

Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels

Michael Grelier

▶ **To cite this version:**

Michael Grelier. Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels. Electromagnétisme. Télécom ParisTech, 2011. Français. NNT : . pastel-00574620

HAL Id: pastel-00574620
https://pastel.hal.science/pastel-00574620

Submitted on 8 Mar 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.





École Doctorale
d'Informatique,
Télécommunications
et Électronique de Paris

Thèse

présentée pour obtenir le grade de docteur
de Télécom ParisTech

Spécialité : **Électronique et Communications**

Michaël GRELIER

Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels

Soutenue le 28 janvier 2011 devant le jury composé de

André De Lustrac	Rapporteur
Christophe Delaveaud	Rapporteur
Alain Priou	Examinateur
Kouroch Mahdjoubi	Examinateur
Jean Yves Dauvignac	Examinateur
Stéphane Mallégol	Examinateur
Anne Claire Lepage	Co-directeur de thèse
Xavier Begaud	Directeur de thèse
Christian Renard	Invité
Ludovic Schreider	Invité

A mes parents, mon frère et ma chérie

Remerciements

Ces travaux de thèse ont été menés au sein du groupe Radio Fréquences et Micro-ondes de Télécom ParisTech et au sein du service Plateformes Antennes et Radômes de Thales Systèmes Aéroportés à Brest.

Je tiens tout d'abord à remercier du fond du cœur l'ensemble de mes encadrants de Paris et de Brest qui ont su me faire partager leurs compétences complémentaires et me donner les moyens matériels pour mener à bien ce projet. J'ai suis ravis d'avoir collaborer avec vous.

J'adresse mes remerciements les plus sincères d'une part à mes directeurs de thèse de Télécom ParisTech, Xavier Begaud, Maître de Conférence HDR, et Anne Claire Lepage, Maître de Conférence. Vos qualités humaines, vos conseils avisés et vos encouragements m'ont permis de m'épanouir dans le monde de la recherche tout au long de ces trois années. Et d'autre part à mes directeurs de thèse successifs de Thales Systèmes Aéroportés à Brest, Ludovic Schreider puis Jean Marc Lemener. Merci de m'avoir fait confiance et proposé un sujet de thèse aussi passionnant.

Je suis très honoré que Monsieur Alain Priou, Professeur à l'Université Paris X, ait accepté de présider le jury.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur André De Lustrac, Professeur à l'Institut d'Electronique Fondamentale, et Monsieur Christophe Delaveaud, Docteur HDR au CEA-LETI d'avoir accepté de juger mon travail et d'en être rapporteur.

Je souhaite vivement remercier Monsieur le Professeur Kouroch Mahdjoubi de l'Université de Rennes 1 et Monsieur le Professeur Jean Yves Dauvignac de l'Université de Nice-Sophia Antipolis pour leur participation au jury en tant qu'examinateur. Sans oublier Monsieur Stéphane Mallégol, Docteur à Thales Systèmes Aéroportés Brest pour avoir suivi et participer activement à ces travaux.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Christian Renard, Ingénieur de Recherche à Thales Systèmes Aéroportés Elancourt, pour sa participation au jury de thèse et pour les nombreux échanges constructifs que nous avons pu avoir.

J'exprime ici ma profonde reconnaissance à Monsieur Michel Jousset, Ingénieur de Recherche à Thales Systèmes Aéroportés Brest, pour son enthousiasme, son expertise du domaine des contre-mesures et sa « personnalité singulière ».

Je tiens à remercier Monsieur Michel Soiron de la SART (et ancien membre de Thales Systèmes Aéroportés Elancourt), pour l'intérêt qu'il a porté à ces travaux.

Je suis très reconnaissant à Messieurs Bernard Huyart, Jean Christophe Cousin et Eric Bergeault, permanents du groupe RFM, pour toutes les discussions scientifiques ou non. Je voudrais également remercier Monsieur Richard Cousin de CST pour tous ses conseils en simulation électromagnétique.

Je remercie chaleureusement tous les doctorants, les docteurs et les stagiaires que j'ai pu côtoyer au sein du groupe RFM ou dans des conférences sans oublier mes collègues de Marseille et de Toulouse Reda Mohellebi, Ramzi Moghrani, Antoine Khy, Julien Sarrazin, José Enriquez Gonzalez, Francesco Guidi, Lila Mouffok, Aïta Thior, Lana Damaj, Vincent Lanticq, Samuel Nosal, Shah Nawaz Burokur, Jean François Pia, Guillaume Largeaud, Thomas L'Hostis, Florent Tainturier, Dimitri Montlouis Félicité, Rémy Vauché et Uchiwa Sasuke.

Merci à Christopher Djoma, qui a la « chance » et la « lourde tâche » de poursuivre ces travaux, et Fabrice Linot, collègue et surtout ami, pour tous les bons moments.

Enfin, une pensée particulière à mes parents et à Charlotte.

Table des matières

Liste des acronymes **IX**

Introduction générale **XI**

I Réduction de l'épaisseur des antennes planes unidirectionnelles à très large bande passante **1**

I-1 Etat de l'art des antennes à large bande passante . . . 2
I-1.1 Antennes indépendantes de la fréquence . . . 2
I-1.2 Antenne spirale équiangulaire plane à deux brins . . . 3
I-1.2.1 Géométrie et paramètres de l'antenne . . . 3
I-1.2.2 Principe de fonctionnement . . . 4
I-1.3 Antenne spirale d'Archimède à deux brins . . . 4
I-1.3.1 Géométrie et paramètres de l'antenne . . . 5
I-1.3.2 Principe de fonctionnement . . . 5
I-2 Outils de simulation . . . 6
I-2.1 Méthodes temporelles . . . 7
I-2.1.1 Méthode d'intégration finie (FIT) . . . 7
I-2.1.2 Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM) . . . 8
I-2.2 Méthodes fréquentielles . . . 8
I-2.2.1 Méthode des éléments finis (FEM) . . . 8
I-2.2.2 Méthode des moments (MoM) . . . 9
I-2.3 Conclusions . . . 9
I-3 Limitations des plans réflecteurs . . . 10
I-3.1 Notion d'impédance de surface et théorie des images . . . 10
I-3.2 Antenne à proximité d'une cavité absorbante . . . 11
I-3.3 Antenne à proximité d'un réflecteur métallique . . . 11
I-3.4 Antenne à proximité d'un réflecteur magnétique . . . 12
I-4 Etat de l'art des réflecteurs d'antennes à base de matériaux artificiels . . . 13
I-4.1 Classification . . . 13
I-4.1.1 Concept de conducteur magnétique artificiel . . . 13
I-4.1.2 Concept de matériaux à bande interdite électromagnétique . . . 14
I-4.1.3 Illustration : structure champignon de Sievenpiper . . . 15
I-4.2 Amélioration des surfaces CMA/BIE . . . 17
I-4.2.1 Rupture de la périodicité . . . 17
I-4.2.2 Utilisation de composants discrets . . . 18
I-4.2.3 Utilisation de matériaux absorbants . . . 19
I-5 Conclusions . . . 20
Bibliographie . . . 21

II Développement d'outils de conception : caractérisation et modélisation des matériaux artificiels **25**
II-1 Modélisation analytique . . . 26
II-1.1 Calcul du diagramme de phase . . . 26
II-1.2 Calcul du diagramme de dispersion . . . 28
II-2 Modélisation numérique . . . 31
II-2.1 Calcul du diagramme de phase . . . 31
II-2.2 Calcul du diagramme de dispersion . . . 32
II-3 Caractérisation expérimentale . . . 32
II-3.1 Mesure de la phase du coefficient de réflexion . . . 32
II-3.1.1 Cas de l'incidence normale . . . 32
II-3.1.2 Cas de l'incidence oblique . . . 33
II-3.2 Mesure de la propagation des ondes de surface . . . 33
II-3.2.1 Utilisation de cornets . . . 33
II-3.2.2 Technique de la ligne suspendue . . . 33
II-4 Modèle semi-analytique : dimensionnement de structures périodiques . . . 34
II-4.1 Présentation et intérêts . . . 34
II-4.2 Modélisation de la structure . . . 35
II-4.3 Equation de dispersion . . . 36
II-4.4 Modélisation du gap micro-ruban . . . 37
II-4.5 Validation du modèle . . . 38
II-4.6 Analyse des résultats : relation entre les caractères CMA et BIE . . . 39
II-5 Conclusions . . . 40
Bibliographie . . . 42

III Etude de la spirale d'Archimède en présence de plans réflecteurs infinis **45**
III-1 Antenne spirale d'Archimède en espace libre . . . 46
III-1.1 Géométrie de la spirale . . . 46
III-1.2 Impédance d'entrée . . . 47
III-1.3 Gain de l'antenne . . . 47
III-1.4 Rayonnement de l'antenne . . . 48
III-1.5 Caractéristiques du champ proche . . . 49
III-1.5.1 Distribution de la densité de courant de surface . . . 49
III-1.5.2 Distribution de la densité d'énergie électrique . . . 50
III-2 Antenne spirale d'Archimède à proximité d'un plan CEP infini . . . 51
III-2.1 Diagramme de phase analytique : cas du CEP . . . 51
III-2.2 Impédance d'entrée . . . 52
III-2.3 Gain de l'antenne . . . 53
III-2.4 Rayonnement de l'antenne . . . 54
III-2.5 Caractéristiques du champ proche . . . 55
III-2.6 Conclusions . . . 56
III-3 Antenne spirale d'Archimède à proximité d'un plan CMP infini . . . 57
III-3.1 Diagramme de phase analytique : cas du CMP . . . 57
III-3.2 Impédance d'entrée . . . 57
III-3.3 Gain de l'antenne . . . 58
III-3.4 Rayonnement de l'antenne . . . 59
III-3.5 Caractéristiques du champ proche . . . 60

III-3.6 Conclusions . . . 62
III-4 Conclusions . . . 62
Bibliographie . . . 63

IV Application des surfaces haute impédance à la réalisation d'antennes à large bande passante, à grande efficacité et de très faible épaisseur 65
IV-1 Méthodologie de dimensionnement des surfaces à haute impédance . . . 66
IV-1.1 Principe de la méthodologie . . . 66
IV-1.2 Illustration de la méthodologie . . . 67
IV-1.3 Conclusions . . . 69
IV-2 Méthodologie de conception d'antenne à large bande passante sur SHI . . . 69
IV-2.1 Surface à haute impédance adaptée à l'élément rayonnant . . . 69
IV-2.2 Recouvrement des bandes CMA . . . 71
IV-2.3 Imbrication des motifs . . . 71
IV-2.4 Synthèse . . . 72
IV-3 Réflecteur d'antenne CMA et BIE large bande . . . 72
IV-3.1 Réalisation de l'antenne . . . 73
IV-3.1.1 Elément rayonnant : spirale d'Archimède . . . 73
IV-3.1.2 Cavité modulable de l'antenne . . . 73
IV-3.1.3 Assemblage de l'antenne . . . 74
IV-3.2 Configurations cartésiennes : maquettes V03 et V04 . . . 75
IV-3.2.1 Géométries des maquettes . . . 75
IV-3.2.2 Adaptation de l'antenne . . . 76
IV-3.2.3 Gain de l'antenne . . . 76
IV-3.2.4 Rayonnement de l'antenne . . . 77
IV-3.3 Configuration radiale : maquette V10 . . . 79
IV-3.3.1 Géométrie de la maquette . . . 79
IV-3.3.2 Adaptation de l'antenne . . . 79
IV-3.3.3 Gain de l'antenne . . . 80
IV-3.3.4 Rayonnement de l'antenne . . . 81
IV-3.4 Analyse des résultats . . . 81
IV-4 Conclusions . . . 82
Bibliographie . . . 83

V Etude de la spirale d'Archimède en présence d'un réflecteur hybride fini 85
V-1 Principe du réflecteur hybride . . . 86
V-1.1 Cas $h_t = 30mm = \lambda_{1GHz}/10$ . . . 86
V-1.1.1 Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ 86
V-1.1.2 Impédance d'entrée . . . 87
V-1.1.3 Gain de l'antenne . . . 87
V-1.1.4 Conclusions . . . 89
V-1.2 Cas $h_t = 12mm = \lambda_{1GHz}/25$ . . . 89
V-1.2.1 Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ 89
V-1.2.2 Impédance d'entrée . . . 90
V-1.2.3 Gain de l'antenne . . . 90
V-1.2.4 Conclusions . . . 91
V-2 Illustration : conception du réflecteur hybride . . . 91

V-2.1 Réflecteur hybride n°1 . . . 92
V-2.1.1 Géométrie . . . 92
V-2.1.2 Impédance d'entrée . . . 92
V-2.1.3 Gain de l'antenne . . . 93
V-2.2 Réflecteur hybride n°2 . . . 94
V-2.2.1 Géométrie . . . 94
V-2.2.2 Impédance d'entrée . . . 95
V-2.2.3 Gain de l'antenne . . . 95
V-2.2.4 Diagrammes de rayonnement . . . 97
V-2.3 Conclusions . . . 99
V-3 Validation du principe pour la zone CEP . . . 99
V-3.1 Configuration Va . . . 99
V-3.2 Diagramme de phase . . . 99
V-3.3 Adaptation de l'antenne . . . 100
V-3.4 Gain de l'antenne . . . 100
V-3.5 Rayonnement de l'antenne . . . 102
V-4 Conclusions . . . 103
Bibliographie . . . 104

Conclusion générale **105**

Publications personnelles **109**

Liste des figures **113**

Liste des tableaux **115**

Résumé **117**

Abstract **119**

Liste des acronymes

- ADS : Advanced Design System.
- Balun : BALanced to UNbalenced.
- BIE : Bande Interdite Electromagnétique / EBG : Electromagnetic Band Gap.
- BP : Bande Passante / BW : Bandwidth.
- CEP : Conducteur Electrique Parfait / PEC : Perfect Electric Conductor.
- CMA : Conducteur Magnétique Artificiel / AMC : Artificial Magnetic Conductor.
- CMP : Conducteur Magnétique Parfait / PMC : Perfect Magnetic Conductor.
- CST MS : Computer Simulation Technology MicroStripes.
- CST MWS : Computer Simulation Technology MicroWave Studio.
- FDTD : Finite-Difference Time-Domain.
- FEM : Finite Element Method.
- FIT : Finite Integration Technique.
- HFSS : High Frequency Structure Simulator.
- LEBG : Loaded Electromagnetic Band Gap.
- MoM : Method of Moments.
- PBA : Perfect Boundary Approximation.
- PBC : Periodic Boundary Conditions.
- PML : Perfectly Matched Layers.
- RPM : Reflection Phase Method.
- SHI : Surface Haute Impédance / HIS : High Impedance Surface.
- TE : Transverse Electric.
- TEM : Transverse Electric Magnetic.
- TLM : Transmission Lines Matrix.
- TM : Transverse Magnetic.
- via : Vertical Interconnect Access.

Introduction générale

Dans le domaine de la GE [1], la maîtrise du spectre électromagnétique est primordiale. Les antennes, composants essentiels de la chaîne de détection, doivent posséder une couverture fréquentielle la plus large possible. Leur bande de fréquences de fonctionnement peut dépasser la décade, *i.e.* un rapport 10 entre fréquences haute et basse. De plus, la fréquence basse peut être voisine de la centaine de MHz augmentant de ce fait l'encombrement de l'antenne dans le sens de l'épaisseur. L'intégration d'antenne bande basse sur porteur constitue un enjeu industriel majeur : en particulier à bord d'aéronefs où le volume disponible est toujours restreint.

Les antennes classiques dédiées à la GE font habituellement appel à des antennes dites « indépendantes de la fréquence » chargées par une cavité absorbante [2]. La cavité absorbante permet d'isoler l'élément rayonnant de son environnement et de maintenir un fonctionnement large bande [3]. Malgré l'expérience acquise depuis de nombreuses années sur la fabrication des matériaux absorbants, celle-ci reste onéreuse. De plus, leurs caractéristiques électromagnétiques ne sont pas totalement reproductibles d'une fabrication à l'autre. Enfin, ces matériaux sont lourds et près de la moitié de la puissance rayonnée, provenant du rayonnement arrière, est absorbée dans la cavité.

Pour conserver la maîtrise des nouvelles générations de systèmes de GE, il convient d'améliorer les performances des antennes, de réduire leur épaisseur et leurs coûts de fabrication. Il apparaît donc nécessaire d'appliquer aux antennes de GE une rupture technologique. Celle-ci passe par le remplacement des matériaux absorbants en cavité.

En 1999, Sievenpiper a montré que les matériaux à « haute impédance » ou à « bandes interdites électromagnétiques » pouvaient être utilisés comme réflecteur pour les antennes [4]. Ces matériaux permettent de miniaturiser les antennes, dans le sens de l'épaisseur, tout en préservant une bonne efficacité de rayonnement car le coefficient de réflexion de la structure est égal à +1. A contrario, le coefficient de réflexion d'un réflecteur métallique est égal à -1. L'inconvénient majeur de ces matériaux est leur fonctionnement « bande étroite » dès lors que leur épaisseur est faible.

De récents travaux ont montré qu'une structure à haute impédance chargée par des éléments discrets peut couvrir des bandes de fréquences de fonctionnement très large pouvant être supérieures à la décade et ce pour des coûts de fabrication réduits grâce à la technologie classique des circuits imprimés [5]. Cette nouvelle structure permet de réduire l'épaisseur des antennes à large bande passante à environ $1/100^{ième}$ de longueur d'onde. En revanche, l'efficacité de rayonnement des antennes placées au-dessus de cette structure est inférieure à celle

1. Guerre Electronique
2. V. Rumsey, "Frequency independent antennas," *IRE*, vol. 5, pp. 114–118, mar. 1957.
3. R.G. Corzine and J.A. Mosko, "Four arm spiral antennas," *Artech House*, 1989.
4. D. Sievenpiper et *al.*, "High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,"*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, nov. 1999.
5. L. Schreider et *al.*, "Broadband archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate," *IET Transactions on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 212–216, feb. 2007.

des matériaux absorbants.

L'objectif de la thèse est de concevoir et de modéliser un matériau innovant. Contrairement aux structures citées ci-dessus, ce nouveau matériau doit permettre d'allier :
- Un faible encombrement : épaisseur inférieure à $1/10^{ième}$ de longueur d'onde,
- Un fonctionnement large bande : la décade,
- Et un rendement de rayonnement élevé.

Le sujet est donc un réel challenge car aucune structure de la littérature ne présente ces trois caractéristiques simultanément. Notre démarche a été de développer et de valider pas à pas un certain nombre de méthodes pour répondre à cet objectif ambitieux.

Ces besoins ne sont pas intégralement propres à la GE. Ces travaux peuvent s'appliquer au domaine civil des télécommunications. En effet, les futurs systèmes de communications faisant appels aux concepts de radio cognitive ou de radio flexible auront besoin d'antennes très large bande et la problématique de l'encombrement sera aussi d'actualité.

Mes travaux de recherche ont été menés conjointement à Télécom ParisTech et à Thales Systèmes Aéroportés Brest dans le cadre d'une collaboration CIFRE.

Le premier chapitre présente l'état de l'art des antennes large bande. Celui-ci nous permet de dégager l'élément rayonnant se prêtant le mieux à notre problématique : la spirale d'Archimède. Nous dressons les avantages et inconvénients de deux plans réflecteurs infinis : conducteur électrique parfait et conducteur magnétique parfait. Une synthèse des différents réflecteurs d'antenne large bande à base de matériaux artificiels existant dans la littérature est ensuite effectuée.

Le second chapitre décrit les méthodes analytiques, numériques et expérimentales modélisant et caractérisant les matériaux artificiels : conducteur magnétique artificiel et à bande interdite électromagnétique. Celles-ci nous permettent de développer et de valider des outils qui seront ensuite intégrés dans la méthodologie de conception du réflecteur d'antenne.

Le troisième chapitre analyse le comportement d'une antenne spirale d'Archimède en espace libre puis placée à proximité de différents types de réflecteur théorique : conducteur électrique parfait et conducteur magnétique parfait. Deux configurations, d'épaisseur $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$, sont étudiées. Les résultats de simulation présentés nous permettent d'esquisser le fonctionnement d'un réflecteur large bande et de faible épaisseur dont le principe est développé dans le dernier chapitre.

