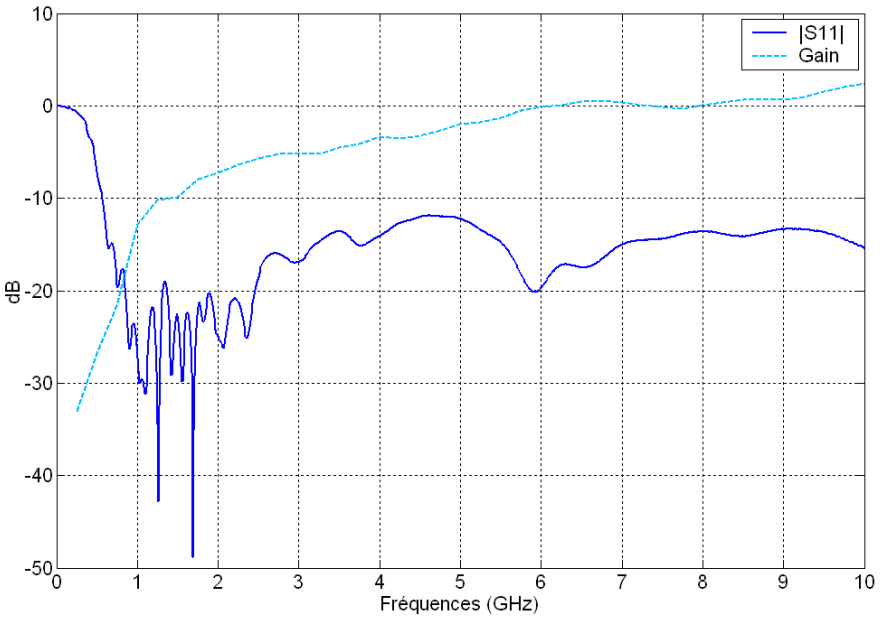


Figure 3.46 Module de S11 et gain d'une antenne spirale imprimée d'épaisseur h_{ant}=1mm, placée sur un réflecteur BIE d'épaisseur h_{bie}=1mm

Nous observons sur la figure 3.46, que l'antenne présente une bonne adaptation d'impédance à partir de f=0.6GHz, à f=10GHz l'antenne est encore adaptée. La bande passante en impédance est supérieure à 16.6:1 alors que l'épaisseur totale est seulement de 1/250^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse. Le gain de l'antenne est très faible aux basses fréquences. Ceci s'explique par le fait que l'antenne est sous-dimensionnée en terme de diamètre. L'élément rayonnant est dimensionné pour une fréquence minimale f=1GHz, le gain à cette fréquence est –12dB. Quelques diagrammes de rayonnement sont tracés sur les figures 3.47 et 3.48.

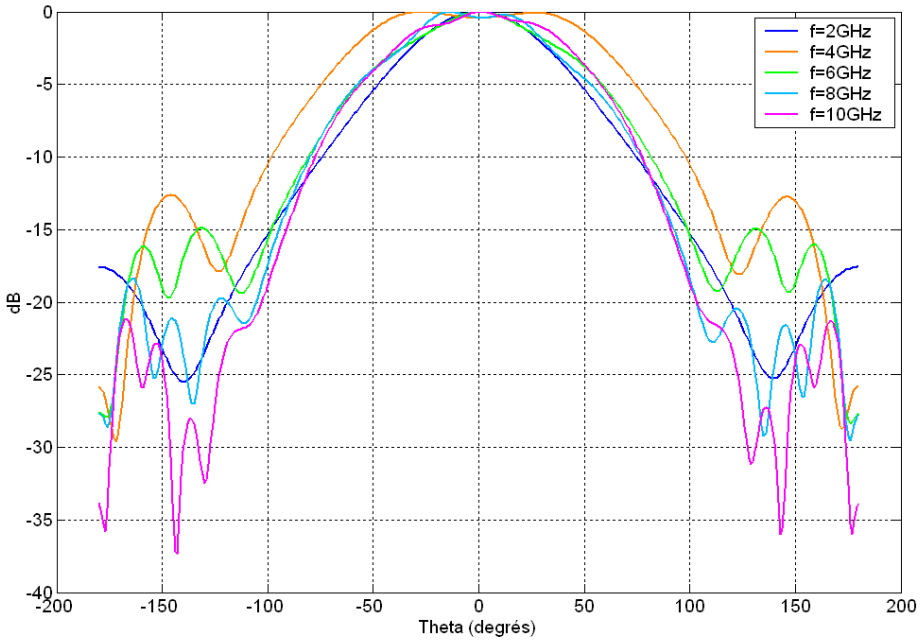


Figure 3.47 *Diagrammes de rayonnement normalisés, dans le plan phi=0°*

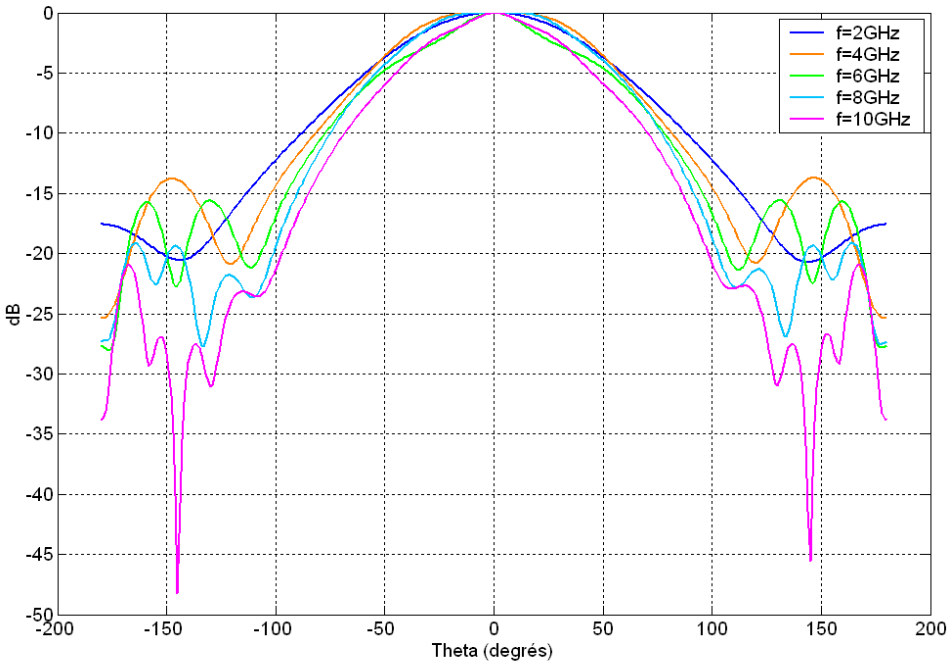


Figure 3.48 *Diagrammes de rayonnement normalisés, dans le plan phi=90*

Les diagrammes de rayonnement sont stables sur toute la bande passante. Nous avons montré dans ce paragraphe, que l'antenne fonctionne sur une bande passante très large (>16.6:1). La polarisation du

champ rayonné est elliptique à f=1GHz, puis elle devient circulaire à partir de f=1.25GHz, En appliquant une homothétie aux dimensions de l'antenne pour qu'elle fonctionne à partir de 100MHz, l'épaisseur totale serait de l'ordre de 12mm.

Enfin, pour résumer nous présentons ci-dessous les performances de l'antenne pour différentes épaisseurs. L'évolution du module du coefficient de réflexion est tracée sur la figure 3.49 :

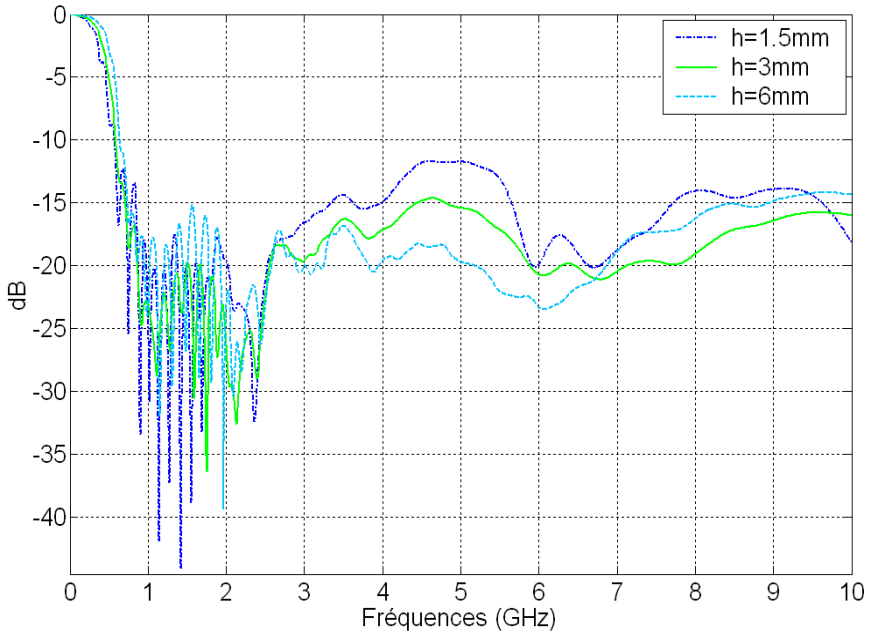


Figure 3.49 Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de l'épaisseur de l'antenne

L'antenne présente une très bonne adaptation d'impédance sur une bande passante supérieure à la décade pour les trois épaisseurs 1/50^{ième}, 1/100^{ième}, 1/200^{ième} de longueur d'onde à f=1GHz.