Le quatrième chapitre propose une méthodologie de conception d'antenne large bande, faible épaisseur et efficace. Le principe consiste à adapter le réflecteur à la zone de fonctionnement en champ proche de l'élément rayonnant. La réalisation de maquettes et une campagne de mesures nous ont permis de valider les premières étapes de cette procédure ainsi que nos outils de simulation. Nous présentons les résultats de trois antennes dont les réflecteurs sont composés de matériaux artificiels.

Le cinquième chapitre introduit la notion de réflecteur hybride. L'objectif est d'étendre la méthodologie précédente en associant à la fois des conducteurs électriques et des conducteurs magnétiques. Le premier opère dans le haut de la bande de fréquences, et le second dans le bas de la bande de fréquences. Nous détaillons et illustrons son principe en l'appliquant à la spirale d'Archimède à l'aide de simulations. Enfin, des résultats expérimentaux valident son fonctionnement pour le haut de bande.

La conclusion résume l'ensemble de ces travaux, synthétise les différents résultats obtenus et propose différentes perspectives aux travaux menés.

Chapitre I

Réduction de l'épaisseur des antennes planes unidirectionnelles à très large bande passante

Sommaire

I-1 Etat de l'art des antennes à large bande passante 2
I-1.1 Antennes indépendantes de la fréquence 2
I-1.2 Antenne spirale équiangulaire plane à deux brins 3
I-1.3 Antenne spirale d'Archimède à deux brins 4
I-2 Outils de simulation 6
I-2.1 Méthodes temporelles 7
I-2.2 Méthodes fréquentielles 8
I-2.3 Conclusions 9
I-3 Limitations des plans réflecteurs 10
I-3.1 Notion d'impédance de surface et théorie des images 10
I-3.2 Antenne à proximité d'une cavité absorbante 11
I-3.3 Antenne à proximité d'un réflecteur métallique 11
I-3.4 Antenne à proximité d'un réflecteur magnétique 12
I-4 Etat de l'art des réflecteurs d'antennes à base de matériaux artificiels 13
I-4.1 Classification 13
I-4.2 Amélioration des surfaces CMA/BIE 17
I-5 Conclusions 20
Bibliographie 21

I-1 Etat de l'art des antennes à large bande passante

La bande passante d'une antenne est la plage de fréquences dans laquelle ses caractéristiques radioélectriques satisfont certains critères. On distingue la bande passante de rayonnement et la bande passante d'adaptation. La première est liée à la qualité des diagrammes de rayonnement que l'on peut évaluer par la valeur du gain, la pureté de polarisation ou encore le niveau des lobes secondaires. La seconde traduit l'aptitude de l'antenne à extraire d'un générateur ou à transmettre à un récepteur un maximum d'énergie. La bande passante de rayonnement est plus difficile à définir dans la mesure où il existe plusieurs critères pour caractériser les diagrammes de rayonnement. Le choix de ces critères est dicté par les applications visées.
La bande passante peut être exprimée de manière relative (I.1) ou absolue (I.2) :

$$BP = 2\left(f_{max} - f_{min}\right) / \left(f_{max} + f_{min}\right) \tag{I.1}$$

$$BP = \left(f_{max}/f_{min}\right) : 1 \tag{I.2}$$

Une antenne peut être considérée ainsi comme « large bande » à partir de 5% de bande ou bien une octave suivant le ou les critères que l'on s'impose.

Le développement des antennes large bande date des années 1940. Citons par exemple l'antenne sphéroïdale [1], l'antenne biconique [2] et sa version planaire l'antenne papillon [3], l'antenne Teardrop [4] ou encore l'antenne Vivaldi [5, 6]. Cette liste, non exhaustive, présente quelques antennes dites élémentaires qui résultent d'une évolution de simples dipôles ou monopôles dont le comportement est bien connu [7]. Néanmoins, ces d'antennes ne répondent pas aux besoins décrits précédemment à savoir une faible épaisseur et une très large bande passante. Une autre catégorie d'antennes, dites « indépendantes de la fréquence », offre de meilleures perspectives.

I-1.1 Antennes indépendantes de la fréquence

Les bases de la théorie des antennes indépendantes de la fréquence ont été jetées dans les années 1950. La géométrie des antennes doit être uniquement définie par des angles et ses dimensions infinies [8]. Le fonctionnement de ces antennes part du principe que si toutes les dimensions de la structure sont modifiées d'un facteur K alors seule la fréquence de résonance sera décalée de ce même facteur. Une transformation homothétique est appliquée à chaque élément constituant la structure de manière à ce que leur dimension relative soit égale à toute les longueurs d'onde. Ainsi, d'un point de vue théorique, ces antennes présentent des caractéristiques radioélectriques constantes sur une bande de fréquences infinie.

Le problème général consiste donc à définir 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. Soit la surface originale dont chaque point de la courbe est repéré à l'aide des coordonnées sphériques :

$$\rho = F(\theta, \phi) \tag{I.3}$$

Soit une surface déduite de la première par un changement d'échelle K :

$$\rho' = K.F(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + \phi') \tag{I.4}$$

K est une constante indépendante de θ et de ϕ, et ϕ' est un angle fonction de K. Rumsey établit une solution générale :

$$\rho = F(\theta, \phi) = e^{a.\phi}.g(\theta) \tag{I.5}$$

Avec $a = 1/\rho.(d\rho/d\phi)$ et $g(\theta)$ fonction indépendante de θ. Plusieurs géométries peuvent être déduites à partir des équations précédentes pour réaliser des antennes dites indépendantes de la fréquence. Nous ne mentionnerons que les plus employées.

I-1.2 Antenne spirale équiangulaire plane à deux brins

I-1.2.1 Géométrie et paramètres de l'antenne

La spirale équiangulaire plane à deux brins a été introduite par Dyson [9]. La dérivée de la fonction $g(\theta)$ s'exprime par :

$$\frac{dg}{d\theta} = A\delta(\frac{\pi}{2} - \theta) \tag{I.6}$$

Où A est une constante et δ est la fonction delta de Dirac. En regroupant les équations précédentes, on obtient :

$$\rho = \begin{cases} A.e^{a.\phi} = \rho_0.e^{a(\phi-\phi_0)} & \text{si } \theta = \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{I.7}$$

En pratique, l'antenne n'est pas constituée par un simple fil mais formée par une bande limitée par deux spirales d'équations respectives :

$$\rho_1 = \rho_0.e^{a\phi} \tag{I.8}$$

$$\rho_2 = K.\rho_1 = \rho_0.e^{a(\phi-\delta)} \tag{I.9}$$

Avec $K = e^{-a.\delta} = \rho_2/\rho_1 < 1$ et δ définissant la largeur angulaire entre les deux courbes indépendamment de ρ. Le second brin de la spirale se déduit du premier par une rotation de 180° autour de l'axe de révolution. Son contour est délimité par deux équations :

$$\rho_3 = \rho_0.e^{a(\phi-\pi)} \tag{I.10}$$

$$\rho_4 = K.\rho_3 = \rho_0.e^{a(\phi-\pi-\delta)} \tag{I.11}$$

La longueur de la spirale L peut être calculée à partir de :

$$L = \int_{\rho_0}^{\rho} \left[\rho^2 \left(\frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}\rho}\right)^2 + 1\right]^{\frac{1}{2}} \mathrm{d}\rho = \sqrt{a^{-2}+1}\ (\rho - \rho_0) \tag{I.12}$$

L'antenne peut être définie par trois paramètres : son angle de rotation ϕ, la longueur de ses brins L et son taux d'expansion $1/a$. Celle-ci est obtenue par un procédé de gravure sur un substrat diélectrique. Les brins de la spirale peuvent être soit métallisés, soit démétallisés comme le montre la figure I.1. Dans ce dernier cas, la structure est assimilable à une antenne à fente.

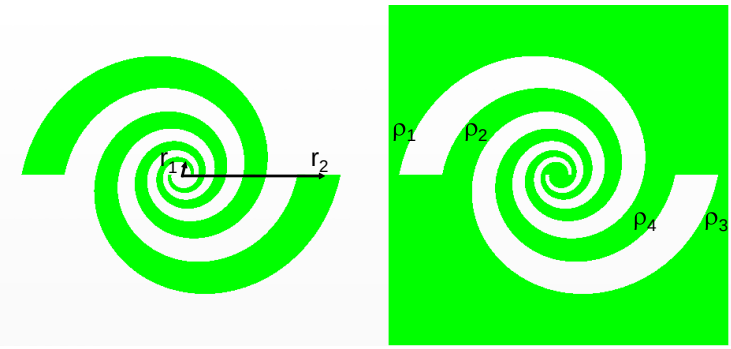


Figure I.1 – Spirale logarithmique et son complémentaire

I-1.2.2 Principe de fonctionnement

L'antenne est alimentée au centre de la spirale où les deux brins sont excités en opposition de phase avec la même amplitude. Dans cette configuration le rayonnement est maximal dans les deux directions normales au plan de l'antenne. La polarisation du champ rayonné est circulaire sous réserve que l'antenne soit bien dimensionnée, *i.e.* que la longueur des brins soit suffisante et que le taux d'expansion ne soit pas trop important.

Pour que l'antenne ait une impédance indépendante de la fréquence, il faut qu'elle soit auto-complémentaire [10]. La surface métallisée doit être égale à la surface non-métallisée. Cette condition est obtenue pour $\delta = 90^{\circ}$. L'impédance d'entrée Z_{in} peut être calculée en utilisant le principe de Babinet :

$$Z_{métal} = Z_{fente} = (\eta_0/2)^2 \Rightarrow Z_{in} = (\eta_0/2) = 60\pi \approx 188.5\Omega \tag{I.13}$$

Où η_0 est l'impédance caractéristique du vide. L'antenne est délimitée par deux cercles de rayon r_1 et r_2 imposant respectivement les fréquences limites supérieure et inférieure. 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. Le rayon r_2 doit être grand vis-à-vis de la longueur d'onde de la fréquence inférieure pour que l'amplitude des courants diminue en s'éloignant du point d'alimentation.

I-1.3 Antenne spirale d'Archimède à deux brins

L'antenne spirale d'Archimède présente de grandes similitudes avec l'antenne spirale équiangulaire dans son mécanisme de fonctionnement. La différence fondamentale est que la spirale d'Archimède n'est pas une antenne indépendante de la fréquence car l'espace entre chaque courbe définissant un brin est caractérisé par une constante et non un angle. Néanmoins ses performances peuvent être relativement stables sur une bande de fréquences très large. Enfin cette largeur de brin constante permet l'obtention d'une antenne plus compacte que l'antenne à spirale équiangulaire [11, 12, 13].

I-1.3.1 Géométrie et paramètres de l'antenne

La spirale d'Archimède est décrite par l'équation :

$$\rho = a\phi + b \tag{I.14}$$

Où ρ et ϕ sont les coordonnées polaires, a et b deux constantes arbitraires. Le second brin est obtenu par une rotation de 180° du premier brin. Si b_1 et b_2 sont les paramètres qui définissent les deux courbes formant les bords du brin, alors $w = |b_2 - b_1|$ 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.

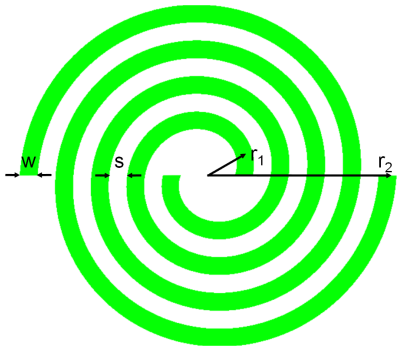


Figure I.2 – Géométrie de la spirale d'Archimède deux brins

I-1.3.2 Principe de fonctionnement

Considérons la figure I.3. 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 milieu du segment [AB]. Si l'espacement entre les fils, Δr, 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 deux éléments de courant aux points PP' sont exactement en phase. Le rayonnement de la spirale est maximum et correspond au mode $m = 1$. La « zone active » est un anneau de circonférence moyenne égale à λ. Les courants continuent de se propager en dehors de l'anneau de circonférence λ tout en subissant une variation de phase. En appliquant le même raisonnement, ces courants seront en opposition de phase lorsque $r = 2\lambda/(2\pi)$. Le rayonnement de la spirale est minimal dans l'axe, il s'agit du mode $m = 2$. Les courants seront de nouveau en phase pour $r = 3\lambda/(2\pi)$, le mode $m = 3$ est alors excité.

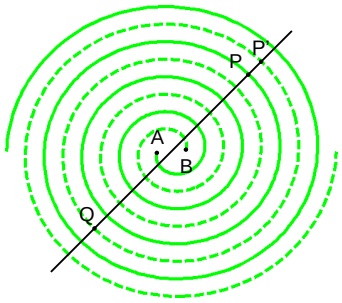


Figure I.3 – Fonctionnement de la spirale d'Archimède à deux brins

Les différents modes de rayonnement d'une antenne spirale sont représentés sur la figure I.4. L'excitation de plusieurs modes de rayonnement provoque un diagramme perturbé, composé d'un lobe principal et de lobes secondaires. Si la spirale est alimentée non plus en opposition de phase mais en phase, alors le mode $m = 0$ est généré [14]. Son diagramme s'apparente à celui d'un monopôle sur plan de masse.

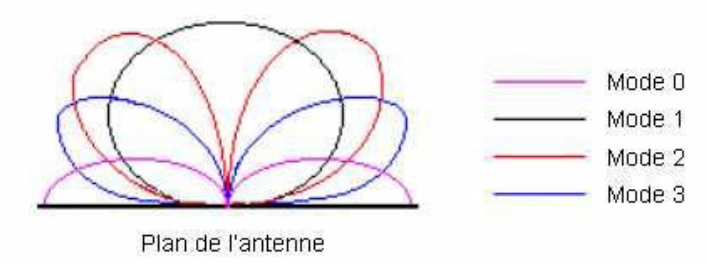


Figure I.4 – Modes de rayonnement de la spirale d'Archimède à deux brins

Dans la suite de notre étude, nous utiliserons l'antenne spirale d'Archimède qui présente l'avantage d'être plus compacte et plus facile à étudier que l'antenne à spirale équiangulaire en raison de la largeur constante de ses brins. Nous chercherons donc à concevoir des antennes générant uniquement le mode 1.

I-2 Outils de simulation

L'avènement de l'informatique a contribué au développement de méthodes numériques visant à prédire le comportement des dispositifs hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell. Dans la phase de conception, l'utilisation de simulateur électromagnétique se révèle primordiale pour réduire les coûts liés aux maquettages et aux mesures.

Les résultats de simulation présentés dans ce mémoire ont été obtenus à l'aide de plusieurs logiciels commerciaux complémentaires : CST Microwave Studio (CST MWS), CST MicroStripes (CST MS), HFSS et ADS Momentum. L'objectif de ce paragraphe est de présenter brièvement les avantages et les inconvénients des différentes méthodes numériques mises en jeu.

I-2.1 Méthodes temporelles

Les méthodes temporelles sont en général bien adaptées aux problèmes large bande. En effet, les résultats du calcul sont obtenus sur toute la bande de fréquence en une seule simulation. Un signal d'excitation est transmis à l'entrée de la structure, la réponse fréquentielle s'obtient par transformée de Fourier des signaux aux accès de la structure. La réponse du dispositif simulée est obtenue par conservation de l'énergie globale sur toute la durée d'impulsion considérée.

I-2.1.1 Méthode d'intégration finie (FIT)

CST Microwave Studio utilise la méthode d'intégration finie (FIT [1]) introduite par Weiland en 1977 [15]. Elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans une formulation intégrale. Le domaine de calcul est décomposé en cellules élémentaires cubiques.

La figure I.5 illustre le principe de la méthode pour la loi de Faraday. On exprime dans le maillage primaire la circulation du champ électrique **e** le long des arêtes du cube et le flux magnétique **b** à travers la face délimitée par le contour équivalent. Le maillage secondaire ou dual fait intervenir de façon analogue la circulation du champ magnétique **h** ainsi que le flux du vecteur déplacement **d**. On obtient ainsi une somme algébrique que l'on réécrit sous forme matricielle dans une base de vecteurs permettant de décrire de façon explicite la propagation du champ électromagnétique.

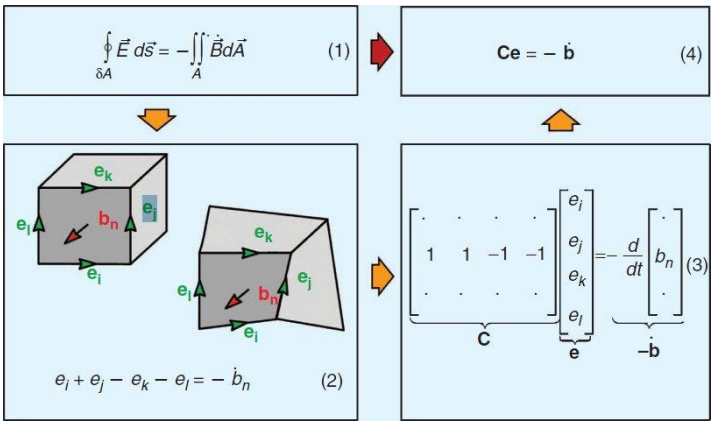


Figure I.5 – Principe de la FIT

La FIT est une généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD [2]) [16]. La résolution des équations se fait dans une discrétisation cartésienne pouvant caractériser jusqu'à deux matériaux distincts dans la même maille, offrant un avantage considérable sur les méthodes FDTD, permettant entre autre de réduire le nombre de cellules global pour une précision équivalente. Cette approche est appelée technique PBA [3] et permet donc de restreindre les ressources machines à utiliser tout en limitant les temps de calcul.

1. Finite Integration Technique
2. Finite-Difference Time-Domain
3. Perfect Boundary Approximation

I-2.1.2 Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)

CST MicroStripes utilise la méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM [4]) dans l'espace et dans le temps. Cette méthode a été introduite par Johns and Beurle en 1971 [17]. Elle utilise le principe de Huygens qui assimile la propagation des ondes électromagnétiques à la propagation de tensions/courants dans un réseau équivalent tridimensionnel de lignes de transmission.

La figure I.6 illustre la cellule de maillage employée par la TLM. Il s'agit d'un nœud symétrique condensé à six accès constitué de 12 lignes de transmission modélisant le milieu de propagation [18]. Chaque nœud du réseau reçoit deux tensions incidentes et orthogonales au niveau de ses faces. Les composantes du champ électrique et du champ magnétique sont calculées au centre de la cellule. Les tensions réfléchies sont ensuite transmises aux nœuds adjacents du réseau.

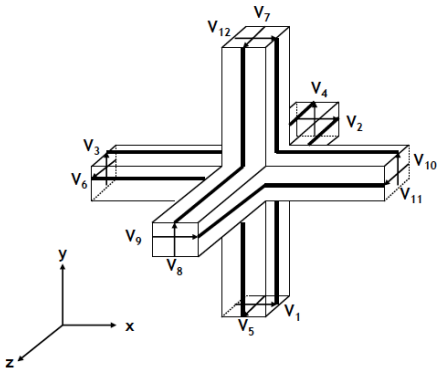


Figure I.6 – Schéma de principe de la TLM

Cette représentation sous forme de circuits de la propagation des ondes électromagnétiques autorise le remplacement de certaines géométries comme des fentes, fils ou panneaux perforés par des modèles électriques équivalents. De plus l'utilisation d'une technique de sous maillage extrêmement stable, appelée maillage « octree », permet également d'accélérer les calculs.

I-2.2 Méthodes fréquentielles

Contrairement aux méthodes temporelles, les méthodes fréquentielles résolvent le problème électromagnétique fréquence par fréquence grâce à un processus matriciel implicite. Elles sont, entre autres, particulièrement bien appropriées pour le calcul de structures résonantes. De plus, elles offrent la possibilité d'appliquer des conditions de Floquet pour l'étude de structures périodiques.