Nous présentons sur la figure 3.50 l'évolution du gain en fonction de l'épaisseur :

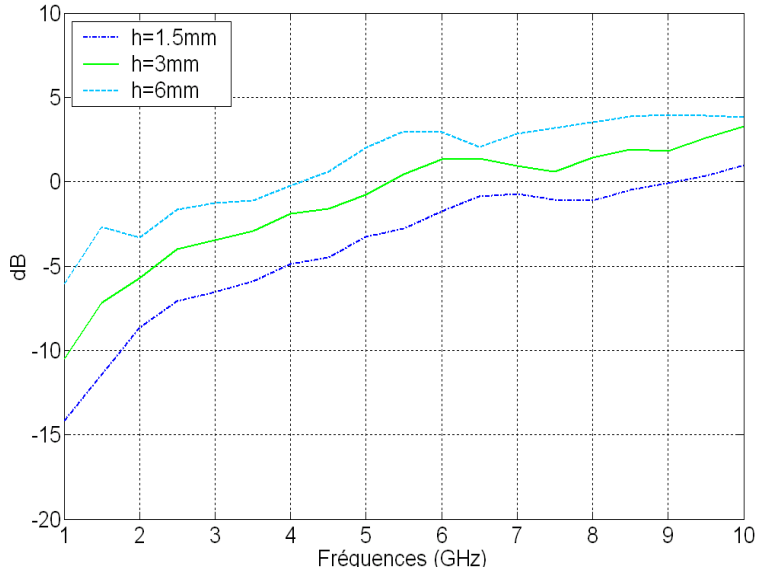


Figure 3.50 *Evolution du gain en fonction de l'épaisseur de l'antenne*

Le gain augmente lorsque l'épaisseur de l'antenne augmente. Pour une épaisseur égale à 1/200^{ième} de longueur d'onde à f=1GHz, le gain de l'antenne est comparable au gain d'une antenne spirale chargée par une cavité absorbante (cf.figure 3.45). Enfin, nous présentons l'évolution de l'efficacité en fonction de l'épaisseur de l'antenne :

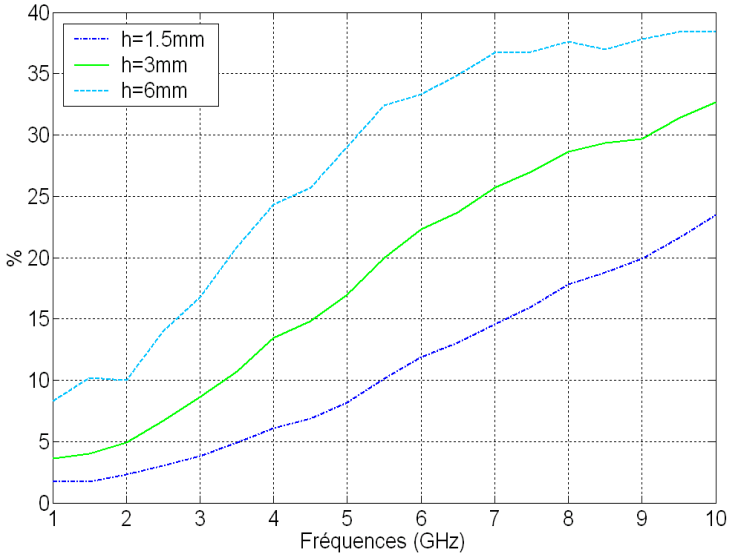


Figure 3.51 *Evolution de l'efficacité en fonction de l'épaisseur de l'antenne*

L'efficacité diminue lorsque l'épaisseur de l'antenne diminue. L'efficacité augmente avec la fréquence. Pour l'antenne la plus fine, l'efficacité varie entre 2% à la fréquence inférieure de la bande de fonctionnement et 23% à la fréquence supérieure.

6 Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre que les matériaux à bande interdite EM pouvaient être utilisés comme réflecteur pour des antennes à très large bande passante. Après un état de l'art sur les structures BIE, l'analyse d'une antenne spirale sur une surface haute impédance de type surface champignon a permis de déterminer les limitations en terme de bande passante et d'épaisseur.

Nous avons proposé et validé une nouvelle structure BIE qui permet d'obtenir simultanément une large bande interdite, supérieure à 10:1, et une faible épaisseur, inférieure à 1/100^{ième} de longueur d'onde. Un modèle basé sur la méthode des lignes de transmission permet de dimensionner très rapidement ce réflecteur BIE. Deux antennes utilisant ce nouveau type de réflecteur ont été réalisées pour valider les résultats de simulations. La validation a été effectuée en confrontant les caractéristiques simulées et mesurées (|S11|, gain, diagrammes de rayonnement). Nous avons montré dans le dernier paragraphe, qu'une antenne spirale d'Archimède à deux brins, dimensionnée pour fonctionner sur la 1ère bande interdite peut être placée à une distance inférieure à 1/300^{ième} de longueur d'onde au dessus du réflecteur. L'antenne reste bien adaptée sur une bande passante supérieure à 16:1, les diagrammes de rayonnement sont bien formés, ils sont stables, et une bonne polarisation circulaire est réalisée. La bande passante de l'antenne peut en théorie être aussi large que la 1ère bande interdite du réflecteur. Cependant, la difficulté réside dans la réalisation d'un balun aussi large bande.

7 Références

[1] D.F. Sievenpiper, « High impedance electromagnetic surfaces », PhD dissertation 1999

[2] T. Itoh, F-R Yang, K-P Ma, Q. Yongxi, « A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuit », IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol.47, issue 8, August 1999, pp.1509-1514.

[3] T. Itoh, R. Coccioli, « Aperture coupled patch antenna on UC-PBG substrate », IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol.47 issue 11, november 1999, pp.2123-2130.

[4] L. Schreider, M. Soiron, B. Perpere, X. Begaud, « Dispositif de structure à bande interdite électromagnétique et dispositif d'émission et de réception d'ondes électromagnétiques », Brevet, n° INPI : 05 11966, dépôt le 14 décembre 2005.

[5] E. Yablonovitch, « Inhibited spontaneous emission in solid state physics and electronics », Physical Review letter, Vol.58, n°20, 18 May 1987.

[6] E.R. Brown, CD Parker, E. Yablonovitch, « Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate », Journal Opt. Soc. Am, Vol.10 n°2, February 1993

[7] S. Pioch, « Etude d'antennes planaires à motifs périodiques par la théorie des matériaux BIE », Thèse de doctorat, décembre 2004.

[8] P-S. Kildal, « Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics », IEEE Trans. On Antennas and Propagation Vol.38, issue 10, October 1990

[9] P-S. Kildal, « Bandwidth of some artificially soft surfaces », IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation, APS Vol.1, June 1995, pp390-393

[10] C.A. Mentzer, L. Peters, « Properties of cutoff corrugated surfaces for corrugated horn design », IEEE Trans. On Antennas and Propagation Vol.22, n°2, March 1974

[11] H. Mosollaei, K. Sarabandi, « Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate », IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol.52, n°9, September 2004.

[12] Y. Rahmat-Samii, « Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications », IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol.51, n°10 pp.2691-2703, October 2003.

[13] H. Mosollaei, K. Sarabandi, « Magneto-dielectrics in electromagnetics concept and applications », IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol.52, n°6, June 2004.

[14] R.Garg, I.J. Bahl, « Microstrip discontinuities », International Journal of Electronics, vol. 45, no. 1, pp. 81-87, 1978.

[15] K.C. Gupta, R. Garg, I.J. Bahl, P. Bhartia, « Microstrip Lines and Slotlines », 2nd ed.Artech House, Inc., 1996.

[16] D.M. Pozar, « Microwave Engineering », 2nd edition, John Wiley & Sons, 1998.

Chapitre IV.

Applications du réflecteur à large bande interdite EM

Nous avons proposé un nouveau réflecteur à large BIE dans le chapitre III, ce réflecteur a permis la conception d'antenne à large bande passante, de faible épaisseur. Nous avons validé les simulations par la réalisation et la caractérisation de deux prototypes. Dans ce quatrième et dernier chapitre, nous proposons une méthode de conception d'antenne unidirectionnelle à large bande passante et de faible épaisseur. Ensuite nous appliquons cette méthode pour réduire l'épaisseur et améliorer la bande passante de quelques antennes connues : une antenne patch en E, une antenne sinueuse à deux brins et enfin une antenne dipôle plaque. Un des objectifs ici est de vérifier que la méthode développée pour l'antenne à large bande passante et à polarisation circulaire peut être appliquée à des antennes à polarisation linéaire et de géométrie quelconque. Enfin, nous présenterons quelques applications potentielles de la nouvelle structure BIE et donnerons quelques perspectives à ce travail.

1 Méthode de conception

Ce paragraphe est destiné à guider le concepteur d'antennes en lui donnant une méthode simple de conception. La première étape dans la conception d'antenne à large bande passante, unidirectionnelle, de faible épaisseur consiste à définir les caractéristiques de l'antenne à concevoir. La méthode s'applique aux antennes imprimées et planaires. Par caractéristiques, on entend bande de fréquences de fonctionnement, polarisation du champ rayonné, encombrement, gain, etc. L'organigramme présenté sur la figure 4.1 décrit les grandes étapes de la méthode de conception :

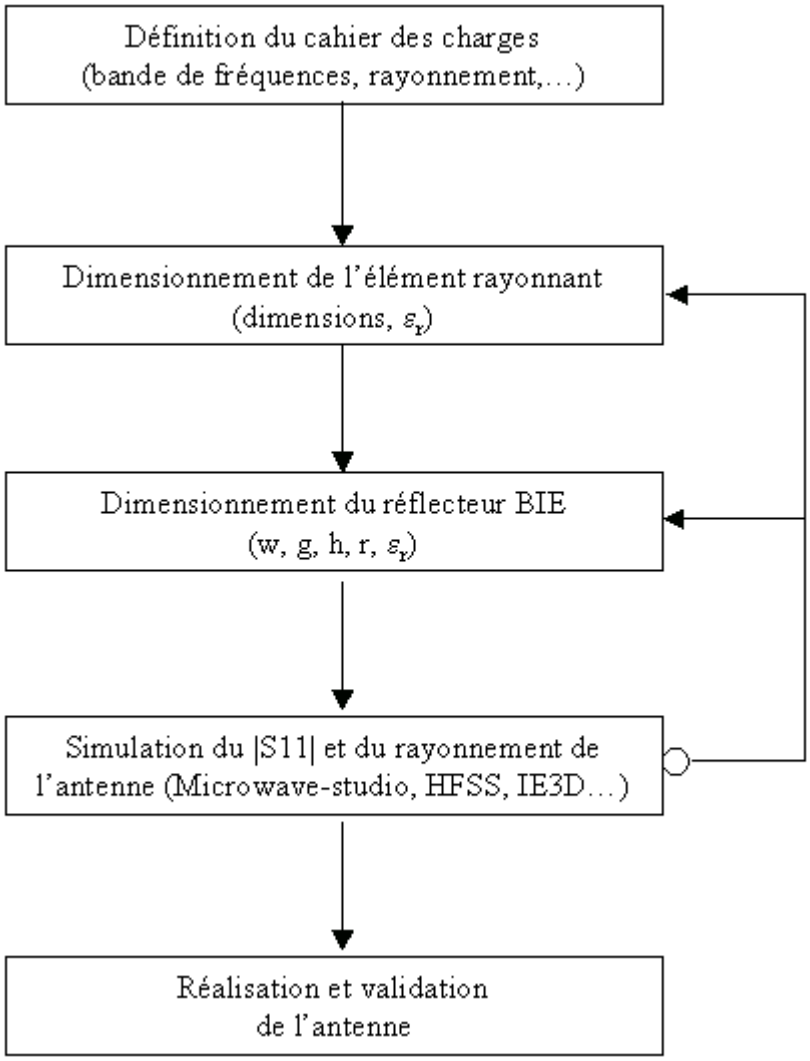


Figure 4.1 Méthode de conception

Une fois les caractéristiques de l'antenne déterminées, il s'agit de dimensionner l'élément rayonnant seul pour qu'il fonctionne sur une bande de fréquences donnée. Ensuite, il faut dimensionner le réflecteur BIE pour que la première bande interdite corresponde à la bande de fonctionnement de l'antenne seule. Pour isoler électriquement les deux parties constituant l'antenne, l'élément rayonnant est imprimé sur un support diélectrique. Associer ensuite l'élément rayonnant et le réflecteur BIE. Il s'agit ici de placer le CI du circuit rayonnant sur le CI du réflecteur BIE. L'étape suivante consiste à effectuer une simulation permettant de calculer le module du coefficient de réflexion et le rayonnement de l'antenne. Il faut ensuite vérifier que l'antenne est bien adaptée. Si l'antenne est bien adaptée, vérifier alors son rayonnement. Si l'adaptation d'impédance et le

rayonnement de l'antenne correspondent aux caractéristiques fixées par le cahier des charges, alors réaliser l'antenne. Si l'adaptation d'impédance ne correspond pas, il faut alors analyser les courants sur l'antenne. En théorie, pour que l'antenne fonctionne correctement, il faut que le courant sur l'antenne évolue de la même manière que si l'antenne était placée en espace libre. Dans le cas contraire, il faut redimensionner le réflecteur BIE, et ce en augmentant le nombre de motifs élémentaires constituant le réseau périodique ou en augmentant la permittivité du support diélectrique ou encore en augmentant la valeur des résistances. Si les diagrammes de rayonnement présentent des oscillations, utiliser la même méthode. Dans les paragraphes suivants, nous utilisons cette méthode de conception pour améliorer les performances de quelques antennes. La première antenne étudiée est une antenne patch en forme de E.

2 Antenne patch en E placée sur un réflecteur à large BIE

Les antennes microruban sont très largement utilisées dans de nombreuses applications car elles sont compactes, légères, conformables, et facile à réaliser, etc. Cependant, ces antennes fonctionnent sur une bande de fréquence très étroite. Nous avons déjà cité quelques solutions pour remédier à ce principal inconvénient dans le chapitre I. La solution qui semble être la plus intéressante pour élargir la bande passante de ces antennes est l'insertion de fentes sur l'élément rayonnant. En effet, l'insertion de fente permet de créer une résonance supplémentaire. Si cette nouvelle résonance est judicieusement positionnée, elle permet d'élargir la bande passante de l'antenne. Par exemple, l'introduction d'une fente en forme de U permet d'atteindre une bande passante pour un rapport d'ondes stationnaires inférieur à 2 de 45% [1]. En 2001, le professeur Y. Rahmat-Samii proposa une nouvelle antenne microruban, dont l'élément rayonnant est un patch métallique en forme de E [2]. Cette antenne est utilisée pour des communications sans fil. D'après l'auteur, sa réalisation est plus simple que celle de l'antenne patch avec une fente en forme de U. Nous présentons dans cette partie les performances de l'antenne pour différentes configurations.

2.1 Géométrie de l'antenne

L'élément rayonnement de cette antenne est un patch métallique en forme de E, deux fentes ont été réalisées sur le patch pour élargir la bande passante [2]. La géométrie de l'antenne est présentée sur la figure 4.2 :

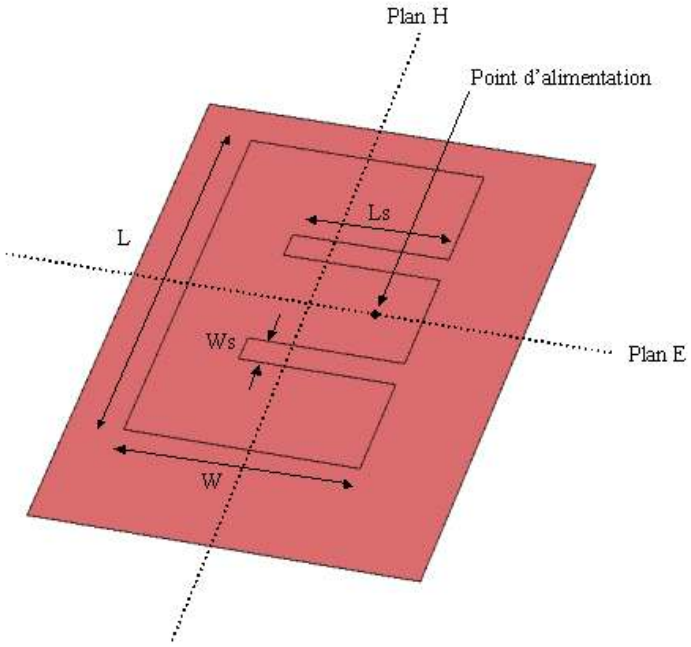


Figure 4.2 Géométrie d'une antenne patch en E

Le patch est défini par une longueur L=70mm, une largeur W=45mm, et deux fentes de longueur Ls=30mm et de largeur Ws=5mm. L'antenne patch en E est dans un premier temps placée à une hauteur h=10mm au dessus d'un conducteur électrique parfait (PEC), le tout disposé dans un milieu homogène de permittivité égale à 1. Ensuite, nous étudions le comportement de l'antenne lorsque l'épaisseur est réduite à h=3.6mm. Nous montrerons que réduire la distance entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur limite la bande passante. Pour restaurer la bande passante de l'antenne, le réflecteur métallique est remplacé par le réflecteur à large BIE. Les paramètres du réflecteur BIE sont : w=4mm, g=2mm, h_{bie}=1.8mm, R=100Ω et ε_r=2.2. Enfin, dans le but de réduire l'épaisseur de l'antenne vis à vis de la longueur d'onde, l'élément rayonnant est imprimé sur un support diélectrique de permittivité égale à 2.2.

2.2 Impédance de l'antenne

Nous présentons sur la figure 4.3 le module du coefficient de réflexion en entrée pour les différentes configurations citées ci-dessus :

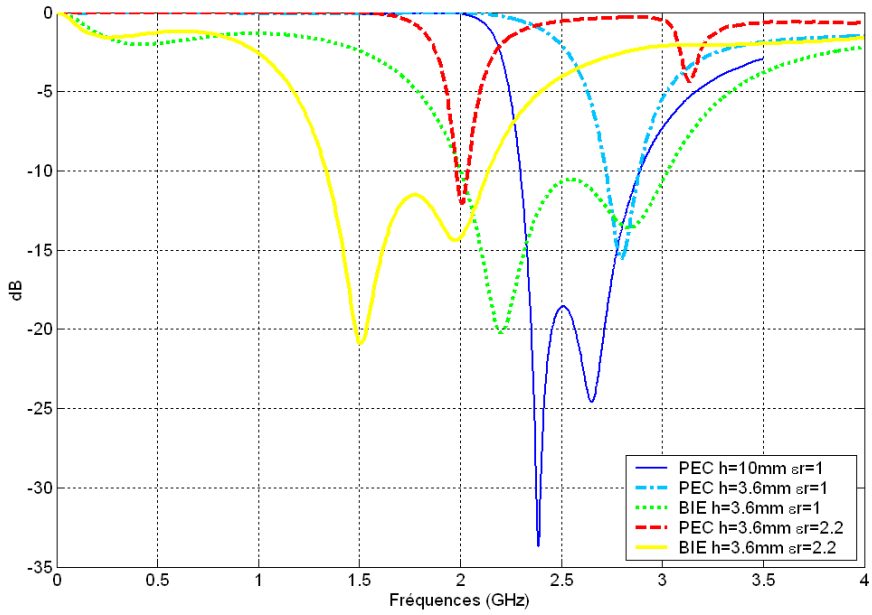


Figure 4.3 Module du coefficient de réflexion de l'antenne patch en E placée sur un réflecteur PEC et sur un réflecteur BIE

Nous observons sur la figure 4.3, que lorsque le patch est placé à une hauteur h=10mm au dessus d'un bon réflecteur (courbe bleu), la bande passante de l'antenne est d'environ 23%. Cette bande passante est obtenue lorsque la permittivité du milieu est égale à 1. Dès lors que la distance entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur est réduite à h=3.6mm, la bande passante est limitée à 5.8% (courbe cyan). Lorsque le réflecteur métallique est remplacé par la structure à large BIE, la bande passante est égale à 41% (courbe verte). Avec le réflecteur à large BIE, la bande passante de l'antenne est sept fois plus large qu'avec un réflecteur métallique. Sur la figure 4.3, nous remarquons que lorsque le circuit rayonnant est imprimé sur un support diélectrique de permittivité égale à 2.2, la bande passante est réduite à 2.7% avec un réflecteur métallique (courbe rouge), alors qu'elle est de 46% avec le réflecteur BIE (courbe orange). De plus, la bande de fonctionnement de l'antenne s'est

décalée vers les basses fréquences. Par conséquent, l'antenne présente une bande passante plus large, et une épaisseur plus faible vis à vis de la longueur d'onde.

2.3 Rayonnement de l'antenne

Sur la figure 4.4, nous comparons le gain de trois antennes : une antenne patch en E placée à 10mm au dessus d'un conducteur électrique, une antenne patch en E placée à 1.8mm au dessus du réflecteur à large BIE, une antenne patch en E placée à 1.8mm au dessus d'un plan de masse à pertes, caractérisé par $\sigma \rightarrow 0$S/m.