I-2.2.1 Méthode des éléments finis (FEM)

La méthode des éléments finis (FEM [5]), utilisée par HFSS, est une technique largement repandue dans de nombreux domaines de la physique pour résoudre des problèmes décrits par

4. Transmission Lines Matrix
5. Finite Element Method

des équations aux dérivées partielles. Mathématiquement, elle utilise une approche variationnelle qui consiste à rechercher une solution approchée de la solution exacte sous la forme d'un champ défini par morceaux sur des sous-domaines.

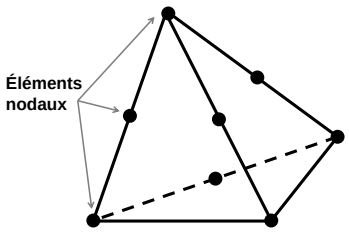


Figure I.7 – Cellule de maillage de la FEM

Les cellules de maillage sont généralement des tétraèdres (figure I.7) dans lesquels on suppose une variation linéaire des champs. Les champs sont déterminés à chaque nœud ou éléments nodaux par la résolution d'un système d'équations aux valeurs propres.

I-2.2.2 Méthode des moments (MoM)

ADS Momentum utilise la méthode des moments (MoM [6]) qui résout les fonctions de Green [19]. Elle consiste à calculer le champ diffracté $(\vec{E}_d, \vec{H}_d)$ par un conducteur parfait lorsqu'il est illuminé par une onde incidente $(\vec{E}_i, \vec{H}_i)$. Les conditions aux limites à la surface permettent d'écrire l'équation intégrale du champ électrique reliant les composantes du champ diffracté aux potentiels vecteur et scalaire :

$$\vec{E}_d = -j\omega\vec{A}_d - \nabla\Phi_d \tag{I.15}$$

La détermination de la distribution des courants de surface permet de remonter à la description du champ électromagnétique global via les fonctions de Green. Le maillage est surfacique et les cellules élémentaires sont en général des triangles. Cette méthode est très employée pour le calcul de structures planaires ainsi que pour celles grandes devant la longueur d'onde de travail. La méthode de résolution surfacique permet de gagner en nombre d'inconnus et en degrés de libertés.

I-2.3 Conclusions

Bien que les méthodes numériques partagent le même but, résoudre les équations de Maxwell, il n'existe pas une méthode « parfaite » se détachant des autres. Le choix de la méthode dépend de la nature du problème.

Par nature, les méthodes temporelles sont plus appropriées au calcul de structure large bande. Les résultats présentés dans ce mémoire seront essentiellement issus des logiciels CST MWS et CST MS. La TLM offre une approche circuit alors que la FIT adopte une démarche basée sur la description du champ électromagnétique. Néanmoins, ces méthodes donnent des résultats très proches. De plus, leur fonctionnement itératif requiert peu de ressource mémoire. En revanche, ces méthodes sont moins appropriées pour traiter les structures à haut facteur de qualité.

6. Method of Moments

A l'inverse, les méthodes fréquentielles sont plus propices à l'étude des structures à bande étroite. Les cellules de maillage conviennent particulièrement aux géométries complexes. De plus, les paramètres constitutifs possédant une dépendance fréquentielle, ces méthodes se prêtent bien à l'analyse des milieux dispersifs. Cependant, de part leurs algorithmes de résolution, elles sont très gourmandes en ressource mémoire.

I-3 Limitations des plans réflecteurs

Le paragraphe I-1 a permis d'établir un état de l'art des antennes planes à très large bande passante. D'un point de vue théorique, ces antennes possèdent une structure symétrique et rayonnent donc dans tout l'espace, en particulier dans les deux directions orthogonales au plan de l'antenne. Pour des raisons de compatibilité électromagnétique, les antennes ne doivent pas interférer avec les autres systèmes situés à proximité. Par conséquent, elles sont très souvent spécifiées pour rayonner dans un demi-espace. Pour cette raison, l'antenne est associée à un réflecteur qui transforme le rayonnement bidirectionnel en un rayonnement unidirectionnel. D'un point de vue pratique, ce réflecteur joue aussi un rôle de support mécanique permettant de rigidifier l'antenne et de l'alimenter en courant. Mais celui-ci peut : générer des perturbations liées au rayonnement dit « arrière » de l'antenne, limiter la bande de fréquences de fonctionnement, et augmenter l'épaisseur totale de l'antenne. La miniaturisation des antennes possède des limites fondamentales [20, 21]. Différents critères existent prenant en compte le facteur de qualité, la bande passante, l'encombrement et le gain de l'antenne [22, 23]. Ces courbes expriment les compromis à faire entre les dimensions de l'antenne et ses performances.

I-3.1 Notion d'impédance de surface et théorie des images

L'association d'un élément rayonnant à un plan réflecteur conduit à des interactions entre les champs incidents et les champs réfléchis. Ces phénomènes peuvent être décrits en faisant appel à la notion d'impédance de surface et à la théorie des images. Les interactions dépendent de la nature du réflecteur suivant que l'on considère un conducteur électrique ou magnétique. Ces conducteurs sont supposés « idéaux » pour simplifier l'étude, on les désignent par les acronymes de CEP [7] et de CMP [8].
L'impédance de surface représente le rapport des composantes tangentielles des champs électrique et magnétique à la surface du réflecteur (I.16). Dans le cas d'une incidence normale et pour une onde plane, le coefficient de réflexion du champ électrique est donné par (I.17).

$$Z_s = \frac{E_t}{H_t} \tag{I.16}$$

$$\Gamma = \frac{Z_s - \eta_0}{Z_s + \eta_0} \tag{I.17}$$

La théorie des images permet de prendre en compte la présence de courants au voisinage d'un plan réflecteur infini. Le principe est illustré par la figure I.8 dans le cas d'un courant électrique. Les sources de courant initiales sont situées à une distance h du plan réflecteur. Ce problème initial est remplacé par un problème équivalent où le plan de réflecteur est supprimé en introduisant la présence de courants images.

7. Conducteur Electrique Parfait
8. Conducteur Magnétique Parfait

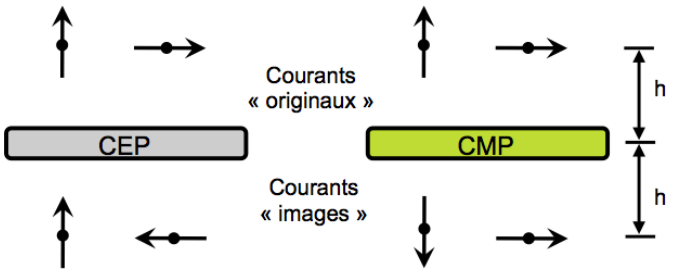


Figure I.8 – Sources de courant initiales et images à proximité d'un CEP et d'un CMP

I-3.2 Antenne à proximité d'une cavité absorbante

Une solution traditionnellement employée vise à maximiser l'absorption du rayonnement arrière dans le but de supprimer les interférences entre rayonnement avant et rayonnement arrière. L'élément rayonnant est alors placé au-dessus d'une cavité réalisée avec des matériaux diélectriques et absorbants, généralement à base de carbone ou de poudre de fer. Le matériau absorbant a l'avantage de ne pas induire de courant et donc de ne pas générer de rayonnements parasites. Dans ce cas, l'impédance de surface est égale à l'impédance d'onde, et le coefficient de réflexion est nul.

Cependant, les pertes de puissance sont importantes puisque tout le rayonnement arrière, soit la moitié de la puissance rayonnée, est inexploité. De plus, la reproductibilité des propriétés électromagnétiques du matériau est difficile à maîtriser industriellement. Enfin, le poids et le volume du support augmentent rapidement quand la fréquence du rayonnement à absorber diminue.

I-3.3 Antenne à proximité d'un réflecteur métallique

Une deuxième solution vise à rediriger une partie du rayonnement arrière vers l'avant en utilisant un réflecteur métallique assimilé à un CEP infini. Au niveau de l'interface, *i.e.* z=0, le CEP impose aux champs incidents et réfléchis des conditions aux limites données par les équations (I.18) et (I.19). Le champ électrique est normal à la surface, le champ magnétique et le courant de surface sont tangentiels à la surface :

$$\hat{n} \times \vec{E}_t = 0 \tag{I.18}$$

$$\hat{n} \times \vec{H}_t = \vec{J}_s \tag{I.19}$$

Où $\hat{n}$ est le vecteur unitaire normal à la surface et $\vec{J}_s$ le vecteur de densité de courant de surface.

Considérons la figure I.9, soit h la distance séparant l'antenne de son réflecteur. Lorsque cette distance est très petite devant la longueur d'onde alors le CEP présente à l'antenne une faible impédance de surface. Le coefficient de réflexion est égal à -1 et le courant image est déphasé de π (figure I.8). L'antenne est court-circuitée et son rayonnement détérioré. La configuration optimale est obtenue lorsque h est égale au quart de la longueur d'onde. L'onde n°2 parcourt un trajet aller/retour correspondant à une variation de phase égale à deux fois $\pi/2$. Sachant que le réflecteur métallique introduit un déphasage de π, la variation totale de phase est donc égale à 2π : les interférences sont constructives.

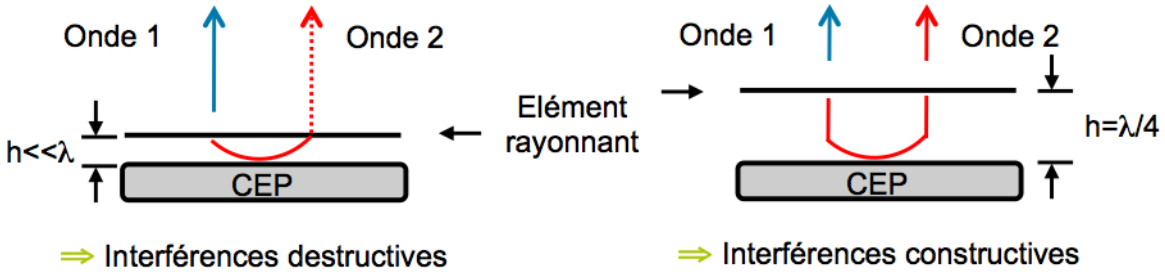


Figure I.9 – Interférences destructives et constructives dans le cas d'un CEP

Le principal inconvénient de cette solution est que cette distance h ne peut être ajustée que pour des longueurs d'onde proches de 4h. L'épaisseur globale est d'autant plus importante que la fréquence est faible.
Un autre inconvénient est que le rayonnement émis ou reçu à des longueurs d'onde éloignées de cette longueur d'onde moyenne risque d'être perturbé, limitant, de fait, la bande passante de l'antenne. En effet, lorsque la distance h est égale à une demi-longueur d'onde, l'onde réfléchie sur le plan métallique génère un rayonnement en opposition de phase avec l'onde directe. De plus, comme le montre l'équation (I.19), les métaux supportent les courants de surface appelés également ondes de surface. Ces ondes électromagnétiques restent localisées à l'interface entre le métal et le milieu diélectrique environnant et se propagent le long du plan de masse lorsque l'élément rayonnant est proche de celui-ci. En pratique le plan de masse n'étant pas infini, elles se manifestent lors de discontinuités et interagissent avec les ondes rayonnées en espace libre dégradant les performances de l'antenne [24].

I-3.4 Antenne à proximité d'un réflecteur magnétique

Une troisième solution vise à récupérer le rayonnement arrière tout en minimisant les effets parasites décrits précédemment. Un CMP présente des conditions aux limites différentes exprimées par les équations (I.20) et (I.21). A l'interface, le champ magnétique est normal à la surface et le champ électrique est tangentiel à la surface :

$$\hat{n} \times \vec{E}_t = -\vec{M}_s \tag{I.20}$$

$$\hat{n} \times \vec{H}_t = 0 \tag{I.21}$$

Où $\vec{M}_s$ est la densité surfacique de courant magnétique.

Contrairement au CEP, un CMP offre un fonctionnement optimal lorsque h est très petite devant la longueur d'onde. En effet, l'impédance de surface est très élevée, le coefficient de réflexion égal à +1 et les courants initiaux et images sont en phase (figure I.8). De part ses propriétés, le CMP constitue une excellente solution pour répondre à l'ensemble de nos besoins. En effet, ce matériau autorise de plaquer l'élément rayonnant très proche du plan réflecteur réduisant de manière très importante l'épaisseur totale de l'antenne. Cette distance h n'étant pas fixée pour une longueur d'onde particulière, l'utilisation d'un CMP permet un fonctionnement large bande particulièrement bien adapté aux fréquences basses. Enfin, comme indiqué par l'équation (I.21), un CMP présente l'avantage de ne pas supporter de courant de surface.

Cependant, à la différence des métaux, il n'existe pas de matériaux ayant naturellement les propriétés d'un CMP. Néanmoins de récents travaux ont montré qu'il était possible de synthétiser, dans une bande de fréquences restreinte, ces caractéristiques. Ces matériaux portent les acronymes de CMA [9] ou de SHI [10].

I-4 Etat de l'art des réflecteurs d'antennes à base de matériaux artificiels

Ces dernières années ont vu croître un certain engouement pour des matériaux dits « artificiels ». Ils sont le résultat de la poursuite des travaux initiés sur les structures périodiques [25] et présentent des propriétés remarquables. A la fin des années 1990, Pendry *et al.* proposent deux structures possédant des caractéristiques nouvelles. La première, composée d'un réseau de fils métalliques, possède une permittivité négative [26]. La seconde, constituée de résonateurs à anneaux fendus, présente une perméabilité négative [27]. Au début des années 2000, Smith *et al.* associent les deux structures précédentes et vérifient expérimentalement le concept de matériau à indice négatif [28] dont l'existence théorique avait été évoquée en 1964 par Veselago [29]. Ces études ouvrent la voie à de nouveaux dispositifs tels que les « lentilles parfaites » [30] ou encore à des « capes d'invisibilité » pour des applications de furtivité [31].

Ces matériaux sont regroupés sous l'appellation générique de métamatériaux en raison de leur caractère innovant. Ce domaine de recherche, relativement récent et englobant plusieurs disciplines de l'électromagnétisme, se décompose en plusieurs sous-classes de matériaux ayant chacune leur propre acronyme. Cette partie est consacrée à la présentation des matériaux artificiels employés en tant que plan réflecteur pour les antennes ainsi qu'à différentes techniques permettant d'améliorer leurs performances.

I-4.1 Classification

I-4.1.1 Concept de conducteur magnétique artificiel

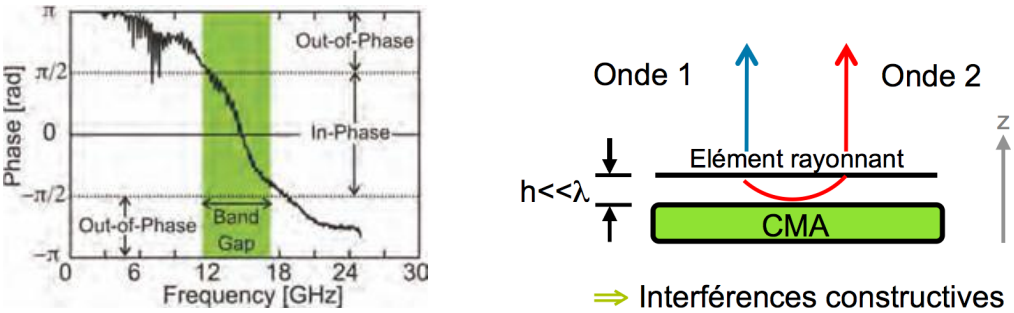
Un CMP est un concept théorique, il n'existe pas de matériau possédant ces propriétés indépendamment de la fréquence. Un CMA est la réalisation pratique d'un CMP dans une bande de fréquences limitée et traduit le comportement de la structure vis-à-vis d'une onde incidente.

Nous avons vu au paragraphe précédent que le réflecteur doit présenter une forte impédance de surface. Nous parlerons donc indifféremment de CMA et SHI pour désigner la même notion. La phase du coefficient de réflexion ou diagramme de phase permet d'illustrer ces différentes notions. Celle-ci représente la différence de phase entre la phase du champ électrique incident et la phase du champ électrique réfléchie à la surface du réflecteur :

$$\angle\Gamma = Im\left[\ln\left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta}\right)\right] \tag{I.22}$$

La figure I.10(a) présente la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence lorsque le réflecteur CMA est illuminé par une onde que l'on considère plane et d'incidence normale.

9. Conducteur Magnétique Artificiel
10. Surface Haute Impédance



(a) (b)

Figure I.10 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [24] (a) et élément rayonnant en présence d'un CMA (b)

La surface opère comme un CEP en basse fréquence ($\angle\Gamma = \pi$), puis un CMP pour une fréquence telle que $\angle\Gamma = 0$ et à nouveau comme un CEP en haute fréquence ($\angle\Gamma \approx -\pi$). Il existe une plage de fréquence pour laquelle la structure présente un déphasage quasi nul vis à vis d'une onde incidente. Cette bande utile, située de part et d'autre de la fréquence de non déphasage, est appelée bande CMA. La condition $-\pi/2 < \angle\Gamma < \pi/2$, assurant une condition d'interférence non destructive, est le critère généralement admis pour définir cette bande.

Considérons la figure I.10(b) où le champ 1 et le champ 2 représentent respectivement le champ émis par l'élément rayonnant en direction des z positifs, et des z négatifs. Lorsque la phase du coefficient de réflexion est comprise entre $-\pi/2$ et $+\pi/2$, le champ 2 s'additionne en phase avec le champ 1. Le champ résultant présente un module supérieur à celui du champ 1, il y a alors interférence constructive. Dans le cas contraire, le module du champ résultant est inférieur à celui du champ 1, l'interférence est destructive.

Dans la littérature, l'introduction de structure CMA permet d'améliorer les performances des antennes : miniaturisation d'antenne patch [32] et de réseau de patch [33], réalisation d'absorbant de faible épaisseur [34], d'antenne filaire directive [35].

I-4.1.2 Concept de matériaux à bande interdite électromagnétique

La notion de bande interdite électromagnétique caractérise la propagation des ondes le long de la structure. Une étude des modes propres est réalisée en faisant appel au théorème de Bloch-Floquet. Le tracé du diagramme de dispersion détermine l'ensemble des modes que peut supporter la structure. Il représente l'évolution du vecteur d'onde **k** en fonction de la fréquence dans une direction de propagation donnée.

Le diagramme de bande est la généralisation du diagramme de dispersion car il considère l'ensemble des directions de propagation. Cette étude peut être réduite en utilisant les symétries. Dans le cas où la structure présente une maille carrée et une période P, on montre que l'intervalle d'étude des valeurs de **k** se ramène à un triangle isocèle rectangle dont les sommets sont ΓXM [36]. Ces points désignent la zone de Brillouin irréductible : Γ ($k_x = 0$, $k_y = 0$), X ($k_x = \pi/P$, $k_y = 0$) et M ($k_x = \pi/P$, $k_y = \pi/P$). La figure I.11 donne un exemple de diagramme de bande calculé numériquement.

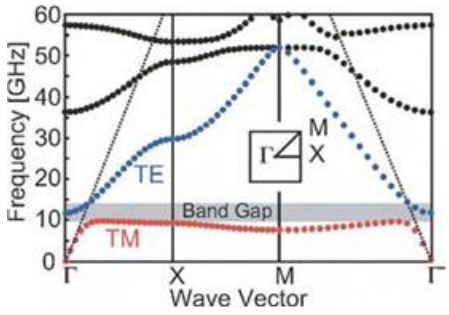


Figure I.11 – Tracé du diagramme de bande [24]

Historiquement, le concept de BIE [11] est issu des travaux sur les cristaux photoniques appelés également matériaux à bande photonique [37, 38] puis a été étendu au domaine des micro-ondes [24]. Certaines structures interdisent la propagation des ondes dans une bande de fréquences particulière appelée bande interdite électromagnétique. Il s'agit d'une bande de fréquences le plus souvent distincte de la bande CMA [39]. Une structure BIE présente généralement un caractère CMA alors que l'inverse n'est pas vrai.

Le caractère BIE est intéressant pour réduire les ondulations observées sur des diagrammes de rayonnement. Ces perturbations sont le résultat de phénomènes d'interférences multi-trajets ou « speckle » lié à l'apparition d'onde de surface le long du plan de masse [24].