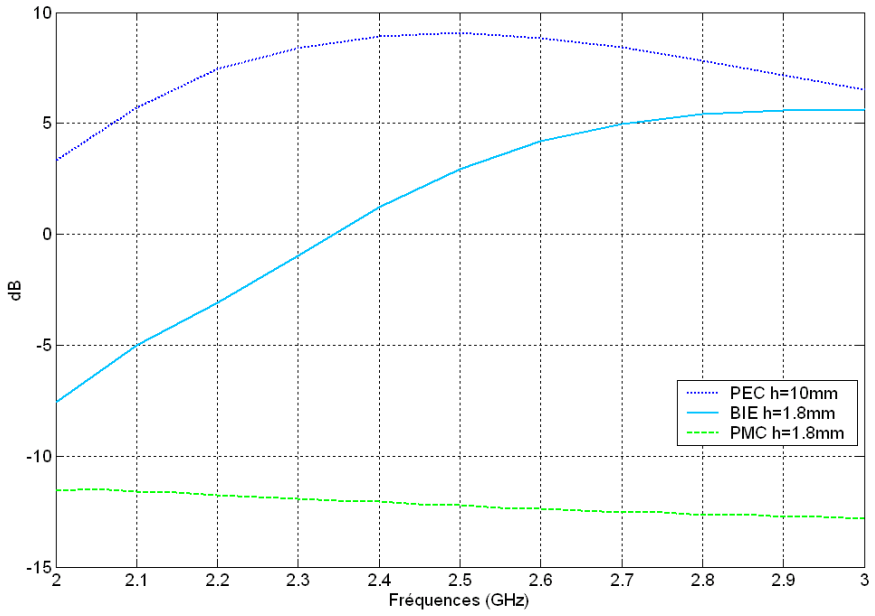


Figure 4.4 Comparaison du gain des antennes patch PEC et BIE et PMC

Le gain de l'antenne associée au réflecteur BIE est beaucoup plus faible que le gain de l'antenne initiale. Pour simplifier l'appellation des antennes, nous utiliserons désormais, antenne patch BIE, antenne patch PEC et antenne patch PMC lorsque l'élément rayonnant est placée au dessus d'un plan de masse à pertes. L'efficacité de l'antenne patch BIE est faible, elle varie entre 2% et 16% sur la bande de fonctionnement. L'efficacité du patch PMC est proche de 1% sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne. En revanche, l'efficacité de l'antenne patch PEC varie entre 90% et 99%. Les paramètres du réflecteur BIE (w=4mm, s=2mm, h_{bie}=1.8mm, R=100Ω, ε_r=2.2) peuvent

être optimisés pour améliorer les performances de l'antennes. Quelques diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont présentés sur les figures 4.5 et 4.6 respectivement :

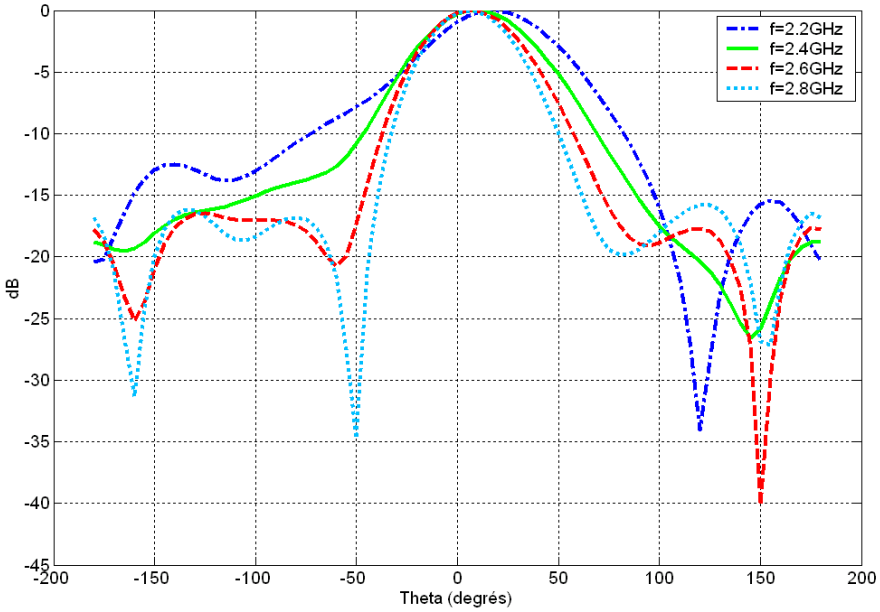


Figure 4.5 Diagrammes de rayonnement dans le plan E

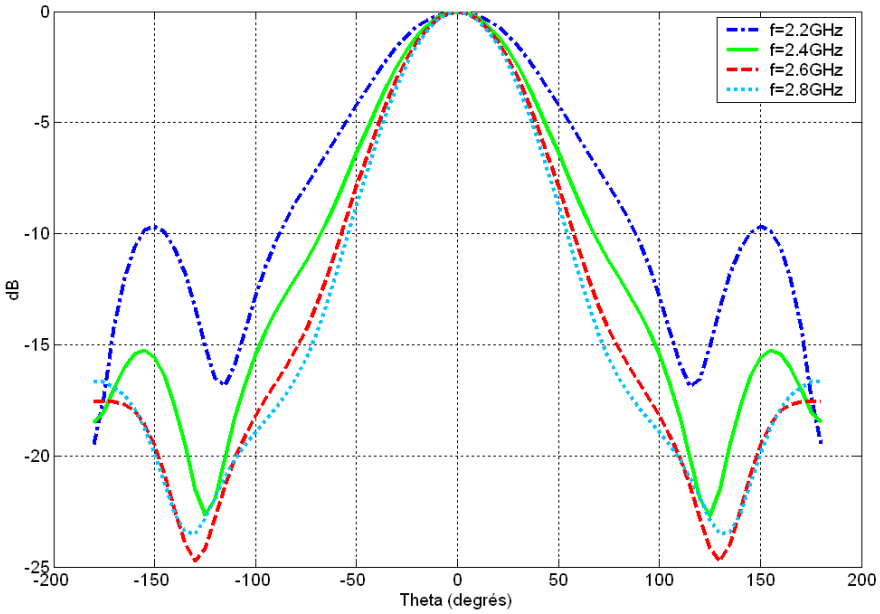


Figure 4.6 Diagramme de rayonnement dans le plan H

L'élément rayonnant n'étant pas symétrique dans le plan E, un dépointage apparaît sur les diagrammes. Le dépointage diminue lorsque la fréquence augmente. Les diagrammes dans le plan H sont stables, l'élément rayonnant étant symétrique dans ce plan, aucun dépointage n'apparaît.

Nous montrons sur la figure 4.7 la répartition des courants sur une antenne patch PEC et une antenne patch BIE.

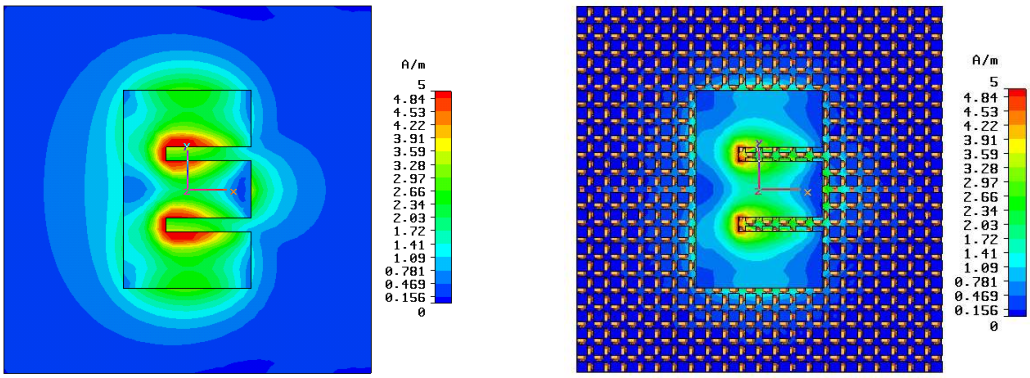


Figure 4.7 distribution du courant à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne patch PEC (à gauche) et de l'antenne patch BIE (à droite)

Le courant sur le réflecteur BIE étant concentré au niveau du patch, il est possible de réduire sa taille sans pour autant perturbé le comportement de l'antenne. En revanche, réduire la taille du réflecteur BIE entraîne une hausse du rayonnement arrière de l'antenne. La taille du réflecteur doit donc être déterminée par rapport au niveau de rayonnement arrière autorisé.

Pour résumer, nous avons montré qu'il est possible d'élargir la bande passante de l'antenne patch en E dès lors que le plan de masse est remplacé par le réflecteur à large BIE. De plus, l'utilisation de cette nouvelle structure permet de réduire l'épaisseur de l'antenne. L'inconvénient de cette solution est la valeur du gain de l'antenne. Le gain de l'antenne patch BIE se situe entre le gain de l'antenne patch PEC et le gain de l'antenne patch PMC. Ici, le réflecteur BIE est une structure intermédiaire entre un bon réflecteur et un matériau absorbant. Nous avons également montré que l'utilisation du réflecteur BIE pouvait permettre de réduire la taille du plan de masse. La taille de ce dernier doit alors être définie par rapport au niveau de rayonnement arrière autorisé. Nous allons à présent appliquer la méthode de conception à une antenne sinueuse à deux brins.

3 Antenne sinueuse à deux brins placée sur un réflecteur à large BIE

En 1982, Duhamel a conçu un élément rayonnant appelé antenne sinueuse [3]. La géométrie de l'antenne sinueuse peut être considérée comme une structure hybride entre l'antenne spirale et l'antenne log-périodique. Lorsque l'antenne sinueuse est auto-complémentaire, son impédance d'entrée est indépendante de la fréquence. Généralement cette antenne est disposée au dessus d'une cavité contenant le système d'alimentation et de l'absorbant pour supprimer le rayonnement arrière. Ce type de structure devient alors encombrante, et ne permet pas toujours une intégration. Nous proposons ici de remplacer la cavité absorbante par le réflecteur BIE que nous avons présenté et validé dans le chapitre III. Le but ici n'est pas de faire une analyse détaillé de l'antenne, mais simplement de montrer que le réflecteur BIE peut être utilisé avec différents éléments rayonnants.