I-4.1.3 Illustration : structure champignon de Sievenpiper

Un exemple de structure présentant un caractère CMA et un caractère BIE est donné par la figure I.12. Celle-ci a été introduite à la fin des années 2000 par [24]. Elle se compose d'un réseau de motifs métalliques imprimés sur un substrat diélectrique et reliés au plan de masse par l'intermédiaire de trous métallisés.

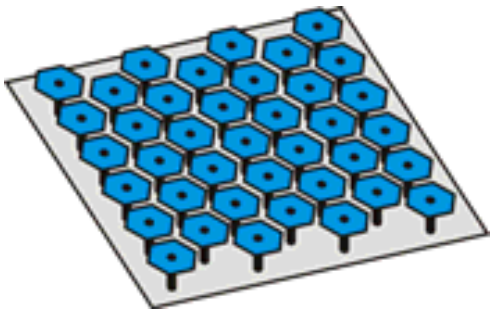


Figure I.12 – Structure champignon de [24]

Le comportement CMA provient de l'agencement périodique des motifs métalliques. Considérons le cas d'une surface métallique recouverte d'un substrat diélectrique d'épaisseur h. Ce problème, représenté figure I.13(a), peut être modélisé à l'aide de lignes de transmission. On

11. Bande Interdite Electromagnétique

en déduit l'expression de l'impédance de surface au niveau du diélectrique pour une incidence normale :

$$Z_s = Z_d = j\eta \tan(\beta h) \tag{I.23}$$

Où β est la constante de phase de la ligne.

Considérons à présent le cas où une grille capacitive est positionnée à la surface d'un substrat présentant une épaisseur très petite devant la longueur d'onde, *i.e.* $\beta.h \ll 1$ (figure I.13(b)). En faisant l'approximation $\tan(\beta h) = \beta h$, l'impédance de surface totale Z_s est égale à l'association en parallèle de l'impédance du diélectrique $Z_d = j\omega\mu h$ et de l'impédance de la grille $Z_g = 1/(j\omega C_g)$:

$$Z_s = \frac{j\omega\mu h}{1 - \omega^2 C_g \mu h} \tag{I.24}$$

Où μ est la perméabilité du milieu et C_g la capacité du gap.

A la fréquence de résonance [12] $\omega_0 = 1/(\mu h C_g)$, le module de Z_s tend vers l'infini et le module de Γ vers $+1$.

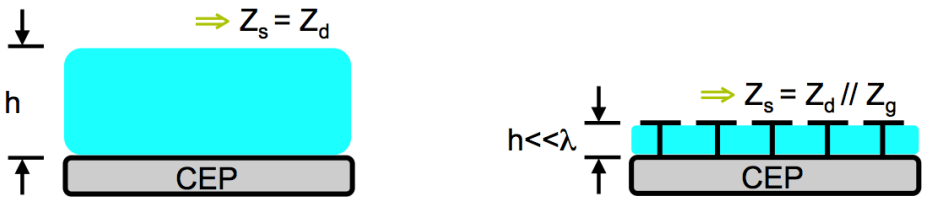


Figure I.13 – Réalisation d'un CMA

Le comportement BIE est lié à la présence des vias [13] équivalent à un réseau de fil métallique dans le diélectrique [24]. Dans le cas où la structure ne possède pas de vias, *i.e.* un diélectrique surmontant un plan métallique, l'onde possède une fréquence de coupure donnée par l'expression I.25. Le mode TM [14] correspond aux valeurs de n pairs et le mode TE [15] aux valeurs de n impairs. Le mode TM_0 a une fréquence de coupure nulle et se propage toujours.

$$f_c = \frac{nc}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \tag{I.25}$$

Si la structure possède des vias, la répartition des champs électromagnétiques dans celle-ci est modifiée. Le courant circule à travers le via et crée une connexion électrique avec le plan de masse. La structure dans laquelle l'onde se propage est assimilée à un circuit équivalent LC parallèle d'impédance de surface :

$$Z_s = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2} \tag{I.26}$$

Lorsque la fréquence f est inférieure à la fréquence de non déphasage f_0, Z_s est inductive et seul le mode TM peut se propager. A l'inverse, si f est supérieur à f_0, Z_s est capacitive et seul le mode TE se propage. Il existe une bande, autour de f_0, dans laquelle la propagation des ondes est interdite comme le montre la figure I.11.

12. Ou fréquence de non déphasage
13. Vertical Interconnect Access : trous métallisés
14. Transverse Magnetic
15. Transverse Electric

I-4.2 Amélioration des surfaces CMA/BIE

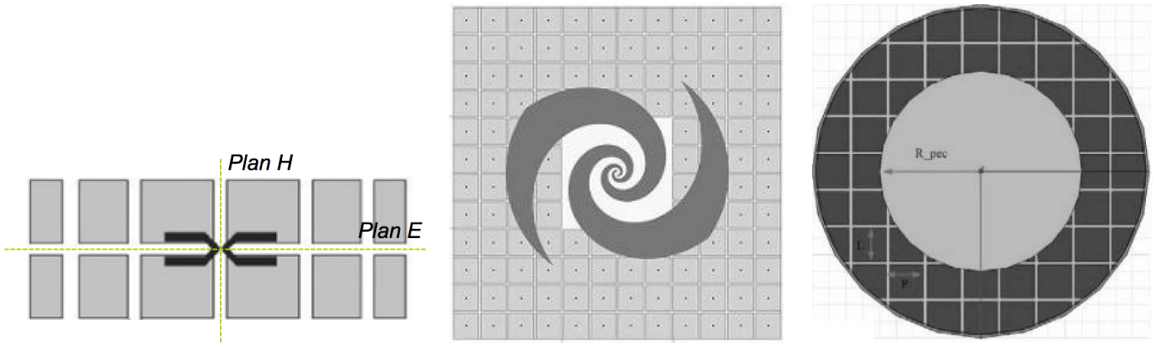
L'analyse théorique fait intervenir différentes hypothèses qu'il convient de garder à l'esprit comme le fait de considérer une onde plane ou encore une incidence normale. En pratique, d'autres mécanismes plus complexes interviennent lorsque l'élément rayonnant est disposé au-dessus de son réflecteur comme les effets de couplage notamment. De plus le comportement CMA et BIE ne s'opère que dans une bande de fréquences limitée.

Il existe dans la littérature différentes méthodes permettant d'élargir la bande passante des antennes à base de réflecteurs CMA et BIE. Ce paragraphe a pour but de répertorier les principales techniques mises en œuvre. Les performances obtenues sont synthétisées dans un tableau. L'épaisseur est donnée en fonction de la longueur d'onde dans le milieu à la fréquence minimale. La permittivité effective est calculée à partir de l'approximation des lignes micro-ruban [40] :

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_0(\epsilon_r + 1)/2 \tag{I.27}$$

I-4.2.1 Rupture de la périodicité

L'idée sous jacente est de rompre la périodicité pour s'éloigner du caractère résonant de la structure. L'équipe de Craeye [16], propose de rompre la périodicité de la structure CMA dans les deux plans de l'antenne comme le montre la figure I.14(a). L'auteur met en évidence que la phase des courants de surface doit être uniforme afin d'obtenir un rayonnement efficace [35]. Dans un premier temps, le nombre de rangées de motifs situées dans le plan H est réduit par rapport à celui du plan E. La $n^{ième}$ rangée est tronquée si la différence de phase avec la $n+1^{ième}$ rangée vaut 180°. Dans un second temps, les dimensions des motifs dans le plan E sont progressivement réduites et conservées constantes dans le plan H. Les dimensions des motifs sont optimisées en analysant les modes propres de la structure.



(a) (b) (c)

Figure I.14 – Rupture de périodicité dans les structures CMA/BIE : [35], [41] et [42]

L'équipe de Nakano [17], travaille sur des réflecteurs à base de matériaux BIE dont les motifs métalliques sont progressivement supprimés de la zone centrale (figure I.14(b)). L'analyse se base sur la décomposition du champ total rayonné en deux composantes, droite et gauche, incluant chacune la contribution de la spirale espace libre et celle du réflecteur BIE. Le champ

16. Université Catholique de Louvain
17. Université d'Hosei

total d'une spirale équiangulaire avec un réflecteur BIE « classique » n'est plus circulaire sur toute la bande de fréquences [41]. Des motifs métalliques sont enlevés au centre. Il existe également des travaux similaires utilisant des surfaces CMA [42].

Références	[35]	[41]	[42]
Elt. rayonnant	Double dipôle	Spirale équiangulaire	Spirale d'Archimède
Réflecteur	CMA non périodique	BIE modifié	CMA hybride
Epaisseur	$\lambda_{max}/6.5$	$\lambda_{max}/6.6$	$\lambda_{max}/18$
Adaptation	23.6GHz - 32.5GHz, 1.37 :1	-	1GHz - 10GHz, 10 :1
Gain	gain > 9.2dB	-	-10dB < gain < 6dB
Taux d'ellipticité	-	4GHz - 9GHz, 2.25 :1	2GHz - 10GHz, 5 :1
Commentaires	Simulations	-	Pas d'absorbants

Table I.1 – Rupture de la périodicité : comparaison des performances

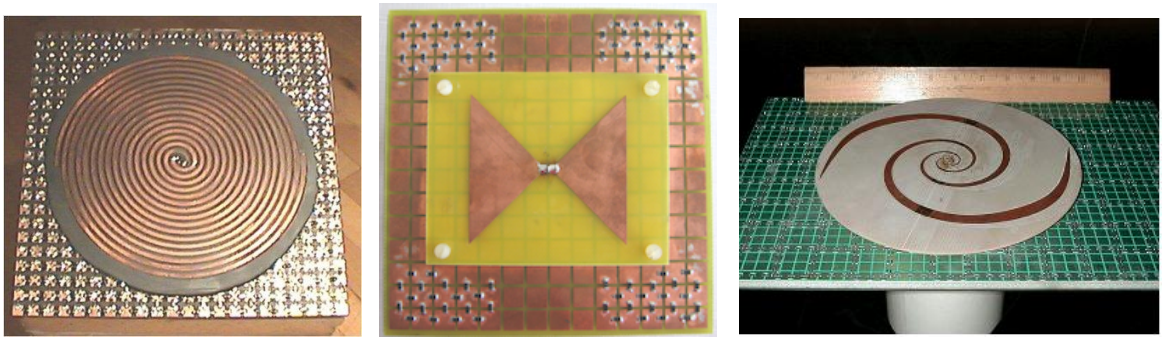
Dans les travaux précédents, les auteurs montrent que les caractéristiques de l'antenne sont améliorées lorsque la périodicité du réflecteur n'est plus uniforme. Le tableau I.1 résume les résultats ces résultats. Les critères faisant référence à l'adaptation et au taux d'ellipticité sont respectivement : $|S_{11}| < -10dB$ et $|TE| < -3dB$. L'antenne sur réflecteur hybride présente les meilleures performances.

I-4.2.2 Utilisation de composants discrets

La structure LEBG [18] a été introduite par Schreider [19] [43]. Il s'agit d'une structure CMA dont chaque côté du motif carré est chargé par une résistance CMS permettant d'atténuer les courants de surface (figure I.15(a)). Cette structure est associée à une spirale d'Archimède. L'antenne réalisée présente une très faible épaisseur et un fonctionnement sur plus d'une décade mais l'efficacité en rayonnement est inférieure à celle des antennes sur cavité absorbante. D'autres travaux ont été mené par la suite sur cette structure. Le processus de fabrication a été amélioré en remplaçant les résistances CMS par un film résistif [44]. Une étude des courants sur l'antenne permet de placer localement les résistances dans certaines zones pour améliorer les diagrammes (figure I.15(b)) [45].

Des éléments actifs peuvent également être introduits entre chaque motif pour ajuster la bande CMA/BIE (figure I.15(c)). Une tension de polarisation V_{bias} est appliquée à des diodes varactors pour modifier la capacité de la grille [46]. Cette tension, comprise entre 0 et 50V, permet de couvrir une bande CMA totale de 590MHz à 2110 MHz. L'antenne est adaptée dans la bande CMA associée à la valeur de V_{bias} et présente un gain supérieur de 3dB à celui d'une antenne similaire placée sur cavité absorbante.

18. Loaded Electromagnetic Band Gap
19. Télécom ParisTech



(a) (b) (c)

Figure I.15 – Utilisation de composants discrets dans les structures CMA/BIE

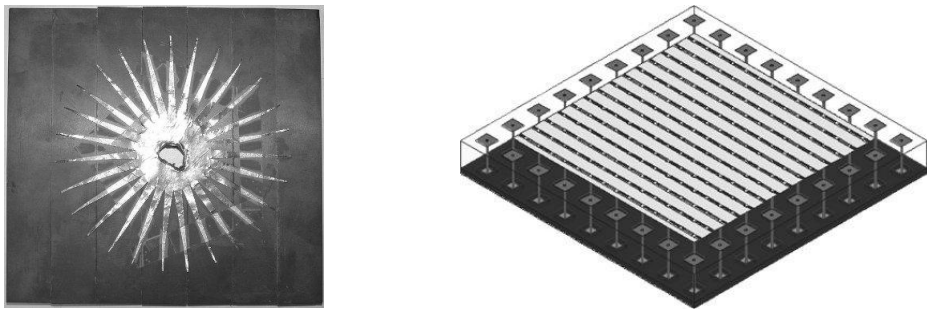
Références	[43]	[45]	[46]
Elt. rayonnant	Spirale d'Archimède	Papillon	Spirale équiangulaire
Réflecteur	LEBG	CMA avec résistances localisées	CMA avec diodes
Epaisseur	$\lambda_{max}/56$	$\lambda_{max}/10$	$\lambda_0/20$
Adaptation	0.9GHz - 9.9GHz, 12 :1	3.2GHz - 5GHz, 1.6 :1	$V_{bias} = 20V$: 1.1GHz - 1.4GHz $V_{bias} = 50V$: 1.6GHz - 2.1GHz Soit 1.3 :1 dans les 2 cas
Gain	De -9dB à 3dB	3.3dB à 3.2GHz, 9.35dB à 3.6GHz et 5.3dB à 5GHz	$V_{bias} = 20V$: de 7dB à 5.2dB $V_{bias} = 50V$: de 9.8dB à 7.5dB
Commentaires	Très faible épaisseur	-	Reconfigurabilité

Table I.2 – Utilisation de composants discrets : comparaison des performances

I-4.2.3 Utilisation de matériaux absorbants

Les équipes d'Iskander [20] et de Volakis [21] ont recours à des matériaux absorbants qu'ils associent à des matériaux CMA/BIE (figure I.16). Il s'agit de matériaux absorbants commerciaux à base de ferrites. La bande passante de l'antenne est élargie grâce à la combinaison de deux bandes CMA/BIE [47, 48]. La première bande résulte de l'utilisation d'une surface CMA/BIE classique comme la surface champignon. La seconde bande, plus basse en fréquence, provient du matériau absorbant qui se comporte comme un CMA/BIE du fait d'une très forte perméabilité (Cf. équation I.24).

20. Université d'Hawaï
21. Université de l'Ohio



(a) (b)

Figure I.16 – Utilisation de matériaux absorbants

Références	[47]	[48]
Elt. rayonnant	Spirale d'Archimède carrée	Réseau
Réflecteur	CEP + absorbant	BIE + absorbant
Epaisseur	$\lambda_0/20$	$\lambda_0/21$
Réflectivité et phase	-	0.17GHz - 3.8GHz, 22.4 :1
Gain	-7dB à 0.4GHz, 0dB à 0.8GHz et 6dB à 2GHz	-
Commentaires	Résultats de simulation	-

Table I.3 – Utilisation de matériaux absorbants : comparaison des performances

I-5 Conclusions

Ce premier chapitre rappelle brièvement l'état de l'art des antennes large bande qui nous a permis d'identifier différentes géométries susceptibles de répondre à nos besoins. La spirale d'Archimède, en raison de sa compacité notamment, constituera l'élément rayonnant utilisé dans la suite de notre étude.

Nous avons présenté brièvement les méthodes numériques employées par les outils de simulation électromagnétique à notre disposition. Les méthodes temporelles sont très avantageuses en terme de temps de calcul et de ressources informatiques pour nos applications large bande. Les calculs seront effectués principalement avec CST MWS. Les méthodes fréquentielles présentent des perspectives intéressantes pour l'étude de structures périodiques. Elles offrent également la possibilité de corroborer les résultats de calcul obtenus avec les méthodes temporelles permettant d'obtenir un degré de confiance supplémentaire.

L'analyse du comportement d'une antenne à proximité des différents types de réflecteur a permis de dresser les avantages et les inconvénients de chacun. La configuration faisant appel à des surfaces de type CMP apparaît comme la plus avantageuse. Dans cette optique, nous avons introduit les matériaux artificiels en vue de reproduire au mieux un comportement de type CMP. Ainsi les concepts de CMA et de BIE ont été présentés. Ces structures possèdent des propriétés intéressantes mais limitées dans une plage de fréquences bien distincte. Pour cette raison, nous avons répertorié différentes techniques améliorant les performances de ces matériaux lorsqu'ils sont employés comme réflecteur. Les performances de ces antennes ont été également analysées et comparées.

Bibliographie

[1] J. A. Stratton and L. J. Chu, "Steady state solutions of electromagnetic field problems. ii. forced oscillations of a conducting sphere," *Journal of Applied Physics*, vol. 12, pp. 236–240, mar. 1941. 2

[2] S. Schelkunoff, *Electromagnetic waves*. 1943. 2

[3] G. Brown and O. Woodward Jr, "Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas," *RCA review*, vol. 13, pp. 425–452, dec. 1952. 2

[4] N. Lindenblad, "Antennas and transmission lines at the empire state television station," *Communications*, pp. 10–26, apr. 1941. 2

[5] L. Lewis, M. Fassett, and J. Hunt, "A broadband stripline array element," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 12, pp. 335–337, jun. 1974. 2

[6] P. Gibson, "The vivaldi aerial," *9th European Microwave Conference*, pp. 101–105, sep. 1979. 2

[7] S.-Y. Suh, *A Comprehensive Investigation of New Planar Wideband Antennas*. PhD thesis, Virginia Tech Antenna Group, 2002. 2

[8] V. Rumsey, "Frequency independent antennas," *IRE International Convention Record*, vol. 5, pp. 114–118, mar. 1957. 2

[9] J. Dyson, "The equiangular spiral antenna," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, pp. 181–187, apr. 1959. 3

[10] H. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials," *JIEEE*, vol. 93, no. 4, 1946. 4

[11] R. Bawer and J. Wolfe, "The spiral antenna," *IRE International Convention Record*, vol. 8, pp. 84–95, mar. 1960. 4, 49

[12] J. Kaiser, "The archimedean two-wire spiral antenna," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, pp. 312–323, may. 1960. 4

[13] J. Dyson, R. Bawer, P. Mayes, and J. Wolfe, "A note on the difference between equiangular and archimedes spiral antennas (correspondence)," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 9, pp. 203–205, mar. 1961. 4

[14] J. Wang, J. Tillery, and M. Acree, "Multioctave wideband mode-0 operation of spiral-mode microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Symposium*, vol. 3, pp. 1860–1863, jul. 1997. 6

[15] T. Weiland, "A discretization method for the solution of maxwell's equations for six-component fields," *Electronics and Communications AEUE*, vol. 31, no. 3, pp. 116–120, 1977. 7

[16] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302–307, may. 1966. 7

[17] P. Johns and R. Beurle, "Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 118, pp. 1203–1208, sep. 1971. 8

[18] P. Johns, "A symmetrical condensed node for the tlm method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, pp. 370–377, apr. 1987. 8

[19] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. Wiley-IEEE Press, 1993. 9

[20] H. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, 1947. 10

[21] L. J. Chu, "Physical limitation of omni-directional antennas," *Journal of Applied Physics*, vol. 19, pp. 1163–1175, 1948. 10

[22] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation q of electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, p. 672, May 1996. 10

[23] H. Schantz, "Introduction to ultra-wideband antennas," in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 1–9, 2003. 10

[24] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, nov. 1999. 12, 14, 15, 16, 27, 28, 29, 32, 37, 46, 77, 111

[25] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces : Theory and Design*. Wiley Interscience, 2000. 13

[26] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 76, pp. 4773–4776, Jun 1996. 13

[27] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2075–2084, nov. 1999. 13

[28] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, pp. 4184–4187, May 2000. 13

[29] V. Veselago, "The electromdynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968. 13

[30] J. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, pp. 3966–3969, Oct 2000. 13

[31] D. Schurig, J. Mock, B. Justice, S. Cumer, J. Pendry, A. Starr, and D. Smith, "Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies," *Science*, vol. 314, pp. 977–980, 2006. 13

[32] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 2403–2414, sep. 2004. 14, 37, 46

[33] Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2704–2712, oct. 2003. 14, 37, 46

[34] O. Luukkonen, F. Costa, C. Simovski, A. Monorchio, and S. Tretyakov, "A thin electromagnetic absorber for wide incidence angles and both polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 3119–3125, oct. 2009. 14, 28, 37

[35] R. Mateos, C. Craeye, and G. Toso, "High-gain wideband low-profile antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, pp. 2615–2619, dec. 2006. 14, 17, 18, 81, 111

[36] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, and R. D. Meade, *Photonic Crystals : Molding the Flow of Light (Second Edition)*. Princeton University Press, 2 ed., 2008. 14, 32

[37] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 58, pp. 2059–2062, May 1987. 15

[38] E. Brown, C. Parker, and E. Yablonovitch, "Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 10, no. 2, pp. 404–407, 1993. 15

[39] G. Goussetis, A. Feresidis, and J. Vardaxoglou, "Tailoring the amc and ebg characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 82–89, jan. 2006. 15, 35, 67

[40] E. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design," in *5th European Microwave Conference*, pp. 268–272, sept. 1975. 17, 36, 67

[41] H. Nakano, K. Kikkawa, N. Kondo, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi, "Low-profile equiangular spiral antenna backed by an ebg reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 1309–1318, may. 2009. 17, 18, 81, 111

[42] C. Liu, Y. Lu, C. Du, J. Cui, and X. Shen, "The broadband spiral antenna design based on hybrid backed-cavity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 1876–1882, jun. 2010. 17, 18, 97, 111, 113

[43] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B. Perpere, and C. Renard, "Broadband archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate," *IET Transactions on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 212–216, feb. 2007. 18, 19

[44] M. Grelier, X. Begaud, L. Schreider, and J. Lemener, "Loaded electromagnetic band gap reflector with a thin film resistor," *META'08, NATO Advanced Research Workshop on Metamaterials for Secure Information and Communication Technologies*, pp. 411–416, may. 2008. 18

[45] A. Thior, A. Lepage, and X. Begaud, "Low profile, directive and ultra wideband antenna on a high impedance surface," *EuCAP, 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 3222–3226, mar. 2009. 18, 19, 69

[46] V. Sanchez, W. Mckinzie III, and R. Diaz, "Broadband antennas over electronically reconfigurable artificial magnetic conductor surfaces," *US Patent 6917343 Issued on July 12*, 2005. 18, 19

[47] B. Kramer, S. Koulouridis, C. Chen, and J. Volakis, "A novel reflective surface for an uhf spiral antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 32–34, dec. 2006. 19, 20

[48] J. Bell, M. Iskander, and J. Lee, "Ultrawideband hybrid ebg/ferrite ground plane for low-profile array antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1313–1316, jun. 2007. 19, 20

Chapitre II

Développement d'outils de conception : caractérisation et modélisation des matériaux artificiels

Sommaire

II-1 Modélisation analytique 26
II-1.1 Calcul du diagramme de phase 26
II-1.2 Calcul du diagramme de dispersion 28
II-2 Modélisation numérique 31
II-2.1 Calcul du diagramme de phase 31
II-2.2 Calcul du diagramme de dispersion 32
II-3 Caractérisation expérimentale 32
II-3.1 Mesure de la phase du coefficient de réflexion 32
II-3.2 Mesure de la propagation des ondes de surface 33
II-4 Modèle semi-analytique : dimensionnement de structures périodiques 34
II-4.1 Présentation et intérêts 34
II-4.2 Modélisation de la structure 35
II-4.3 Equation de dispersion 36
II-4.4 Modélisation du gap micro-ruban 37
II-4.5 Validation du modèle 38
II-4.6 Analyse des résultats : relation entre les caractères CMA et BIE . . 39
II-5 Conclusions 40
Bibliographie 42

Nous avons introduit dans le premier chapitre deux types de matériaux dits « artificiels » : les surfaces à haute impédance ou conducteurs magnétiques artificiels et les matériaux à bande interdite électromagnétique. Il s'agit de matériaux composites réalisés par l'assemblage de structures métallo-diélectriques périodiques. Une SHI réfléchit les ondes incidentes « en phase », le module du coefficient de réflexion du champ électrique à la surface Γ est égal à $+1$ contrairement aux surfaces métalliques « classiques » pour lesquelles $\Gamma = -1$. Une surface BIE bloque la propagation des ondes de surface. Ces propriétés offrent des avantages incontestables pour réduire l'épaisseur des antennes et améliorer leurs performances. Néanmoins ces caractéristiques ne sont présentes que dans des bandes de fréquences bien distinctes. Il apparaît donc indispensable de les identifier.

La première partie de ce chapitre décrit et synthétise les principales méthodes analytiques, numériques puis expérimentales pour étudier ces structures. Il est donc nécessaire de bien appréhender l'ensemble de ces analyses afin de les réutiliser ou de les adapter à notre problème. La seconde partie propose un modèle semi-analytique que nous avons développé et validé pour identifier la bande interdite électromagnétique.

II-1 Modélisation analytique

La modélisation analytique joue un rôle essentiel dans une démarche scientifique et présente un double intérêt. L'approche analytique permet de résoudre plus aisément un problème en simplifiant les équations. Cela implique de poser certaines hypothèses conduisant à privilégier certaines données plutôt que d'autres. La modélisation analytique permet également de mieux appréhender les phénomènes physiques mis en jeu et de prévoir assez vite le comportement global d'un système.

Dans la littérature, la plupart des modèles analytiques sont basés sur la théorie des milieux effectifs [1] . Celle-ci permet de décrire les mécanismes physiques à l'aide d'éléments localisés. Pour cela, il est nécessaire de considérer les dimensions de la structure petites devant la longueur d'onde.

II-1.1 Calcul du diagramme de phase

Le diagramme de phase représente la phase du coefficient de réflexion $\angle\Gamma$ en fonction de la fréquence. L'évolution de $\angle\Gamma$ est intimement liée à l'impédance de surface Z_s (équation I.17) et par conséquent aux paramètres de la structure : la largeur des motifs w, la largeur du gap g, l'épaisseur du substrat h et les constantes diélectrique ε_r et magnétique μ_r.

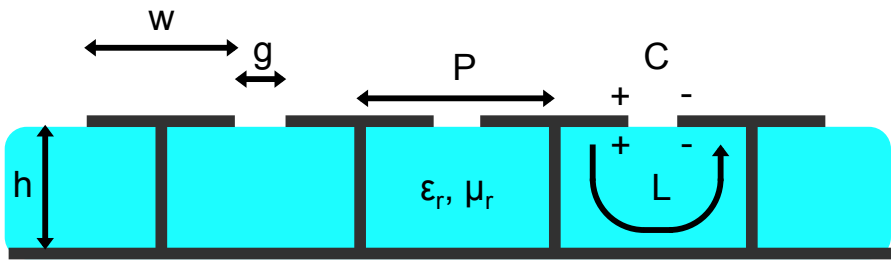


Figure II.1 – Paramètres de la structure champignon et modèle LC associé

Lorsque la période du réseau $P = w + g$ est petite devant la longueur d'onde de travail, la structure peut être modélisée par des éléments localisés. Sievenpiper propose un modèle quasi-statique associant à la structure champignon une cellule élémentaire composée d'un circuit LC parallèle [2]. Comme l'indique la figure II.1, l'effet capacitif provient de l'écart, ou « gap », entre les motifs métalliques et l'effet inductif résulte de la spire de courant parcourant les « champignons ». Cette approche considère chaque cellule comme indépendante dans le réseau. Les vias n'ont aucune influence sur l'impédance de surface Z_s présentée à une onde en incidence normale.

Les valeurs de l'impédance de surface Z_s, de la capacité équivalente C et de l'inductance équivalente L sont données par :

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - LC\omega^2} \tag{II.1}$$

$$C = \frac{w\varepsilon_0 (1 + \varepsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{w+g}{g}\right) \tag{II.2}$$

$$L = \mu_0 \mu_r h \tag{II.3}$$

Tretyakov et *al.* proposent une formulation dynamique de l'impédance de surface (II.4) où k est le nombre d'onde. Celle-ci suppose qu'une onde plane illumine un réseau infini modélisé par des lignes de transmission [3]. Ce modèle présente l'avantage de prendre en compte les interactions électromagnétiques dans le réseau. En revanche, il n'est applicable qu'à des structures pour lesquelles les dimensions sont telles que le gap g est très petit devant la période P.

$$Z_s = \frac{\frac{j}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tan\left(k\sqrt{\varepsilon}_r h\right)}{1 - \frac{kP(\varepsilon_r+1)}{\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \log\left(\frac{2P}{\pi g}\right) \tan\left(k\sqrt{\varepsilon}_r h\right)} \tag{II.4}$$

Les modèles précédents considéraient uniquement la propagation d'une onde TEM [1] en incidence normale. Dans le cas d'une incidence oblique, nous devons distinguer le cas où l'onde est polarisée TE [2] , *i.e.* le champ électrique incident est perpendiculaire au plan d'incidence, et le cas où l'onde est polarisée TM [3], *i.e.* le champ électrique incident est contenu dans plan d'incidence. Ces deux cas sont schématisés par la figure II.2.

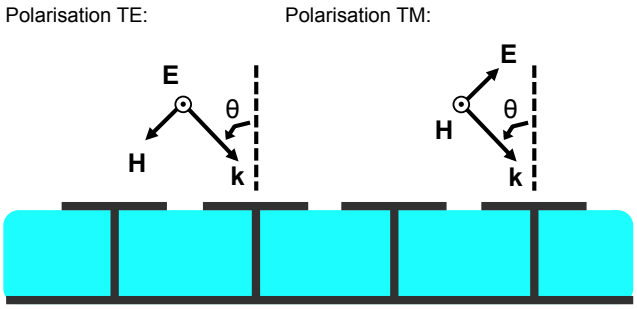


Figure II.2 – Surface illuminée par une onde polarisée TM et TE

1. Transverse Electric Magnetic
2. Transverse Electric
3. Transverse Magnetic

Le coefficient de réflexion dépend alors de l'angle d'incidence θ :

$$\Gamma^{TE} = \frac{Z_s^{TE}\cos\theta - \eta_0}{Z_s^{TE}\cos\theta + \eta_0} \tag{II.5}$$

$$\Gamma^{TM} = \frac{Z_s^{TM} - \eta_0\cos\theta}{Z_s^{TM} + \eta_0\cos\theta} \tag{II.6}$$

Luukkonen et *al.* établissent les équations donnant Z_s en fonction de la polarisation de l'onde et de l'angle d'incidence ce qui implique de prendre en compte la présence ou non de vias dans la structure [4, 5].
Dans le cas d'une polarisation TE, le champ électrique est perpendiculaire aux vias : l'interaction entre les deux est nulle. Les vias n'ont par conséquent aucune influence sur l'expression de Z_s^{TE} :

$$Z_s^{TE} = \frac{j\omega\mu\frac{\tan\beta h}{\beta}}{1 \;-\; 2\; k_{eff}\; \alpha_{TE}\; \frac{\tan\beta h}{\beta}\left(1 - \frac{2}{\varepsilon_r+1}\sin^2\theta\right)} \tag{II.7}$$

Où k_{eff} est le nombre d'onde dans le milieu effectif, θ_2 l'angle de réfraction et α_{TE} le facteur de grille. L'angle d'incidence θ a deux effets notoires sur les courbes de phase du coefficient de réflexion. Plus θ est grand, plus la fréquence de non déphasage f_0 augmente et plus la pente de la courbe $\angle\Gamma^{TE}$ est raide à son voisinage.
Dans le cas d'une polarisation TM, le champ électrique est parallèle aux vias : l'interaction entre les deux est forte. Les vias modifient ici l'expression de l'impédance de surface Z_s^{TM}.
Si la structure ne possède pas de vias :

$$Z_s^{TM} = \frac{j\omega\mu\frac{\tan\beta h}{\beta}\cos^2\theta_2}{1 \;-\; 2\; k_{eff}\; \alpha_{TE}\; \frac{\tan\beta h}{\beta}\cos^2\theta_2} \tag{II.8}$$

Dans ce cas : si θ est grand, plus f_0 augmente et moins la pente de la courbe de $\angle\Gamma^{TM}$ est raide à son voisinage.
Si la structure possède des vias :

$$Z_s^{TM} = \frac{j\omega\mu\frac{\tan\beta h}{\beta}\left(1 - \frac{\sin^2\theta}{\varepsilon_r\left(1 \;-\; k_p^2\; k_0^{-2}\; \varepsilon_r^{-1}\right)}\right)}{1 - 2k_{eff}\alpha_{TE}\frac{\tan\beta h}{\beta}\left(1 - \frac{\sin^2\theta}{\varepsilon_r\left(1 \;-\; k_p^2\; k_0^{-2}\; \varepsilon_r^{-1}\right)}\right)} \tag{II.9}$$

Où k_p est le nombre d'onde dans le plasma[4]. La phase du coefficient de réflexion s'annule à la même fréquence f_0 quel que soit l'angle d'incidence. Plus θ augmente et moins la pente de la courbe de $\angle\Gamma^{TM}$ est raide à son voisinage.

II-1.2 Calcul du diagramme de dispersion

Les relations de dispersion, caractérisant la propagation des ondes de surface, s'obtiennent à partir de l'équation de Helmholtz et des conditions limites [2, 6]. La structure BIE est décrite à partir d'éléments localisés :

4. La présence de vias dans le diélectrique modifie la répartition électronique, le milieu est plus dispersif.

$$k_{TE} = \frac{\omega}{c}\sqrt{1 - \left(\frac{\eta_0}{Z_s^{TE}}\right)} \tag{II.10}$$

$$k_{TM} = \frac{\omega}{c}\sqrt{1 - \left(\frac{Z_s^{TM}}{\eta_0}\right)} \tag{II.11}$$

La figure II.3 fait apparaitre, autour de la fréquence de non déphasage f_0, la transition entre le mode TM, pour $f < f_0$, et le mode TE pour $f > f_0$. L'avantage de ce modèle réside dans sa simplicité. En revanche, il ne prend en compte ni les ondes de fuite, situées à gauche du cône de lumière $\omega = ck$, ni la périodicité de la structure.

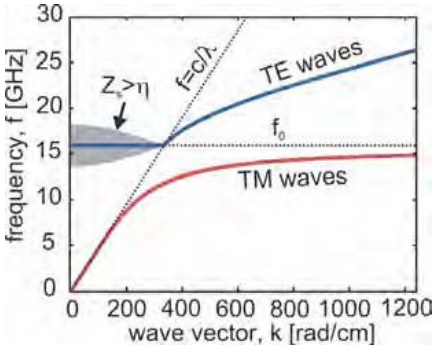


Figure II.3 – Diagramme de dispersion obtenu par [2]

Rahman et *al.* assimilent la structure champignon à une ligne de transmission infinie et périodiquement chargée [7]. Cette charge est assimilée à une impédance Z représentant une cellule élémentaire. Le modèle équivalent est donné par la figure II.4(a) et conduit à la relation de dispersion suivante :

$$\cos(\beta a) = \cos(\beta_u a) + j\frac{Z}{2Z_0}\sin(\beta_u a) \tag{II.12}$$

Où β est la constante de phase de la structure chargée et a la période de la structure. Z_0 est l'impédance caractéristique et β_u la constante de phase de la ligne non chargée. Ce modèle est assez précis : ces résultats présentent un écart relatif inférieur à 4% comparés à ceux issus de simulations numériques.

Clavijo et *al.* utilisent une procédure d'homogénéisation pour des structures anisotropes [8]. Celle-ci est modélisée par deux couches intégrant des tenseurs magnéto-diélectriques (figure II.4(b)). Ce modèle donne des résultats plus précis que les précédents [9] mais sa mise en œuvre est plus complexe. L'auteur aboutit aux relations suivantes :

$$k_{x_{TE}} = k_0\sqrt{1 + \frac{\left[\mu_{xx1} - \mu_{xx2}\, c_2\, t_1\, k_0^2\left(\mu_{xx1}\,\varepsilon_{yy1} - \left(\frac{k_{x_{TE}}}{k_0}\right)^2\frac{\mu_{xx1}}{\mu_{zz1}}\right)\right]^2}{\left(\mu_{xx1}\, k_0\right)^2\left(\mu_{xx2}\, c_2 + \mu_{xx1}\, t_1\right)^2}} \tag{II.13}$$

$$k_{x_{TM}} = \sqrt{k_0^2 + \frac{\varepsilon_0^2\, k_{z2}^2}{\left(C\, k_{z2} - \varepsilon_0\,\varepsilon_{xx2}\,\cot(k_{z2}\, t_2)\right)^2}} \quad \text{où} \quad c_2 = \frac{\tan\left(k_0\sqrt{\varepsilon_{y2} - 1}\, t_2\right)}{k_0\sqrt{\varepsilon_{y2} - 1}} \tag{II.14}$$

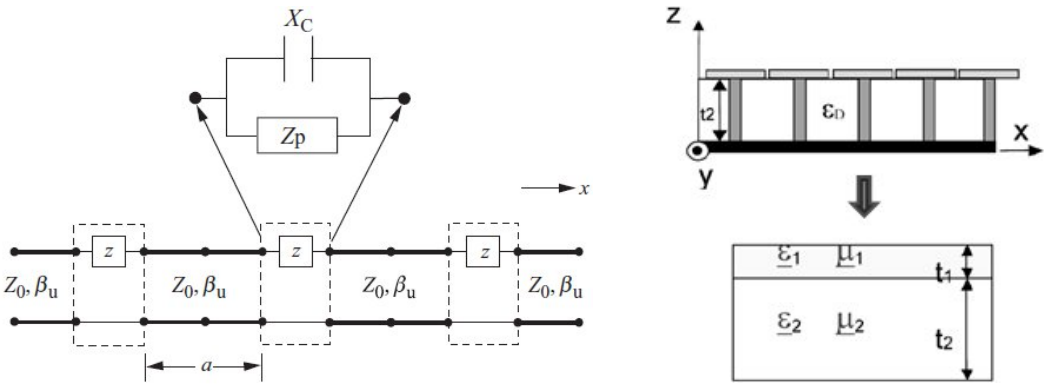


Figure II.4 – Modèles de Rahman [7] et de Clavijo [8]

Eleftheriades et *al.* proposent d'appliquer à la cellule élémentaire des conditions de périodicité issues de la théorie de Bloch (figure II.5(a)) [10]. Le schéma électrique équivalent est basé sur le formalisme des matrices chaînes (figure II.5(b)). Ce formalisme possède l'avantage de considérer la structure comme un réseau infini à deux dimensions. Ainsi le diagramme de dispersion peut être tracé pour toutes les directions :

$$\sin^2\left(\frac{k_x\ d}{2}\right)+\sin^2\left(\frac{k_y\ d}{2}\right)=\left[\sin\left(\frac{\beta\ d}{2}\right)-\frac{\cos\left(\frac{\beta\ d}{2}\right)}{2\ Z_0\ C\ \omega}\right]\left[\sin\left(\frac{\beta\ d}{2}\right)-\frac{Z_0\cos\left(\frac{\beta\ d}{2}\right)}{4\ L\ \omega}\right] \quad \text{(II.15)}$$

Tout comme le modèle précédent, celui-ci prend en compte une éventuelle anisotropie dans la structure. D'autres études faisant appel au même formalisme ont été développées par la suite [11, 12] .