3.1 Géométrie de l'antenne

Le diamètre externe de l'antenne sinueuse est ∅=53mm. Lorsque l'élément rayonnant est placé en espace libre, il fonctionne entre f=2.7GHz et f=6.8GHz. Les paramètres du réflecteur BIE sont : w=3mm, s=2mm, h_{bie}=3.2mm, R=300Ω, ε_r=1. Avec ces paramètres, la première bande interdite du réflecteur s'étend de f=0GHz à f=30GHz. La figure 4.8 présente la géométrie de l'antenne. L'élément rayonnant est imprimé sur un support diélectrique de permittivité ε_r=2.2, d'épaisseur h_{ant}=1.8mm. L'épaisseur totale de l'antenne est h_{tot}=5mm. La construction de l'élément rayonnant est détaillée dans [4].

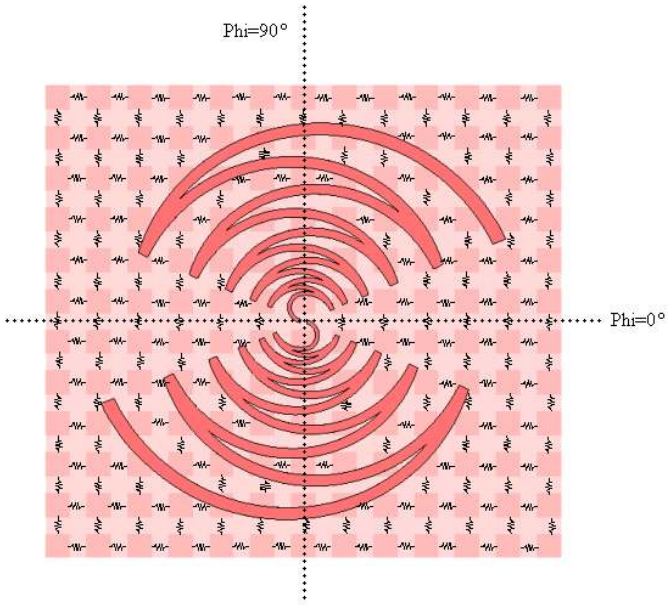


Figure 4.8 Géométrie de l'antenne

3.2 Impédance de l'antenne

Le module du coefficient de réflexion est présenté sur la figure 4.9 :

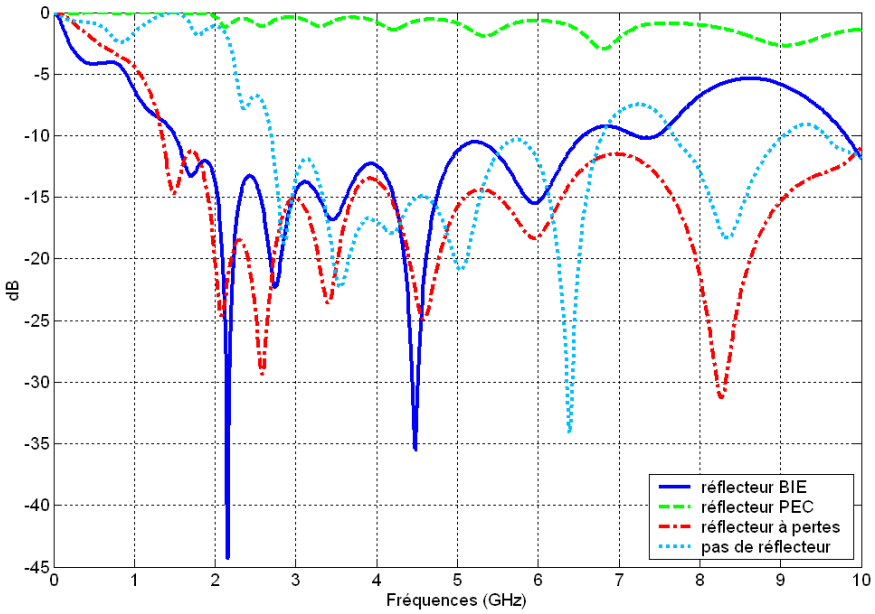


Figure 4.9 Module du coefficient de réflexion en entrée d'une antenne sinueuse placée sur un réflecteur BIE, PEC, PMC et sans réflecteur

Nous observons sur la figure 4.9 que lorsque l'élément rayonnant est placé à 1.8mm d'un réflecteur PEC, l'antenne est complètement désadaptée. Lorsque l'antenne sinueuse est en espace libre, elle présente une bonne adaptation d'impédance de f=2.7GHz à 6.7GHz. Si l'antenne est placée sur un plan de masse à pertes, sa bande passante en impédance est supérieure à 6.6:1. L'antenne sinueuse associée à un réflecteur BIE présente une bonne adaptation d'impédance de f=1.5GHz à f=6.5GHz. L'épaisseur totale de l'antenne vaut $0.025\lambda_{1.5GHz.}$

3.3 Rayonnement de l'antenne

Nous comparons sur la figure 4.10, le gain d'une antenne sinueuse en espace libre avec le gain d'une antenne sinueuse placée à 1.8mm du réflecteur BIE et avec le gain d'une antenne sinueuse placée à 1.8mm d'un plan de masse à pertes :

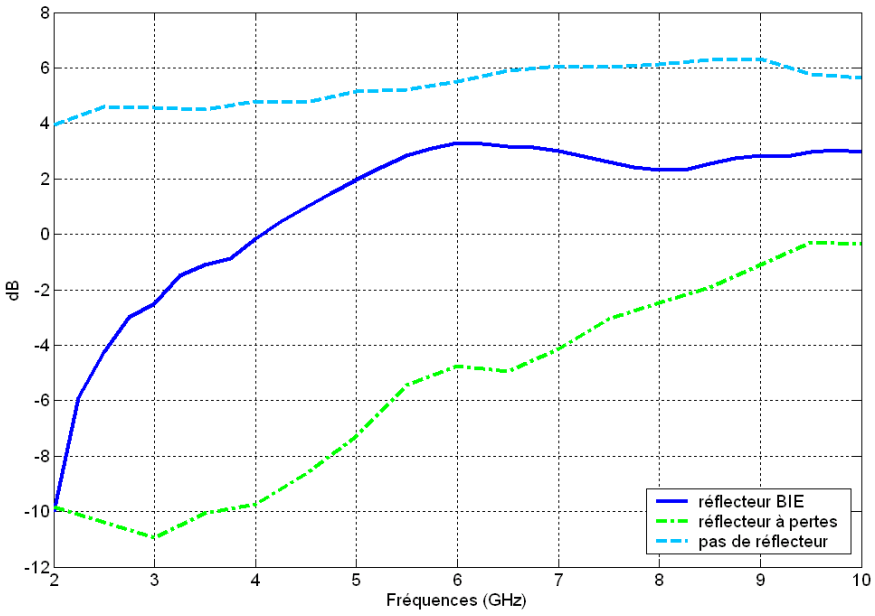


Figure 4.10 Gain d'une antenne sinueuse placée sur un réflecteur BIE, sur un réflecteur à pertes et sans réflecteur

Lorsque le circuit rayonnant est placé sur le réflecteur BIE, le gain de l'antenne varie de -10dB à 3dB. Le gain à la fréquence basse est relativement faible car l'élément rayonnant est sous-dimensionné à cette fréquence. Le gain de l'antenne se situe entre le gain de l'antenne en espace libre

et le gain de l'antenne placée au dessus d'un plan de masse à pertes. Nous traçons les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans phi=0° et phi=90° sur les figures 4.11 et 4.12 :

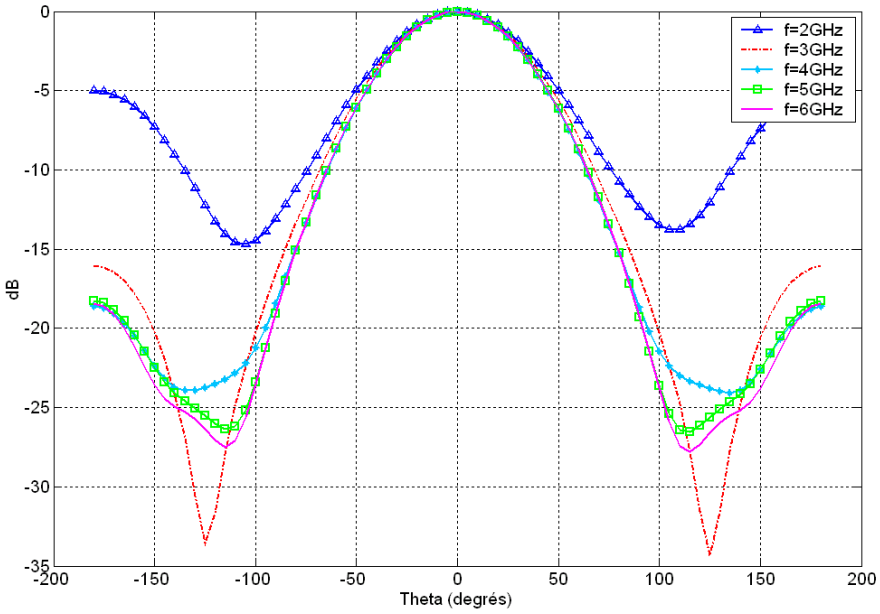


Figure 4.11 Diagramme de rayonnement dans le plan phi=0°

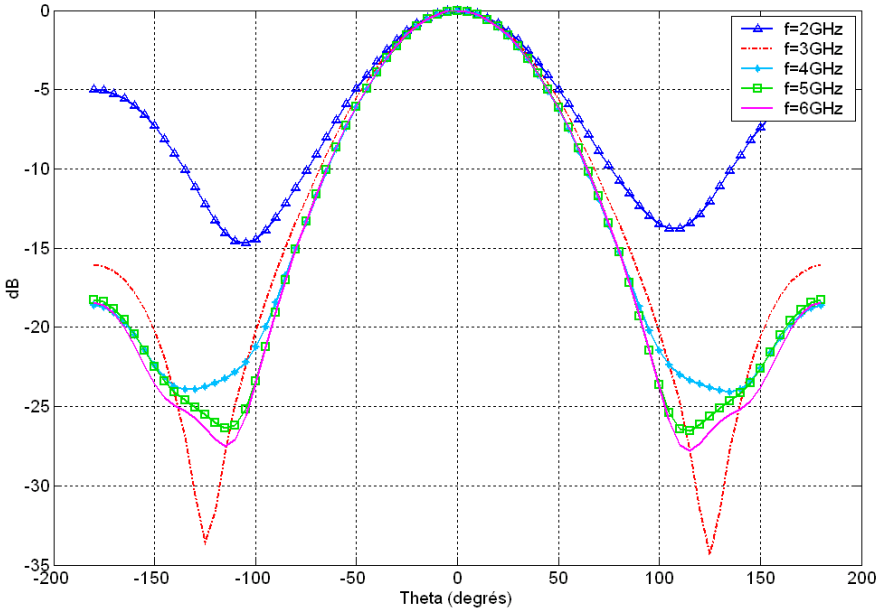


Figure 4.12 Diagramme de rayonnement dans le plan phi=90°

Nous observons sur les figures 4.11 et 4.12, que le rayonnement est très stable sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne. Cependant, on peut remarquer un rayonnement arrière élevé à f=2GHz, ceci peut s'expliquer à l'aide de la distribution de courant de la figure 4.12 :