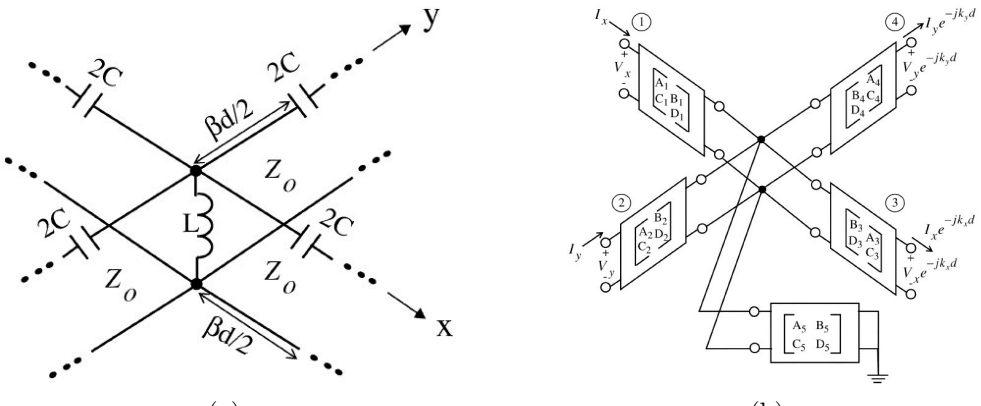


Figure II.5 – Modèle d'Eleftheriades [10] : cellule élémentaire à gauche et réseau en té à droite

II-2 Modélisation numérique

La modélisation numérique permet généralement d'obtenir des résultats plus précis que la modélisation analytique. En effet, les méthodes de simulation électromagnétique prennent en compte les interactions des ondes avec le milieu métallo-diélectrique, les modes à fuite et la périodicité. En contrepartie, elles peuvent entraîner des temps de calcul assez longs suivant le type de simulation effectuée.

II-2.1 Calcul du diagramme de phase

Le principe consiste à illuminer une cellule élémentaire par une onde plane sous une certaine incidence [13]. La périodicité de la structure est prise en compte en appliquant à la cellule élémentaire des conditions limites PBC [5] de type PEC et PMC. Une condition de type PML [6] est insérée pour absorber l'énergie réfléchie. Cette technique, appelée méthode de l'onde réfléchie [7], est illustrée par la figure II.6.

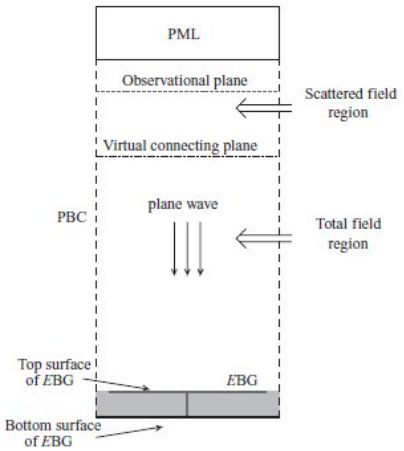


Figure II.6 – Schéma de principe pour le calcul numérique du diagramme de phase [13]

Utilisant ces structures en tant que réflecteur d'antenne, nous plaçons pour cette raison le plan référence au niveau du substrat supportant l'élément rayonnant. Soit ε_1 la permittivité relative du substrat de la cellule et ε_2 la permittivité relative du substrat de l'élément rayonnant. Si ε_1 et ε_2 sont très proches, et que leurs valeurs sont assez élevées [8], alors le milieu du domaine de calcul est considéré comme un homogène. Différentes approches numériques comme la FEM et la FIT sont présentées dans [14] pour le tracé du diagramme de phase.

5. Periodic Boundary Conditions
6. Perfectly Matched Layers
7. RPM : Reflection Phase Method
8. Typiquement $\varepsilon_r > 8$

II-2.2 Calcul du diagramme de dispersion

Les différentes méthodes numériques, présentées dans le paragraphe I-2, permettent de déterminer les valeurs $(\omega(\mathbf{k})/c)^2$ satisfaisant l'équation de propagation pour un vecteur $\mathbf{k}$ donné dans l'espace. L'équation de propagation simplifiée est donnée par :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})} \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) \right) = (\omega/c)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}) \tag{II.16}$$

L'équation II.16 indique les modes propres du champ électromagnétique susceptibles de se propager dans la structure. Différents algorithmes ont été développés pour résoudre ce type de problème avec la méthode des ondes planes [15], la FDTD [16], la FEM [17] ou une version hybride de la MoM [18] .

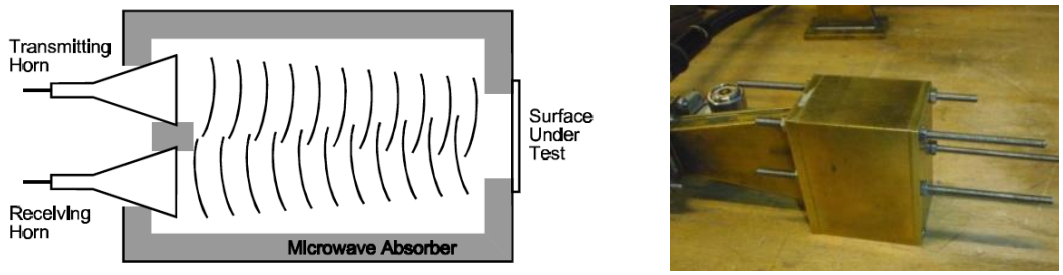
II-3 Caractérisation expérimentale

Les résultats obtenus par les approches analytiques et numériques peuvent être validés par des mesures. Différentes techniques ont été élaborées pour caractériser expérimentalement les structures « artificielles ». Ces mesures permettent de valider les résultats obtenus par les approches analytiques et numériques. Toutefois, elles requièrent des moyens matériels et peuvent être chronophages dans certains cas.

II-3.1 Mesure de la phase du coefficient de réflexion

II-3.1.1 Cas de l'incidence normale

Le dispositif expérimental est décrit par la figure II.7(a). La mesure de la phase du coefficient de réflexion nécessite deux cornets et s'effectue en deux étapes (mesure différentielle) [2]. Tout d'abord un plan réflecteur métallique, utilisé comme référence, présente un déphasage connu de π. La surface CMA/BIE est ensuite introduite pour être caractérisée.



(a) (b)

Figure II.7 – Méthode à deux cornets [2] et méthode « simulateur » guide d'onde [19]

Une autre méthode consiste à utiliser un guide d'onde rectangulaire surdimensionné dans lequel on insère la surface à caractériser (figure II.7(b)). Cette mesure utilise le principe des images permettant de simuler les conditions d'illumination d'une structure périodique infinie [20, 19]. Cette technique de mesure, initialement employée pour caractériser les réseaux d'antennes et les surfaces sélectives en fréquence, peut aussi être appliquée à d'autres structures

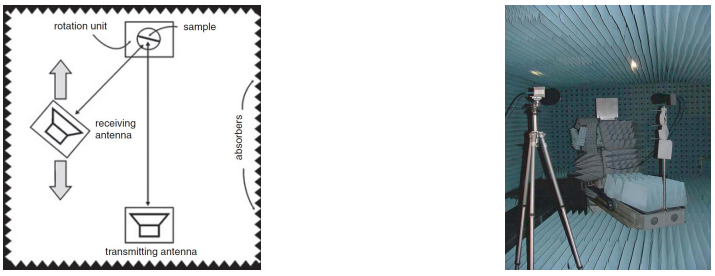
périodiques. Elle présente l'avantage d'être plus facile à mettre en œuvre que la méthode précédente car elle ne nécessite pas l'emploi d'une chambre anéchoïque. Cependant aucune mesure ne peut être réalisée en dehors de la bande fondamentale du mode TE_{10} et les ondes planes associées possèdent un angle d'incidence variable en fonction de la fréquence :

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{c}{2af}\right) \tag{II.17}$$

Où f est la fréquence et a est le plus grand côté du guide. Celui-ci conditionne les dimensions de la structure sous test. Le produit $nb.P$ doit être égal à a avec nb le nombre de motifs et P la période.

II-3.1.2 Cas de l'incidence oblique

Une configuration bi-statique est nécessaire pour prendre en compte l'angle d'incidence [21, 22]. La figure II.8 présente le schéma et une photographie du dispositif. La surface sous test effectue une rotation correspondant à l'angle d'incidence. L'axe de l'antenne d'émission est fixe tandis que celui de l'antenne de réception se déplace de manière à être orienté suivant la direction normale à la surface sous test.



(a) (b)

Figure II.8 – Schéma [22] et photographie [21] du dispositif bi-statique

II-3.2 Mesure de la propagation des ondes de surface

II-3.2.1 Utilisation de cornets

Dans le domaine des micro-ondes, des cornets peuvent être utilisées pour mesurer les ondes de surface [23]. La détection des modes TE (figure II.9(a)) et TM (figure II.9(b)) est imposée par l'orientation des cornets. La figure II.10 donne les résultats issus de cette mesure en transmission.

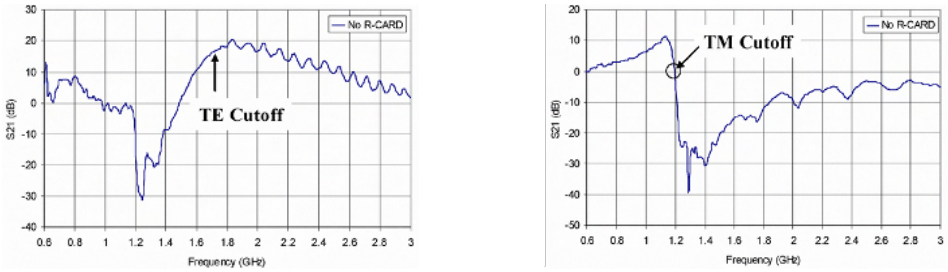
II-3.2.2 Technique de la ligne suspendue

Une autre méthode consiste à suspendre une ligne micro-ruban au-dessus de la structure [24, 25]. La figure II.11(a) propose la vue en coupe schématique et une photographie illustrant la mise en œuvre de cette mesure. Une nette réduction de l'amplitude du coefficient de transmission est observée sur la figure II.11(b). Ce phénomène traduit la présence d'une bande interdite stoppant la propagation des ondes. Celle-ci s'étend de 4.63GHz à 4.98GHz. Elle est donnée pour des valeurs où l'amplitude de $|S_{21}|$ est inférieure à -20dB.



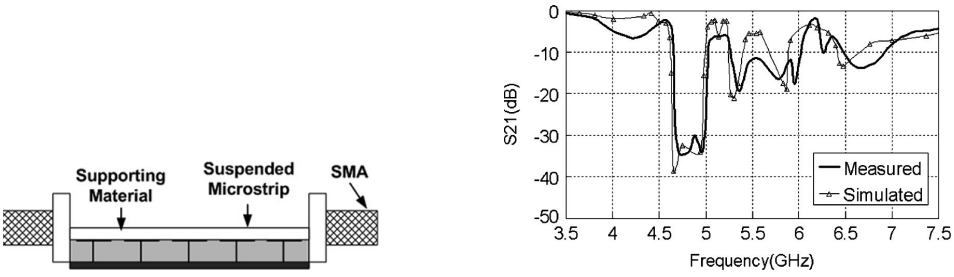
(a) (b)

Figure II.9 – Utilisation de cornets



(a) (b)

Figure II.10 – Mesure des ondes de surface : mode TE et TM [23]



(a) (b)

Figure II.11 – Technique de la ligne suspendue : schéma (a) et mesure du module du coefficient de transmission (b)

II-4 Modèle semi-analytique : dimensionnement de structures périodiques

II-4.1 Présentation et intérêts

Dans le paragraphe II-1, nous avons présenté différents modèles analytiques pour identifier les bandes dans lesquelles la structure exhibe un comportement CMA et BIE. Pour l'analyse du coefficient de réflexion, les modèles développés envisagent les cas de structures avec et

sans vias. Le comportement de ces deux structures diffère en incidence oblique pour une polarisation TM. Pour l'analyse du diagramme de dispersion, les modèles considèrent le plus souvent une structure possédant des vias de manière à mettre en évidence la bande interdite. Or une bande interdite peut apparaître dans la structure en l'absence de vias si la condition de Bragg $\beta P = \pi$ est satisfaite [26, 27, 28]. Dans cette expression β représente la constante de phase et P la périodicité. Le but de ce paragraphe est de proposer un modèle analytique pour l'étude de la dispersion des structures périodiques sans vias.

II-4.2 Modélisation de la structure

La figure II.12 décrit la structure étudiée. La SHI est constituée d'un réseau de 7x7 motifs métalliques carrés imprimés sur un matériau diélectrique. Les dimensions sont les suivantes : $w = 7.3mm$, $g = 1mm$, $h = 0.762mm$ et $\mu_r = 1$, $\varepsilon_r = 2.2$, $tan\delta = 9.10^{-4}$.

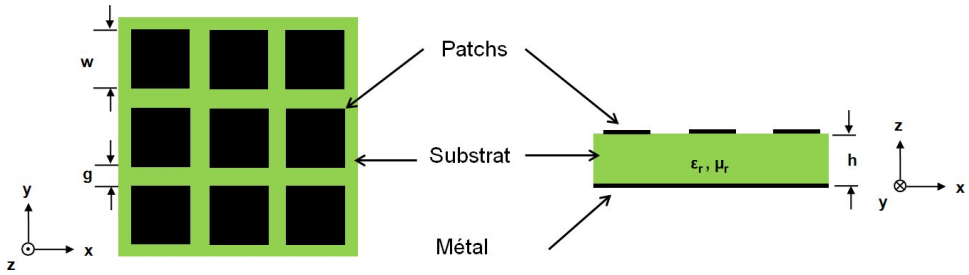


Figure II.12 – Configuration de la SHI étudiée

Nous supposons que cette structure périodique est composée d'un nombre de motifs suffisamment important pour qu'elle soit considérée comme infinie. Cette structure peut se modéliser par une cascade de n cellules élémentaires. Les caractéristiques de la propagation d'une onde sont déduites à l'aide d'une analyse de type circuit (figure II.13). Pour cela nous appliquons un modèle à base de ligne de transmission chargée périodiquement par une admittance Y [29].

Nous ne considérons ici qu'une seule direction de propagation pour des raisons de simplicité. Si l'onde se propage dans la direction x, nous obtenons le circuit équivalent suivant :

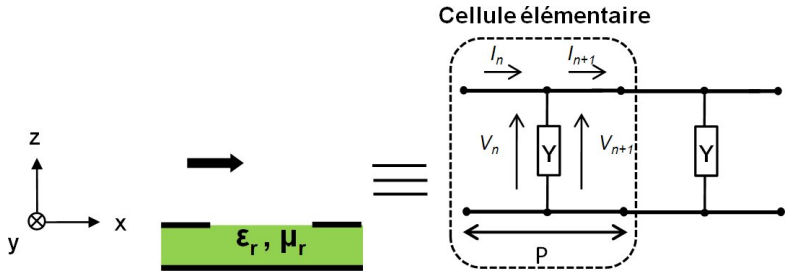


Figure II.13 – Circuit équivalent de la structure chargée périodiquement

La cellule unitaire se compose de deux lignes de transmission, idéales et non chargées, de longueur $w/2$, d'impédance caractéristique Z_0 et dont la constante de phase est $\beta_0 = k$. Les valeurs sont calculées à partir des formules d'Hammerstad [30] [9] :

$$k = \beta_0 = \frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon_{eff}} \tag{II.18}$$

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} = \beta_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right)\right]^{-1} \tag{II.19}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 12\frac{w}{h}}}\right) \tag{II.20}$$

II-4.3 Equation de dispersion

Nous cherchons à déterminer la constante de propagation le long de la ligne définie par :

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{II.21}$$

Où α représente l'atténuation linéique et β le déphasage linéique. A partir des hypothèses précédentes, et d'après la figure II.13, nous pouvons écrire la relation entre les tensions et les courants au niveau de la nième cellule à l'aide de la matrice ABCD :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \tag{II.22}$$

La matrice ABCD représente le produit des trois matrices chaînes composant la cellule élémentaire [29]. La première et la troisième désignent les matrices chaînes associées aux tronçons de ligne d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur $w/2$. La matrice chaîne du milieu correspond au gap micro-ruban. En développant, cette matrice s'écrit :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_1}{2} & jZ_0\sin\frac{\theta_1}{2} \\ jY_0\sin\frac{\theta_1}{2} & \cos\frac{\theta_1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_1}{2} & jZ_0\sin\frac{\theta_1}{2} \\ jY_0\sin\frac{\theta_1}{2} & \cos\frac{\theta_1}{2} \end{bmatrix} \tag{II.23}$$

Où θ_1 représente la longueur électrique du tronçon de ligne dont la valeur est égale au produit du nombre d'onde k par la période P.
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 $e^{-\gamma P}$. Autrement dit, l'utilisation de ce théorème conduit aux relations :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} e^{\gamma P} \tag{II.24}$$

Ces relations supposent que les ondes se propagent dans une seule direction et sont atténuées au fur et à mesure de leur propagation. En réécrivant les équations (II.22) et (II.24), nous aboutissons au système ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma P} & B \\ C & D - e^{\gamma P} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

9. Valables pour $w/h \leq 1$ et $\varepsilon_r \leq 16$

Ce système admet une solution si et seulement si le déterminant de la matrice de gauche est nul, c'est-à-dire :

$$AD - e^{\gamma P}(A + D) + e^{2\gamma P} - BC = 0 \tag{II.26}$$

Sachant que $AD - BC = 1$ et que $A = D$ puis en divisant l'égalité (II.26) par $e^{\gamma P}$, on montre que l'expression du déterminant est :

$$\cosh(\gamma P) = \frac{A + D}{2} \tag{II.27}$$

L'équation de dispersion est donnée par (II.28). La bande interdite correspond au cas où $\alpha \neq 0$ et $\beta = 0$ ou π.

$$\gamma = \frac{1}{P}\cosh^{-1}\left(\frac{A + D}{2}\right) = \alpha + j\beta \tag{II.28}$$

II-4.4 Modélisation du gap micro-ruban

Dans la littérature, plusieurs circuits équivalents sont proposés pour la modélisation du gap micro-ruban [31, 32, 33, 34, 35]. Ces différentes configurations ont été étudiées. Nous avons adopté un circuit équivalent simple considérant uniquement une capacité série C_g. Ce choix est justifié par les résultats présentés dans le paragraphe II-4.5 où un bon accord est obtenu avec l'expérimentation. Le schéma est donné par la figure II.14.

La valeur de C_g peut être évaluée par des formules empiriques [31, 36, 37] ou par des expressions se basant sur des approximations quasi-statiques [2, 6, 38, 39, 40, 5]. Cependant les formules empiriques sont données pour des dimensions spécifiques et valables dans une bande de fréquences restreinte. D'autre part, les expressions analytiques sont abondantes dans la littérature et les valeurs calculées sont relativement éloignées les unes des autres. Ces différences modifient significativement l'allure du diagramme de dispersion.

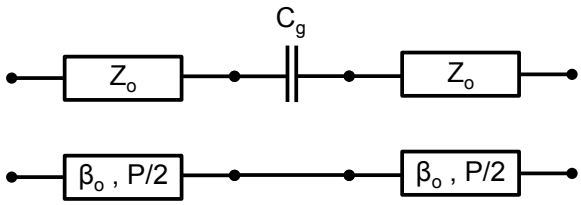


Figure II.14 – Circuit équivalent de la structure chargée périodiquement

Nous proposons d'introduire dans notre modèle une méthode pour s'affranchir de l'incertitude portant sur la valeur de C_g. Un premier diagramme de phase, utilisé comme référence, est calculé par simulation numérique avec CST MWS. Un second diagramme de phase est tracé à partir des équations (I.22) et (I.24) issues du modèle analytique de [6]. La valeur de C_g est déterminée par un processus itératif de manière à ce que la courbe analytique se superpose à la courbe de référence. La figure II.15 illustre cette démarche. La courbe bleue et la courbe rouge sont quasiment confondues en prenant $C_g = 0.2pF$. Les diagrammes de phase calculés à partir des expressions de C_g issues de [2], [39] et de [40] sont donnés à titre d'exemple. Ils présentent respectivement un décalage de la fréquence de non déphasage, *i.e.* $\angle\Gamma = 0^\circ$, de 0.62GHz, 0.47GHz et 3GHz par rapport à la référence.