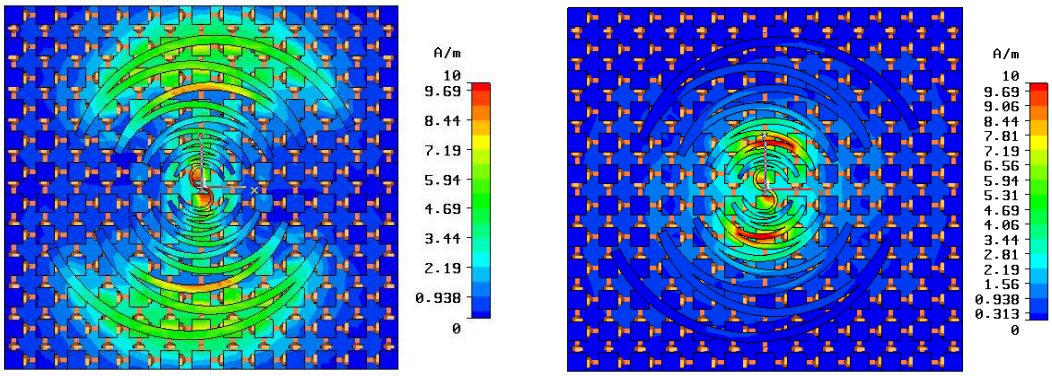


Figure 4.13 distribution du courant sur l'antenne f=2GHz et f=6GHz

Le courant sur le réflecteur est important au niveau du dernier brin de l'antenne sinueuse à f=2GHz. Pour réduire le rayonnement arrière, il suffit de réduire la période du réseau ou d'augmenter la taille du réflecteur. Nous avons également présenté la distribution du courant sur l'antenne à f=6GHz pour montrer que la zone de courant se déplace avec la fréquence.

4 Antenne dipôle plaque associée à un réflecteur BIE

Pour remplir des missions de détection en basse fréquence (UHF), des antennes dipôles sont parfois utilisées au détriment des antennes spirales ou sinueuses. Les solutions à base de dipôle présentent en effet des surfaces d'antenne plus faible, facilitant ainsi leurs intégrations et la mise en réseau. Cependant, les antennes dipôles utilisées en UHF sont associées à des matériaux absorbants dont les inconvénients ont déjà été cités dans les chapitres précédents. Nous montrons dans ce paragraphe, que l'utilisation de notre réflecteur BIE permet la conception d'antenne à large bande passante, de faible épaisseur, à polarisation linéaire.

4.1 Géométrie de l'antenne

L'antenne dipôle est définie par une longueur L=45mm et une largeur l=8mm. L'antenne doit fonctionner de f=1GHz à f=6GHz. Le dipôle est dimensionné pour une fréquence centrale f=3.5GHz. Les dimensions du dipôle sont donc petites vis à vis de la longueur d'onde à la fréquence basse.

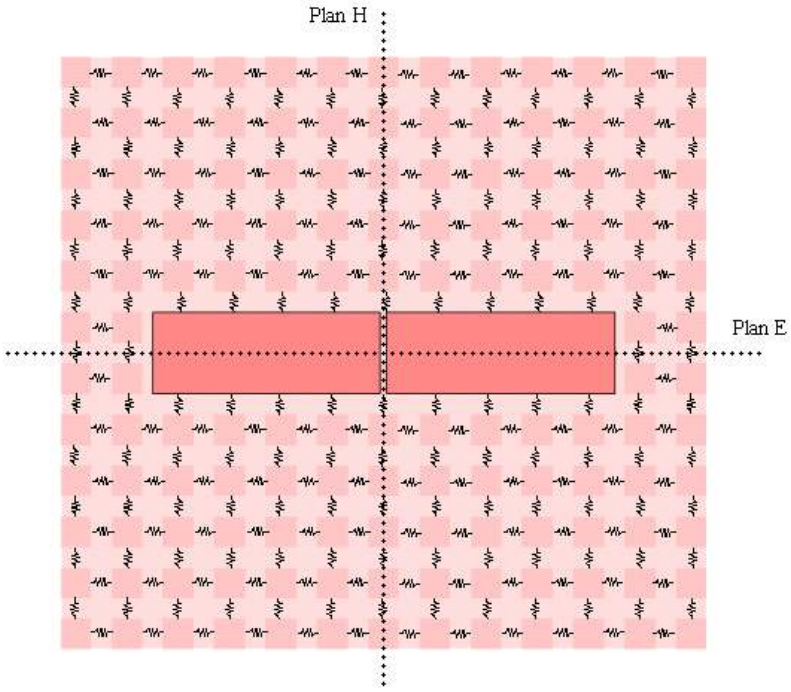


Figure 4.14 Géométrie de l'antenne

4.2 Impédance de l'antenne

Nous présentons sur la figure 4.15 une comparaison du module du coefficient de réflexion d'une antenne dipôle plaque placée à 1mm au dessus d'un bon conducteur (PEC) ou d'un réflecteur à large BIE.

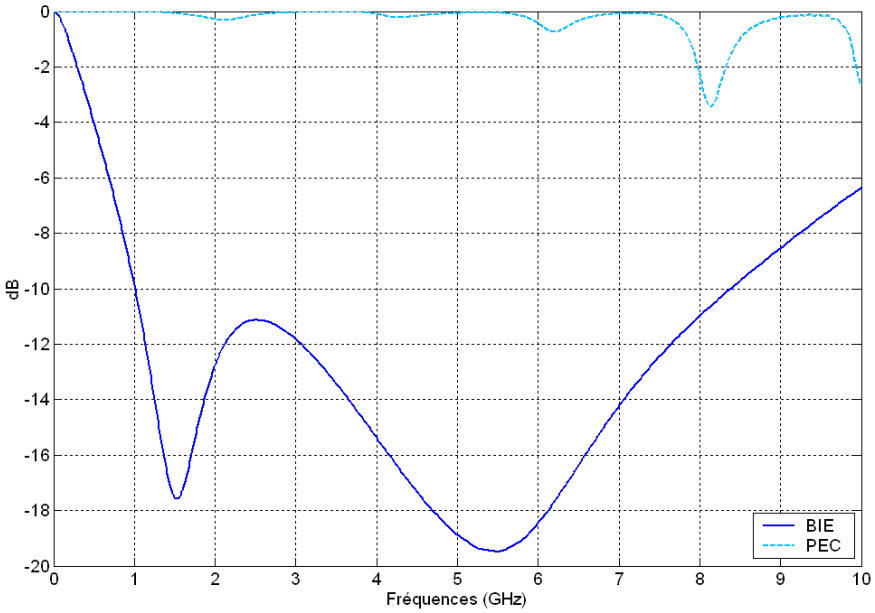


Figure 4.15 Module du coefficient de réflexion et gain d'une antenne dipôle plaque placée à une hauteur h_{ant}=1mm d'un réflecteur BIE

La bande passante en impédance de l'antenne s'étend de f=1GHz à f=8.3GHz lorsque le dipôle est associé à un réflecteur BIE. Lorsque le dipôle est placé à 1mm d'un plan conducteur, l'antenne est totalement désadaptée.

4.3 Rayonnement de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E et H sont présentés sur les figures 4.16 et 4.17 ci-dessous :

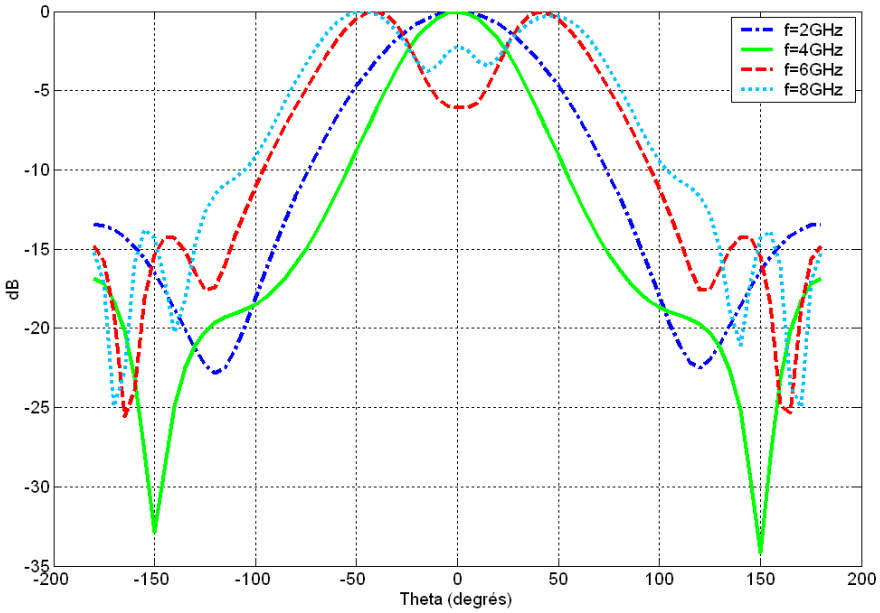


Figure 4.16 Diagramme de rayonnement dans le plan E

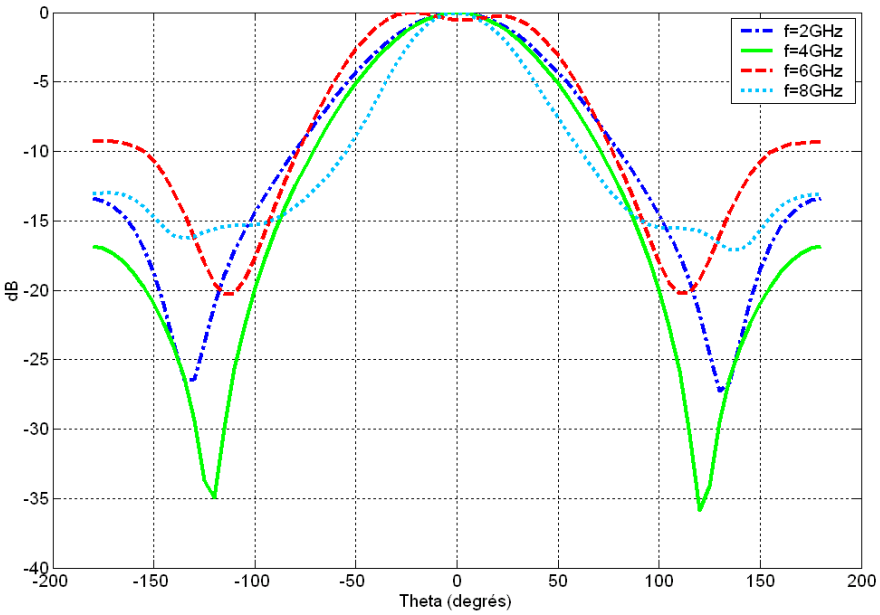


Figure 4.17 Diagramme de rayonnement dans le plan H

Nous observons un creux dans la direction θ=0° à f=6GHz et f=8GHz. Les diagrammes de rayonnement dans le plan H sont stables. Nous traçons sur la figure 4.18 le gain de l'antenne dans la direction θ=0°.

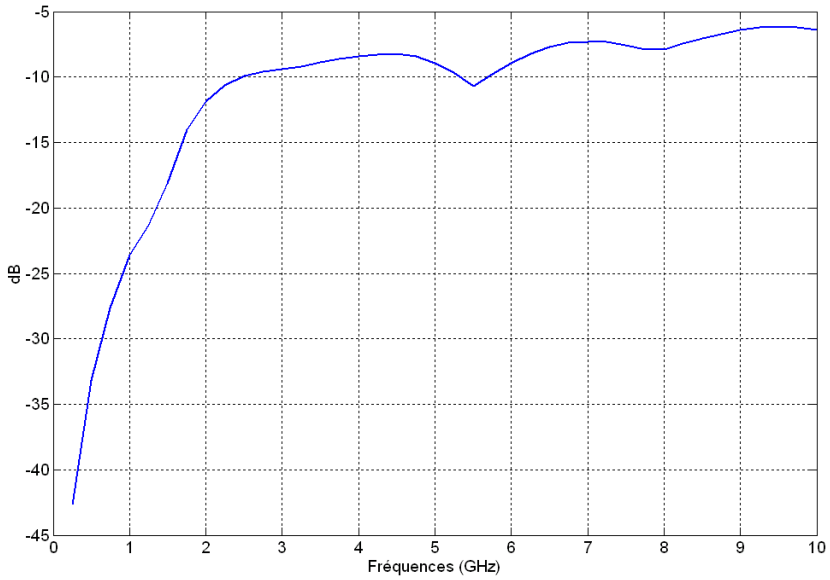


Figure 4.18 Gain de l'antenne dipôle placée à 1mm au dessus d'un réflecteur BIE

Le gain de l'antenne augmente avec la fréquence. Il varie entre –23dB et –7.5dB sur la bande de fonctionnement. Le gain à 1GHz est égal à –23dB, le gain est faible car la taille du dipôle à cette fréquence est petite par rapport à la longueur d'onde. Compte tenu des puissances mises en jeu pour les applications visées, ce gain est tout à fait acceptable. Cette solution présente par rapport aux solutions classiques à base d'absorbant, une réalisation beaucoup plus simple grâce à la technologie des circuits imprimés ainsi qu'une meilleure reproductibilité.

Les caractéristiques des antennes présentées dans ce chapitre sont résumées dans le tableau 4.1 ci-dessous :

Antenne	**Paramètres BIE**	**Bande passante**	**Gain**	**Remarques**
Antenne patch E L=70mm W=45mm Ls=30mm Ws=5mm h=3.2mm	w=4mm g=2 mm h_{bie}=1.8mm R=100Ω ε_r=2.2	1.6:1	De –7.5dB à 6dB	-Amélioration de la bande passante -Réduction de l'épaisseur -Chute de gain
Antenne sinueuse ∅=53mm h=5mm	w=3mm g=2mm h_{bie}=3.2mm R=300Ω ε_r=2.2	4.3:1	De –16dB à 3dB	-Réduction de l'épaisseur -Bande passante large -Rayonnement très stable
Antenne dipôle L=45mm W=8mm h=2mm	w=2mm g=2mm h_{bie}=1mm R=100Ω ε_r=2.2	8.3:1	De -23dB à –7.5dB	-Facilité de réalisation -Reproductibilité -Bande passante large

Tableau 4.1

5 Application de la structure à large BIE au blindage des circuits RF

Dans ce paragraphe, nous présentons une autre application potentielle de notre structure à large BIE. Cette application sort du contexte de la conception d'antenne, mais reste néanmoins dans le domaine des microondes. L'idée consiste à appliquer la structure BIE au blindage des circuits hyperfréquences. La fonction première du blindage est de protéger la fonction du circuit qu'il contient de l'environnement extérieur. Les boîtiers intégrant des circuits et composants RF sont conçus spécifiquement pour une application donnée et les contraintes dépendent donc de cette

application. Ce boîtier ne doit pas entraîner la propagation de modes parasites. Il est donc placé à une certaine distance du circuit qu'il contient. En appliquant la structure BIE sur les parois internes du boîtier, il est possible de réduire sa hauteur. La figure 4.18 illustre cette configuration :

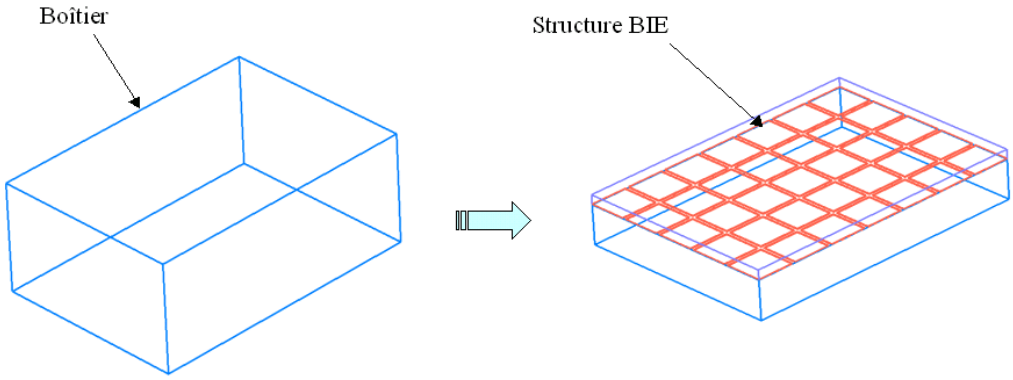


Figure 4.19 Application de la structure BIE au blindage des circuits RF

L'application de la structure BIE permet d'augmenter la fréquence de résonance de la cavité, de supprimer les oscillations parasites, de réduire la hauteur du boîtier.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de conception simple qui s'applique à toute antenne planaire de forme et de polarisation quelconque. Le but de cette méthode est de réduire l'épaisseur des antennes à large bande passante, utilisant un plan de masse. Nous avons appliqué la méthode de conception à une antenne patch en forme de E, une antenne sinueuse à deux brins et enfin à une antenne dipôle plaque. Les résultats présentés peuvent être améliorés en optimisant les paramètres de la structure BIE. Nous avons également montré qu'en appliquant la structure BIE sur les parois internes d'un boîtier, il est possible de réduire son encombrement. Un dépôt de brevet est en cours.

7 Références

[1] K.F. Lee, K.M. Luk, K.F. Tong, «Experimental and simulation studies of the coaxially fed U-solt restangular patch antenna», IEE Proceeding Microwaves, Antennas and Propagation, Vol.144, n°5, October 1997.

[2] F. Yang, X-X. Zhang, X. Ye, Y. Rahmat-Samii, «Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications», IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol.49, n°7, July 2001.

[3] R.H. Duhamel, «Dual polarized sinuous antenna», US Patent 4,658,262, April 1987.

[4] X. Begaud, «Analyse d'antennes et de réseaux d'antennes large bande et bipolarisation par une méthode d'éléments finis de surface», Thèse de l'université de Rennes, France, Décembre 1996.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse sont consacrés à la réduction de l'épaisseur et du poids des antennes à très large bande passante et directives. **Dans le premier chapitre**, après une présentation générale des antennes indépendantes de la fréquence, nous avons justifié le choix de l'antenne spirale d'Archimède pour la conception d'antenne à large bande passante. Pour justifier notre choix, nous avons analysé une antenne spirale d'Archimède en espace libre. Lorsque l'antenne est bien dimensionnée, ces performances sont stables sur une très large bande de fréquences. Pour des applications aéroportées, les antennes spirales sont généralement associées à une cavité absorbante. Les matériaux absorbants ont des caractéristiques dispersives en fréquences, leur fabrication est encore « artisanale » et donc onéreuse. Entre deux fabrications d'absorbant, il est difficile d'obtenir les mêmes caractéristiques électriques et donc de reproduire des antennes ayant les mêmes performances. De plus, selon la bande de fréquences de fonctionnement, ces matériaux conduisent à des antennes relativement encombrantes et lourdes. Enfin, l'efficacité des antennes est faible. Pour réduire l'épaisseur des antennes et leur poids, nous avons remplacé la cavité absorbante par un plan conducteur. Ce plan conducteur est placé à une distance très faible, de l'ordre de $1/100^{ième}$ de longueur d'onde à la fréquence basse de fonctionnement de l'élément rayonnant. Nous avons montré les dégradations apportées par ce plan conducteur sur l'adaptation d'impédance, la qualité du rayonnement, et la polarisation circulaire de l'antenne.