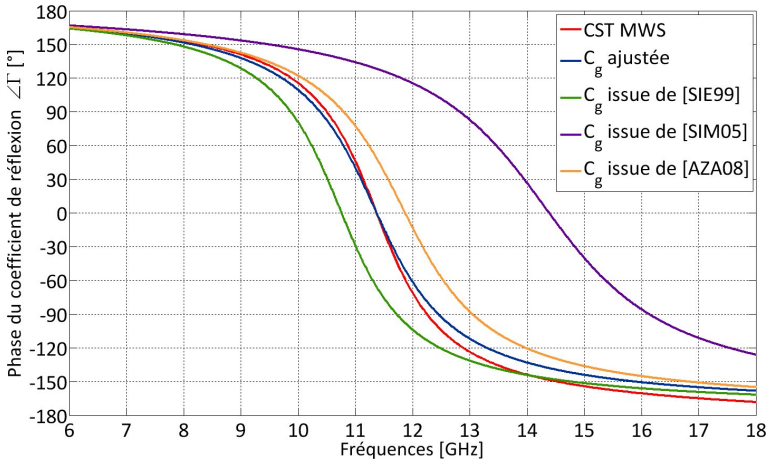


Figure II.15 – Détermination de la valeur de C_g

Nous pouvons à présent calculer les coefficients de la matrice ABCD en remplaçant Y par $j\omega C_g$ dans l'équation (II.23). En utilisant les équations (II.23) et (II.28), le tracé du diagramme de dispersion s'obtient en représentant l'évolution du déphase linéique en fonction de la fréquence :

$$\beta = Im\left[\frac{1}{P}\cosh^{-1}\left(\cos\theta_1 - \frac{\omega\ C_g\ Z_0}{2}\sin\theta_1\right)\right] \tag{II.29}$$

II-4.5 Validation du modèle

La méthode de la ligne suspendue, introduite dans le paragraphe II-3.2.2, est employée pour estimer la bande interdite de la structure. La figure II.16 montre une photographie de la maquette réalisée. La surface étudiée est placée au-dessous d'une ligne micro-ruban. La ligne est imprimée sur le substrat précédent : $\varepsilon_r = 2.2$, $tan\delta = 9.10^{-4}$ et sa largeur est dimensionnée pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω.

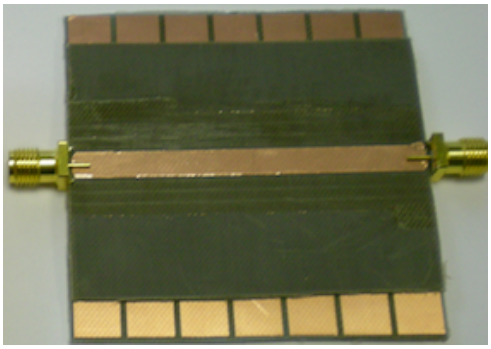


Figure II.16 – Technique de la ligne suspendue

La figure II.17 présente le diagramme de dispersion issu du modèle semi-analytique et la mesure du module du coefficient de transmission. La courbe obtenue à partir de la modélisation analytique représente la constante de phase normalisée $\beta_n = \beta P/\pi$ en fonction de la fréquence.

Celle-ci révèle une bande interdite comprise entre 11.9GHz et 13.3GHz. La mesure met en évidence une nette chute de la transmission autour de 12.5GHz. En choisissant le critère $|S_{12}| < -10dB$, la bande interdite s'étend de 11.6GHz à 13.6GHz. Les fréquences centrales de la bande interdite expérimentale et analytique sont égales : $f_c = 12.6GHz$. Nous observons donc que les résultats obtenus par l'approche analytique et expérimentale sont très proches, validant ainsi le modèle développé.

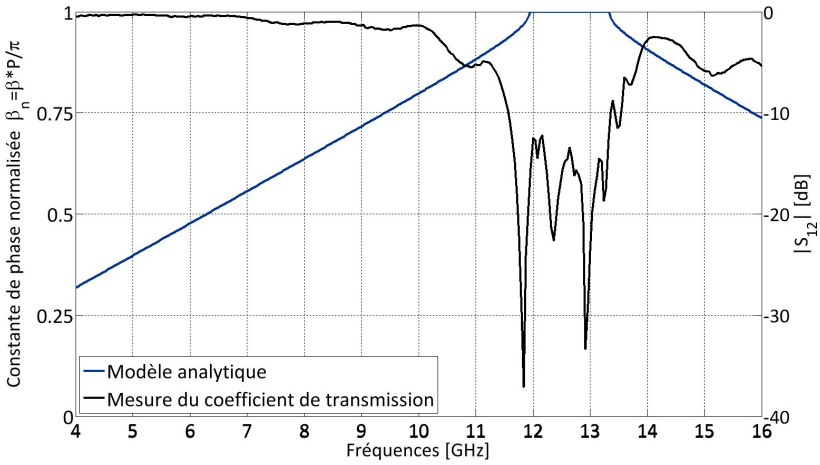
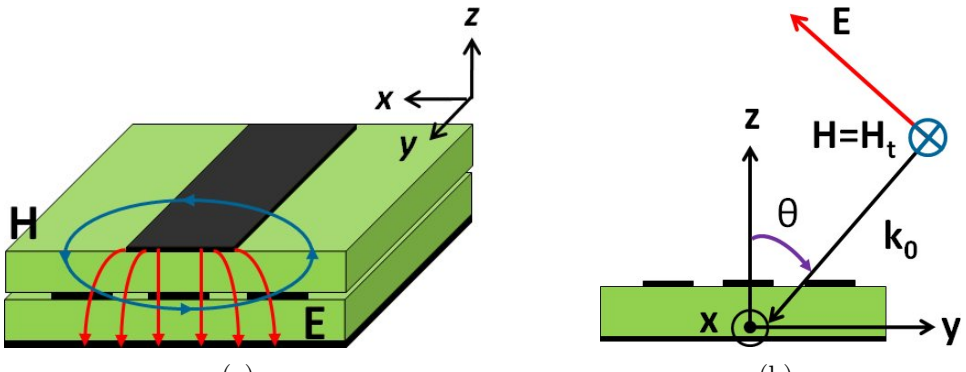


Figure II.17 – Comparaison des résultats : approche analytique et expérimentale

II-4.6 Analyse des résultats : relation entre les caractères CMA et BIE

La caractérisation à l'aide de la méthode de la ligne suspendue implique qu'il existe une certaine distribution des champs électromagnétiques dans la structure étudiée. En effet, une ligne micro-ruban supporte un mode quasi-TEM.



(a) (b)

Figure II.18 – Répartition des champs électromagnétiques : dans une ligne micro-ruban (a) et de l'onde incidente lors du calcul du diagramme de phase (b)

Cette répartition des champs électromagnétiques est illustrée par la figure II.18(a). Il est possible de se rapprocher de cette configuration à l'aide de la méthode de l'onde réfléchie en considérant une onde incidente rasante et polarisée TM sur la figure II.18(b).

La figure II.19 présente les résultats précédents en présence de deux diagrammes de phase obtenus par la méthode de l'onde réfléchie (CST MWS).

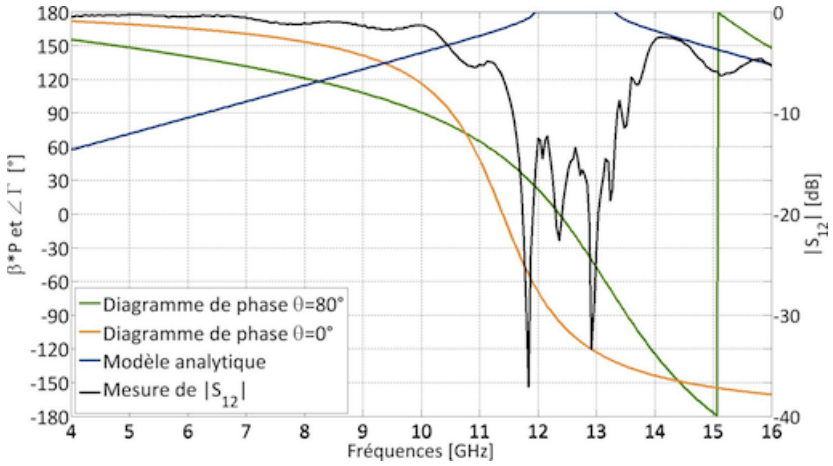


Figure II.19 – Relation entre le caractère BIE et CMA

La première courbe considère une incidence rasante $\theta = 80^{\circ}$ et la seconde une incidence normale $\theta = 0^{\circ}$. En incidence normale, la bande CMA est bien distincte de la bande interdite. En revanche, si l'incidence est rasante, la bande CMA tend vers la bande interdite.

Le tableau II.1 synthétise l'ensemble des résultats obtenus. En prenant un critère de $\angle\Gamma = 0 \pm 45^{\circ}$ pour délimiter la bande CMA, nous observons que la bande CMA est exclue de la bande interdite si $\theta = 0^{\circ}$. Dans le cas où $\theta = 80^{\circ}$, la bande CMA associée est incluse dans la bande interdite. De plus, la fréquence de non déphasage $f_0 = 12.4GHz$ est très proche de la fréquence centrale de la bande interdite $f_c = 12.6GHz$.

Analyses	Ligne suspendue	Modèle analytique	RPM : $\theta = 0^{\circ}$	RPM : $\theta = 80^{\circ}$
Critères	$\lvert S_{12}\rvert < -10dB$	$\beta P = 180^{\circ}$	$\angle\Gamma = 0 \pm 45^{\circ}$	$\angle\Gamma = 0 \pm 45^{\circ}$
Bandes de fréquences [GHz]	11.6 - 13.6	11.9 - 13.3	11 - 11.8	11.5 - 12.9

Table II.1 – Comparaison des résultats fournis par les différentes analyses

II-5 Conclusions

Ce second chapitre présente les principales méthodes analytiques, numériques et expérimentales pour modéliser et caractériser les structures CMA et BIE. Ces techniques possèdent chacune des avantages et des inconvénients qu'il convient d'intégrer dans notre méthodologie de travail. Une analyse physique, basée sur un modèle analytique, constitue une première

étape dans le processus de dimensionnement de ces structures. Une seconde étape vient affiner les résultats précédents en utilisant un simulateur électromagnétique.

Dans la dernière partie, nous avons proposé et validé un modèle 1D, simple et rapide, pour déterminer la bande interdite. Il intègre une méthode originale permettant d'évaluer numériquement la valeur de la capacité inter-patch. Une amélioration peut être apportée à cette méthode en considérant non plus une incidence normale mais rasante dans le modèle équivalent servant à extraire cette capacité. Cette méthodologie peut être appliquée à d'autres géométries sous réserve de connaître le circuit équivalent associé.

Ces travaux soulignent le lien étroit existant entre les caractères CMA et BIE. Ils mettent également l'accent sur l'influence de l'angle d'incidence et celle de la polarisation des ondes incidentes. Ces aspects sont à prendre en compte pour la conception de l'antenne. La connaissance du champ électromagnétique au plus proche de l'élément rayonnant est donc indispensable.

Bibliographie

[1] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*. Cambridge University Press, 2008. 26

[2] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, nov. 1999. 12, 14, 15, 16, 27, 28, 29, 32, 37, 46, 77, 111

[3] S. Tretyakov and C. Simovski, "Dynamic model of artificial reactive impedance surfaces," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 17, pp. 131–145, 2003. 27

[4] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. Raisanen, and S. Tretyakov, "Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 1624–1632, june 2008. 28

[5] O. Luukkonen, F. Costa, C. Simovski, A. Monorchio, and S. Tretyakov, "A thin electromagnetic absorber for wide incidence angles and both polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 3119–3125, oct. 2009. 14, 28, 37

[6] S. Tretyakov, *Analytical Modeling in Applied Electromagnetics*. Artech House Publishers, 2003. 28, 37

[7] M. Rahman and M. Stuchly, "Transmission line-periodic circuit representation of planar microwave photonic bandgap structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 15–19, jul. 2001. 29, 30, 111

[8] S. Clavijo, R. Diaz, and W. McKinzie, "Design methodology for sievenpiper high-impedance surfaces : an artificial magnetic conductor for positive gain electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2678–2690, oct. 2003. 29, 30, 111

[9] K. Inafune and E. Sano, "Theoretical investigation of artificial magnetic conductors using effective medium model and finite-difference time-domain method," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 45, pp. 3981–3987, 2006. 29

[10] A. Grbic and G. Eleftheriades, "Periodic analysis of a 2-d negative refractive index transmission line structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2604–2611, 2003. 30, 111

[11] A. Ege Engin, Y. Toyota, T. H. Kim, and M. Swaminathan, "Analysis and design of electromagnetic bandgap (ebg) structures for power plane isolation using 2d dispersion diagrams and scalability," in *IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects*, pp. 79–82, may 2006. 30

[12] A. Tavallaee and R. Abhari, "2-d characterisation of electromagnetic bandgap structures employed in power distribution networks," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 1, pp. 204–211, feb 2007. 30

[13] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the ebg ground plane for low profile wire antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, 2003. 31, 46, 66, 111

[14] F. Linot, R. Cousin, X. Begaud, and M. Soiron, "Design and measurement of high impedance surface," in *Proceedings of the Fourth EuCAP : European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–4, april 2010. 31

[15] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, and R. D. Meade, *Photonic Crystals : Molding the Flow of Light (Second Edition)*. Princeton University Press, 2 ed., 2008. 14, 32

[16] M. Qiu and S. He, "A nonorthogonal finite-difference time-domain method for computing the band structure of a two-dimensional photonic crystal with dielectric and metallic inclusions," *Journal of Applied Physics*, vol. 87, pp. 8268–8275, 2000. 32

[17] L. Zhang, N. Alexopoulos, D. Sievenpiper, and E. Yablonovitch, "An efficient finite-element method for the analysis of photonic band-gap materials," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 4, pp. 1703–1706, 1999. 32

[18] M. Bozzi, S. Germani, L. Minelli, L. Perregrini, and P. de Maagt, "Efficient calculation of the dispersion diagram of planar electromagnetic band-gap structures by the mom/birme method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 29–35, jan. 2005. 32

[19] F. Linot, X. Begaud, M. Soiron, C. Renard, and M. Labeyrie, "Characterization of a loaded high impedance surface," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, no. 06, pp. 483–487, 2009. 32, 111

[20] R. Pearson, B. Phillips, K. Mitchell, and M. Patel, "Application of waveguide simulators to fss and wideband radome design," in *IEE Colloquium on Advances in Electromagnetic Screens, Radomes and Materials*, pp. 7/1–7/6, oct 1996. 32

[21] J.-M. Baracco, M. Paquay, and P. de Maagt, "An electromagnetic bandgap curl antenna for phased array applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 173–180, jan. 2005. 33, 111

[22] O. Luukkonen, P. Alitalo, C. Simovski, and S. Tretyakov, "Experimental verification of analytical model for high impedance surfaces," *Electronics Letters*, vol. 45, pp. 720–721, 2 2009. 33, 111

[23] W. McKinzie, "On the surface wave properties of sievenpiper-type metamaterial absorbers," in *APSURSI '09 : IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, 2009. 33, 34, 111

[24] M. Fan, Z. Hu, R.and Feng, X. Zhang, and Q. Hao, "Advance in 2d-ebg research," *J. Infrared Millim. Waves*, vol. 22, no. 2, 2003. 33

[25] L. Yang, M. Fan, F. Chen, J. She, and Z. Feng, "A novel compact electromagnetic-bandgap (ebg) structure and its applications for microwave circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 183–190, jan 2005. 33

[26] H.-Y. Yang, R. Kim, and D. Jackson, "Design consideration for modeless integrated circuit substrates using planar periodic patches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 2233–2239, dec 2000. 35

[27] G. Goussetis, A. Feresidis, and J. Vardaxoglou, "Tailoring the amc and ebg characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 82–89, jan. 2006. 15, 35, 67

[28] P. Kovacs, "High gain microstrip antenna using planar circularly symmetric ebg structures," in *17th International Conference Radioelektronika*, pp. 1–5, april 2007. 35

[29] D. Pozar, *Microwave Engineering*. 2nd edition ed., 1998. 35, 36

[30] E. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design," in *5th European Microwave Conference*, pp. 268–272, sept. 1975. 17, 36, 67

[31] K. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotline*. 1979. 37

[32] A. Sanada, "Planar single- and double-negative material implementations and applications," *URSI General Assembly*, 2005. 37

[33] Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2704–2712, oct. 2003. 14, 37, 46

[34] N. Akhoondzadeh-Asl and H. Ghobadi, "Influence of element shape on the bandwidth of artificial magnetic conductors," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 21, no. 7, pp. 929–946, 2007. 37

[35] K. H. Kim and J. Schutt-Aine, "Design of ebg power distribution networks with vhf-band cutoff frequency and small unit cell size for mixed-signal systems," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, pp. 489–491, july 2007. 37

[36] E. Hammerstad, "Computer-aided design of microstrip couplers with accurate discontinuity models," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 54–56, 1981. 37

[37] N. Alexopoulos and S.-C. Wu, "Frequency-independent equivalent circuit model for microstrip open-end and gap discontinuities," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, pp. 1268–1272, July 1994. 37

[38] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 2403–2414, sep. 2004. 14, 37, 46

[39] C. Simovski, P. de Maagt, and I. Melchakova, "High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 908–914, march 2005. 37

[40] M. Azad and M. Ali, "Novel wideband directional dipole antenna on a mushroom like ebg structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 1242–1250, may 2008. 37, 69

Chapitre III

Etude de la spirale d'Archimède en présence de plans réflecteurs infinis

Sommaire

III-1 Antenne spirale d'Archimède en espace libre 46
III-1.1 Géométrie de la spirale 46
III-1.2 Impédance d'entrée 47
III-1.3 Gain de l'antenne 47
III-1.4 Rayonnement de l'antenne 48
III-1.5 Caractéristiques du champ proche 49
III-2 Antenne spirale d'Archimède à proximité d'un plan CEP infini . 51
III-2.1 Diagramme de phase analytique : cas du CEP 51
III-2.2 Impédance d'entrée 52
III-2.3 Gain de l'antenne 53
III-2.4 Rayonnement de l'antenne 54
III-2.5 Caractéristiques du champ proche 55
III-2.6 Conclusions 56
III-3 Antenne spirale d'Archimède à proximité d'un plan CMP infini . 57
III-3.1 Diagramme de phase analytique : cas du CMP 57
III-3.2 Impédance d'entrée 57
III-3.3 Gain de l'antenne 58
III-3.4 Rayonnement de l'antenne 59
III-3.5 Caractéristiques du champ proche 60
III-3.6 Conclusions 62
III-4 Conclusions 62
Bibliographie 63

Nous avons décrit, dans le chapitre II, les principales méthodes pour tracer le diagramme de phase et le diagramme de dispersion traduisant respectivement les comportements CMA et BIE. Ces caractéristiques sont étroitement liées à la manière d'exciter la structure. Le comportement CMA est sensible à l'angle d'incidence et à la polarisation TE ou TM de l'onde incidente (II-1.1). De même, le comportement BIE dépend de la direction de propagation de l'onde électromagnétique (II-1.2). Or dans la pratique, les surfaces CMA ou BIE ne sont pas nécessairement illuminées par une onde plane en incidence normale. L'excitation est plus complexe lorsqu'un élément rayonnant est placé très près de telles surfaces. Un fort couplage mutuel entre les courants images et l'élément rayonnant peut dégrader les performances de l'antenne [1, 2, 3]. Celui-ci peut conduire à définir une bande de fréquences d'utilisation des CMA de façon différente suivant les cas étudiés. La plus communément admise correspond à la bande pour laquelle la phase du coefficient de réflexion varie entre -90° et 90° [4]. Il s'agit du critère $0 \pm 90^{\circ}$ lié à la condition d'interférence constructive. Certains auteurs utilisent le critère $0 \pm 45^{\circ}$ plus proche de la condition CMP [5, 6] ou encore le critère $90 \pm 45^{\circ}$ pour lequel les auteurs montrent qu'il correspond à la bande d'adaptation d'un dipôle [1].

Dans ce chapitre, nous analysons le comportement d'une antenne spirale d'Archimède en espace libre puis placée à proximité de différents types de réflecteur. Cette analyse nous permettra d'identifier les avantages et les inconvénients de chacune des configurations étudiées.