Dans le second chapitre, nous avons présenté quelques solutions pour restaurer le comportement large bande intrinsèque aux antennes spirales. Pour ce faire, les auteurs implémentent sur l'antenne une terminaison résistive, réalisée par une couronne d'absorbant, ou par des résistances de type CMS. Le but étant d'atténuer l'amplitude du courant en bout de brin. Ces solutions permettent d'obtenir une bonne adaptation d'impédance, des diagrammes de rayonnement stables et bien formés, une bonne polarisation circulaire sur une large bande de fréquence lorsque l'épaisseur de l'antenne est supérieure ou égale à $1/30^{ième}$ de longueur d'onde à la fréquence basse de fonctionnement. En revanche, lorsque

l'épaisseur est réduite à 1/100^{ième} de longueur d'onde, le rayonnement de ces antennes est instable et la polarisation circulaire fortement dégradée. Pour améliorer la qualité du rayonnement lorsque l'épaisseur est réduite à 1/100^{ième} de longueur d'onde, nous avons réparti les charges sur toute la longueur de l'antenne. Avec cette méthode, l'antenne présente une bonne adaptation d'impédance, des diagrammes de rayonnement bien formés et stables, une bonne polarisation circulaire sur une bande passante supérieure à la décade. Nous avons montré les limitations de l'antenne en terme de gain. La qualité de la polarisation et le gain à la fréquence basse sont déterminés par la valeur des résistances. Nous avons essayé d'améliorer le gain de l'antenne en remplaçant les résistances par des filtres passe-bas pour atténuer les courants parasites uniquement. Cette solution n'a pas été concluante, mais a permis de déterminer la cause de tous les problèmes, la propagation des courants sur le plan de masse. L'utilisation d'un matériaux à pertes, caractérisé par une conductivité $\sigma \rightarrow 1$S/m, autorise la conception d'antennes à bande passante supérieure à la décade, d'épaisseur inférieure à 1/100^{ième} de longueur d'onde. Le comportement de l'antenne est identique à celui d'une antenne spirale en espace libre. Le courant sur les brins rayonnant décroît à nouveau exponentiellement. Le courant à l'extrémité de l'antenne est alors très faible, ainsi il n'y pas de courant réfléchi en bout de brin et donc l'antenne est très bien adaptée, la polarisation circulaire et les diagrammes de rayonnement sont très bon.

Le troisième chapitre de ce mémoire est consacré à la réduction de l'épaisseur des antennes à très large bande passante en utilisant la technologie des métamatériaux. Après un état de l'art sur les matériaux à bande interdite électromagnétique, nous avons analysé les performances d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins placée à 1/50^{ième} de longueur d'onde de la surface haute impédance de Sievenpiper. Nous avons également déterminé les limitations de l'antenne en terme d'encombrement et de bande passante. Afin de supprimer ces limitations, nous avons proposé et validé une nouvelle structure BIE originale. Structure qui a permis la réalisation d'antennes de faible épaisseur, 1/100^{ième} de longueur d'onde à la fréquence basse, fonctionnant sur une bande passante supérieure à 10:1, avec un rayonnement relativement stable. Un modèle utilisant la méthode de la ligne de transmission permet de dimensionner très rapidement la structure BIE. La conception de l'antenne est simple grâce à la technologie standard des circuits imprimés. Cette nouvelle méthode de conception apporte par rapport aux antennes existantes, une réduction de l'épaisseur d'environ 68%, un gain de poids, un caractère reproductible, le tout avec un gain meilleur à la fréquence basse de fonctionnement. La nouvelle structure BIE a fait l'objet d'un dépôt de brevet.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous avons appliqué la méthode de conception pour réduire les dimensions et élargir la bande passante d'antennes à polarisation linéaire de forme quelconque. Grâce à cette méthode, l'épaisseur d'une antenne patch en forme de E a pu être réduite de 64%. Sa bande passante est sept fois plus large qu'une antenne patch en forme de E classique. La méthode conception a également été appliquée pour réduire l'épaisseur d'une antenne sinueuse et d'une antenne dipôle. Nous pouvons ainsi dire que cette nouvelle structure BIE peut s'appliquer à différentes antennes à très large bande passante, telles que les antennes UWB, à polarisation circulaire ou linéaire.

A partir de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées. Dans le cas de l'antenne spirale associée au réflecteur BIE large bande, une phase d'optimisation des diagrammes de rayonnement doit être envisagée afin de réduire les ondulations observées dans le lobe principal. Cette étape essentielle permettrait à terme d'utiliser l'antenne pour des applications de goniométrie d'amplitude. Une autre perspective serait d'appliquer le nouveau réflecteur aux réseaux d'antennes pour réduire voire supprimer les directions aveugles et pour réduire leur encombrement. Enfin, la structure BIE pourrait servir à minimiser les effets de bords des cavités ou des réflecteurs classiques.

ANNEXE 1

Cette annexe est composée des formules empiriques qui permettent de calculer les capacités parallèles et la capacité série du schéma équivalent d'un gap microruban.

1) $$Q_1 = 0.04598.\left(0.03 + \left(\frac{W_1}{h}\right)^{Q_5}\right).\left(0.272 + 0.07.\varepsilon_r\right)$$

2) $$Q_2 = 0.107.\left(\frac{W_1}{h} + 9\right).\left(\frac{s}{h}\right)^{3.23} + 2.09.\left(\frac{s}{h}\right)^{1.05}.\frac{1.5 + 0.3.W_1/h}{1 + 0.6.W_1/h}$$

3) $$Q_3 = \exp\left(-0.5978.\left(\frac{W_2}{W_1}\right)^{1.35}\right) - 0.55$$

4) $$Q_4 = \exp\left(-0.5978.\left(\frac{W_1}{W_2}\right)^{1.35}\right) - 0.55$$

5) $$Q_5 = \frac{1.23}{1 + 0.12.\left(W_2/W_1 - 1\right)^{0.9}}$$

ANNEXE 2

_____Tracé du diagramme de bande avec Matlab_____

```
clear all;
close all;

v=3e8;          %_____vitesse de propagation
f=0.1:0.1:50;   %_____Fréquences
F=f*1e9;
w=2*pi*F;

W=4e-3;         %_____Taille des patchs
H=1.8e-3;       %_____Epaisseur
S=2e-3;         %_____Gap entre patchs
R=100;          %_____Résistance de charge
m=0.035e-3;     %_____Métallisation

Epr=2.2;        %_____Permittivité relative du milieu

ko=(2*pi.*F)/v;    %_____Vecteur d'onde
T=ko*W;         %_____Longueur électrique du tronçon de ligne

%_____W/H>1_____
Epf=((Epr+1)/2)+(Epr-1)./(2.*sqrt(1+12.*(H/W)));

%_____Impédance caractéristique de la ligne non chargée :
Zo=120*pi./(sqrt(Epf).*((W/H)+1.393+(2/3).*log((W/H)+1.444)));
Yo=1/Zo;


Dl=H*0.102.*(((W/H)+0.106)./((W/H)+0.264)).*(1.166+((Epr+1)/Epr).*(0.9+log((W/H)+2.475)));
```

```
Co=(2.64*1e-11.*(Epr+1.41))./log(5.98*H./(0.8*W+m));
Cend=Co.*Dl;

Q5=1.23;
Q1=0.04598.*(0.03+(W/H).^Q5).*(0.272+0.07*Epr);
Q2=(0.107.*((W/H)+9).*(S/H)^3.23)+2.09.*((S/H)^1.05).*(1.5+0.3.*(W/H))./(1+0.6.*(W/H));

%_________Capacité série:
Cs=(500*H*exp(-1.86.*(S/H)).*Q1.*(1+4.19.*(1-exp(-0.785.*sqrt(H/W)))))*1e-12;

%_________Capacité // :
Cp=Cend.*Q2./(Q2+1);


P=cos(T).*[1+(Cp*Cs*(R.*w).^2)./(1+(R*Cs.*w).^2)]+0.5.*sin(T).*[((R.^2)*Yo*Cs.*w-
R*Cs*Zo*((Cp).^2).*(w.^3))./(1+(R*Cs.*w).^2)-2*Cp*Zo.*w];

Q=(R*Cp.*w.*cos(T))./(1+(R*Cs.*w).^2)+0.5*R*Yo.*sin(T)./(1+(R*Cs.*w).^2)-
(0.5*Zo*R.*(w.^2)*(Cp)^2).*sin(T)./(1+(R*Cs.*w).^2);

%__________Constante de propagation :
X=(1/W).*acosh(P+j*Q);

plot(f,-5*W*8.686*real(X));          %__________Facteur d'atténuation en dB pour 5 périodes
hold on;
ylabel('dB')
xlabel('Fréquences (GHz)');
grid on;
```

Listes des publications.

1. Revues internationales avec comité de lecture

- L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B Perpère, C. Renard, « Broadband Archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic substrate », IET Microwave, Antennas and Propagation, volume 1, Issue 1, pp.212-216, February 2007.

2. Brevets

- L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B Perpère, n° INPI : 05 11966, déposé en novembre 2005, Classifié CD par la DGA en Mars 2006.

3. Colloques internationaux avec comités de lecture

- L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B Perpère, « Archimedean microstrip spiral antenna loaded by chip resistors inside substrate », IEEE International Symp. On Antennas and Propagation, Vol. 1, June 2004, pp.1066-1069.

- L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B Perpère, C. Renard, « Thickness reduction of unidirectional spiral antennas », 11th International Symp. On Antenna technology and applied electromagnetics, June 2005.

- L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B. Perpère, « Design of a Broadband Archimedean Spiral Antenna Above a Thin Modified Electromagnetic Band Gap Substrate », EUCAP 2006, 6-10 November 2006, Nice, France.

4. Séminaires

- L. Schreider, A.C. Lepage, X. Begaud, « Conception d'antennes large bande », poster présenté lors de la réunion plénière du GDR Ondes à Marseille, Décembre 2003.

- L. Schreider, X. Begaud, « Antennes Intégrées », GDR Ondes, Janvier 2006.