III-1 Antenne spirale d'Archimède en espace libre

III-1.1 Géométrie de la spirale

La spirale est dimensionnée pour fonctionner de $f_{min} = 0.5GHz$ à $f_{max} = 10GHz$. Sa géométrie est présentée sur la figure III.1. Le centre de la spirale a pour coordonnées cartésiennes (0, 0, 0). Le diamètre extérieur $\Phi_{ext} = 200mm$ est supérieur au rapport λ_{max}/π, et son diamètre intérieur $\Phi_{int} = 3.2mm$ est inférieur au rapport λ_{min}/π. La largeur des brins est égale à l'écart entre les deux brins adjacents : $w = s = 1.25mm$. L'antenne est alors auto-complémentaire et son impédance d'entrée est $Z_{in} = 160\Omega$. Le milieu est homogène de permittivité relative $\varepsilon_r = 1$ et de perméabilité relative $\mu_r = 1$.

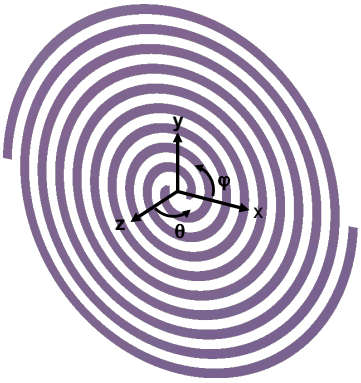


Figure III.1 – Géométrie de la spirale

III-1.2 Impédance d'entrée

L'évolution du module du coefficient de réflexion en entrée en fonction de la fréquence est représentée par la figure III.2. Dans la suite du manuscrit cette valeur est toujours normalisée par rapport à l'impédance d'entrée de la spirale.

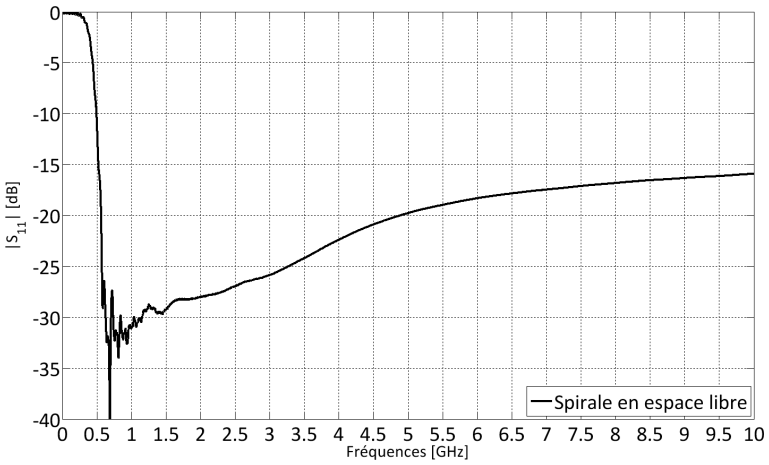


Figure III.2 – Adaptation de la spirale en espace libre

Sa valeur chute brutalement à -30dB à partir de 0.5GHz et reste inférieure à -15dB jusqu'à 10GHz. Dans notre étude, nous considérons l'antenne adaptée si le module de son coefficient de réflexion en entrée est inférieur à -10dB. La bande passante en adaptation de cette antenne est donc supérieure à la décade. Ces résultats sont en accord avec le dimensionnement théorique de la spirale.

III-1.3 Gain de l'antenne

Les polarisations principale et croisée d'une spirale dépendent du sens d'enroulement des brins. Dans notre cas, la polarisation principale générée par la spirale est circulaire droite (RHCP [1]) dans la direction des z croissants et la polarisation croisée est circulaire gauche (LHCP [2]) dans la direction des z décroissants.

Nous observons l'évolution fréquentielle du gain dans l'axe, *i.e.* la direction $\theta = 0^{\circ}$, $\phi = 0^{\circ}$, pour la polarisation principale sur la figure III.3 et pour la polarisation croisée sur la figure III.4. Le gain que nous représentons dans la suite du manuscrit est le gain réalisé qui prend en compte les pertes par désadaptation : $(1 - |S_{11}|^2)$, il est exprimé par rapport à l'antenne isotrope. Celui-ci croît de 2.5dB à 6.2dB entre f_{min} à $4f_{min}$, puis se stabilise autour de 6dB. Le niveau de la polarisation croisée réalisée vaut -10dB à f_{min} et reste faible dans la bande de fonctionnement.

1. RHCP : Right Handed Circularly Polarized
2. LHCP : Left Handed Circularly Polarized

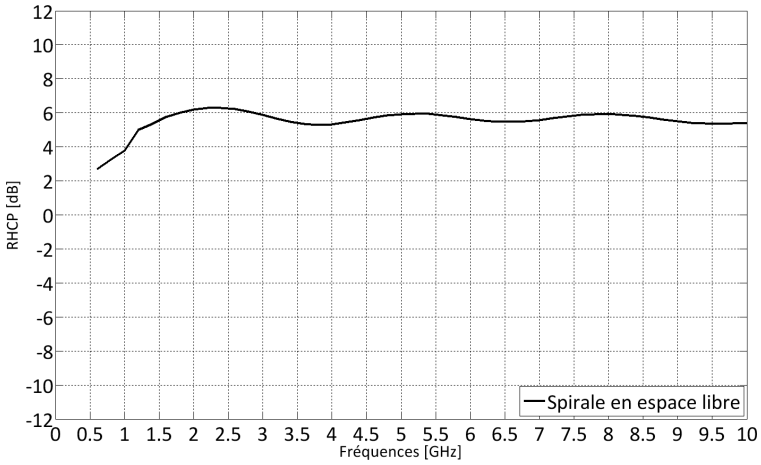


Figure III.3 – Gain réalisé de la spirale en espace libre

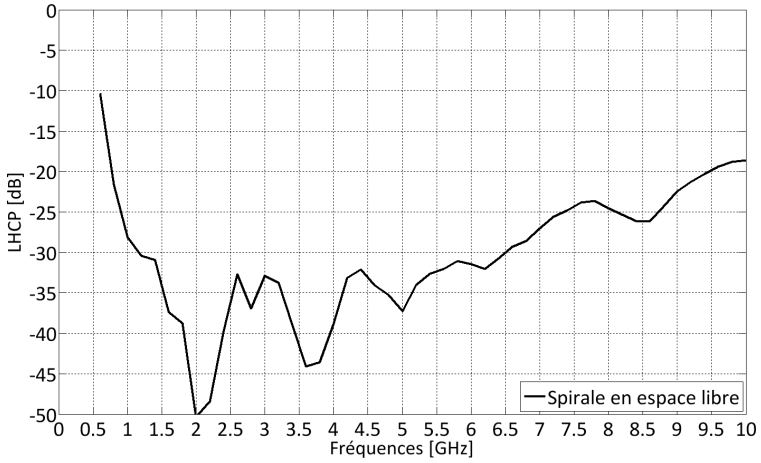


Figure III.4 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale en espace libre

III-1.4 Rayonnement de l'antenne

La figure III.5 et la figure III.6 montrent respectivement les diagrammes de rayonnement de la composante principale en azimut (plan $\phi = 0^{\circ}$) et en site (plan $\phi = 90^{\circ}$).

La représentation adoptée est de type cartographie, *i.e.* la fréquence est rapportée sur l'axe des abscisses et le gisement sur l'axe des ordonnées. Le pas fréquentiel est de 0.2GHz entre 0.4GHz et 10GHz ce qui permet de s'assurer de la continuité des diagrammes. Ces derniers sont paraboliques et présentent une bonne symétrie de révolution.

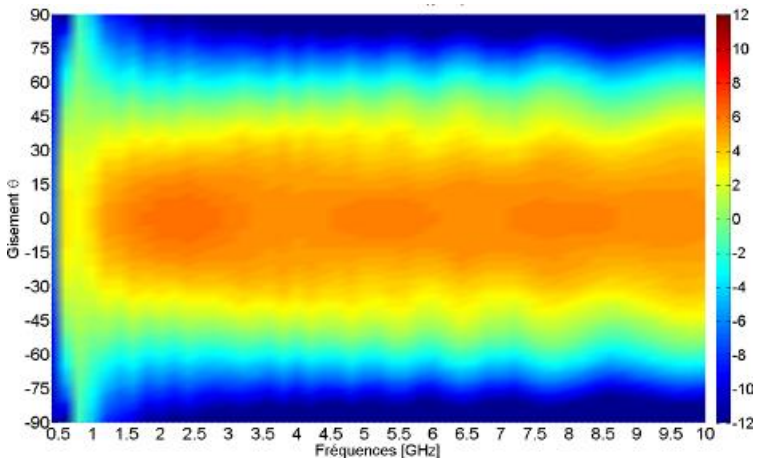


Figure III.5 – Cartographie : diagrammes de rayonnement en azimut

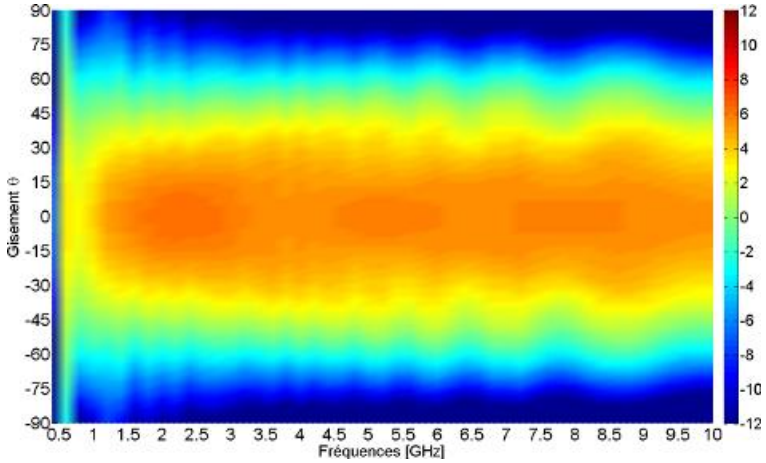


Figure III.6 – Cartographie : diagrammes de rayonnement en site

III-1.5 Caractéristiques du champ proche

Nous proposons ici d'étudier les caractéristiques du champ proche de la spirale en espace libre pour ensuite mieux appréhender les mécanismes mis en jeu lorsqu'un réflecteur est disposé sous celle-ci.

III-1.5.1 Distribution de la densité de courant de surface

Dans le chapitre I, nous avons présenté brièvement le principe de fonctionnement théorique d'une spirale d'Archimède en espace libre [7]. Son champ électromagnétique est contenu dans un anneau dont le diamètre est sensiblement égal à :

$$D = \lambda/\pi \tag{III.1}$$

La figure III.7 présente la distribution de la densité de courant de surface J_s pour la fréquence $f = 2.5GHz$ donnée par l'équation (I.19). L'amplitude du courant décroît de façon

exponentielle du centre vers la périphérie. La majeure partie du courant reste concentrée dans le cercle de diamètre $D = \lambda_{2.5GHz}/\pi$ représenté en pointillé noir.

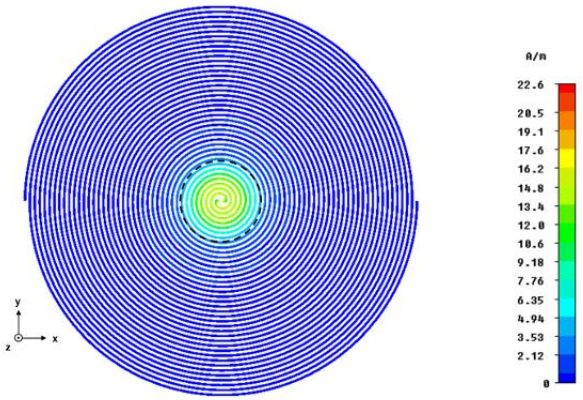


Figure III.7 – Distribution du courant sur la spirale en espace libre à f=2.5GHz

III-1.5.2 Distribution de la densité d'énergie électrique

Nous montrons l'amplitude de la densité d'énergie électrique dans le plan xOy pour $z = -15mm$ sur la figure III.8. L'expression de celle-ci est donnée par l'équation (III.2) :

$$\rho_e = \frac{1}{2}\,\varepsilon_0\,E^2 \tag{III.2}$$

Où ε_0 est la constante de permittivité dans le vide. A la différence des courants de surface, la densité d'énergie électrique est localisée non pas dans un cercle mais dans un anneau. Le diamètre externe de celui-ci est voisin du diamètre donné par l'équation (III.1).

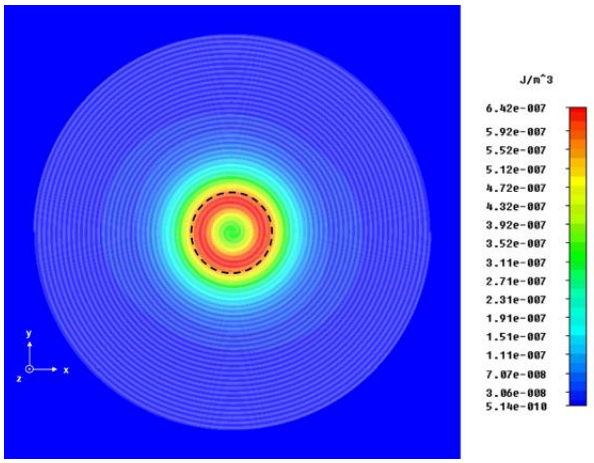


Figure III.8 – Densité d'énergie électrique à f=2.5GHz : coupe dans le plan xOy

La représentation précédente permet de visualiser très nettement la zone active de la spirale et donc de localiser qualitativement les anneaux de rayonnement. Néanmoins la répartition de la densité d'énergie électrique dépend de la distance d'observation comme le montre la figure III.9. Celle-ci présente l'évolution de ρ_e suivant l'axe x pour différentes valeurs de z. La droite en pointillé noir correspond au rayon de l'anneau théorique $r = D/2$ de l'équation (III.1). Nous observons que plus z est faible en valeur absolue, plus le maximum de ρ_e se déplace vers les x décroissants. Cependant les différentes courbes possèdent une base commune dont la médiane tend vers r.

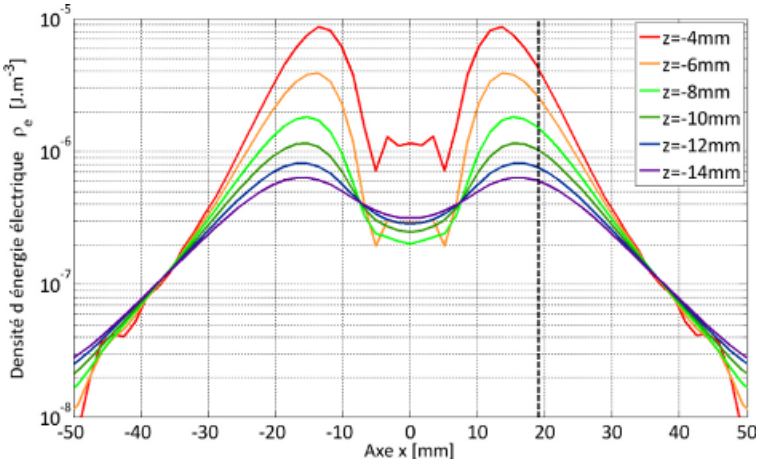


Figure III.9 – Densité d'énergie électrique à f=2.5GHz en fonction de z

III-2 Antenne spirale d'Archimède à proximité d'un plan CEP infini

Nous étudions maintenant cette même spirale en présence d'un réflecteur plan CEP infini. La spirale est successivement disposée à une hauteur totale $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ au-dessus du plan réflecteur. Ces deux configurations sont comparées à la spirale en espace libre qui constitue notre référence.

III-2.1 Diagramme de phase analytique : cas du CEP

Nous proposons de tracer le diagramme de phase analytique correspondant au cas où le réflecteur est un CEP afin d'analyser son influence sur l'antenne. Ce diagramme représente le déphasage entre l'onde incidente et l'onde réfléchie à une distance h_t du réflecteur lorsque ce dernier est éclairé par une onde plane en incidence normale. Il s'obtient avec l'équation (III.3) :

$$\angle\Gamma = -2\beta h_t - \phi_{réflecteur} \tag{III.3}$$

Où $\beta = 2\pi/\lambda_m$ est la constante de phase, h_t est la distance entre le réflecteur et le plan de référence. La phase introduite par ce réflecteur est $\phi_{réflecteur} = \pi$.

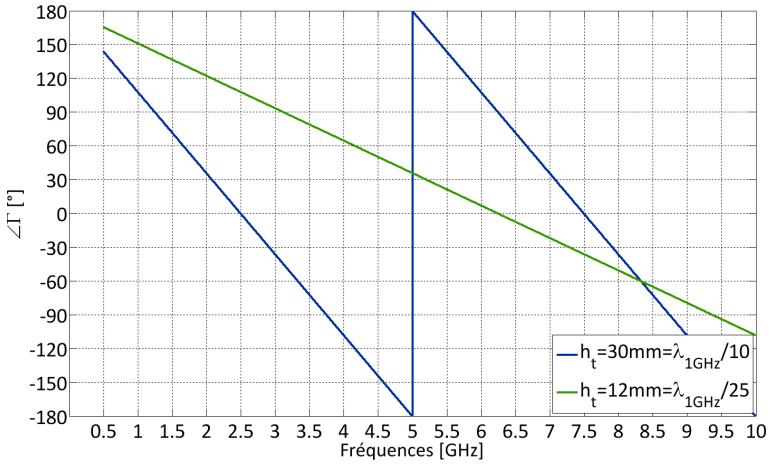


Figure III.10 – Diagramme de phase analytique : cas du CEP

Le déphasage est nul à 2.5GHz et 7.5GHz pour la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10 = \lambda_{2.5GHz}/4 = 3\lambda_{7.5GHz}/4$ et à 6.25GHz pour la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25 = \lambda_{6.25GHz}/4$.

III-2.2 Impédance d'entrée

La figure III.11 montre l'évolution fréquentielle du module du coefficient de réflexion en entrée pour les trois configurations. Nous remarquons que plus la hauteur h_t diminue et plus la bande passante en adaptation se décale vers les hautes fréquences. L'antenne commence à être adaptée à f=1.37GHz pour $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et à f=2.3GHz pour $h_t = \lambda_{1GHz}/25$.

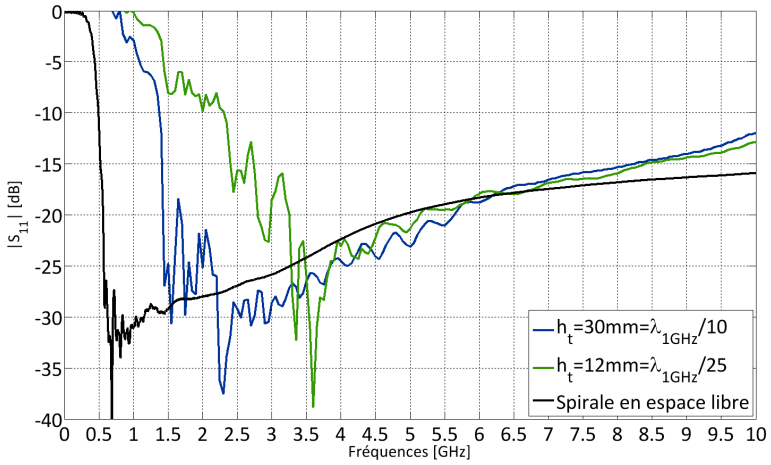


Figure III.11 – Adaptation de la spirale : réflecteur CEP infini

Le fonctionnement de l'antenne est court-circuité lorsque le CEP est très proche en terme de longueur d'onde de la spirale. Dès que h_t augmente, la fréquence basse d'adaptation se rapproche de celle de la spirale en espace libre. Il est aussi intéressant de remarquer qu'à haute fréquence, l'antenne est adaptée quelle que soit la distance à laquelle est placée la spirale.

III-2.3 Gain de l'antenne

Nous présentons l'évolution du gain dans l'axe en fonction de la fréquence sur la figure III.12 ainsi que le niveau de la polarisation croisée sur la figure III.13.

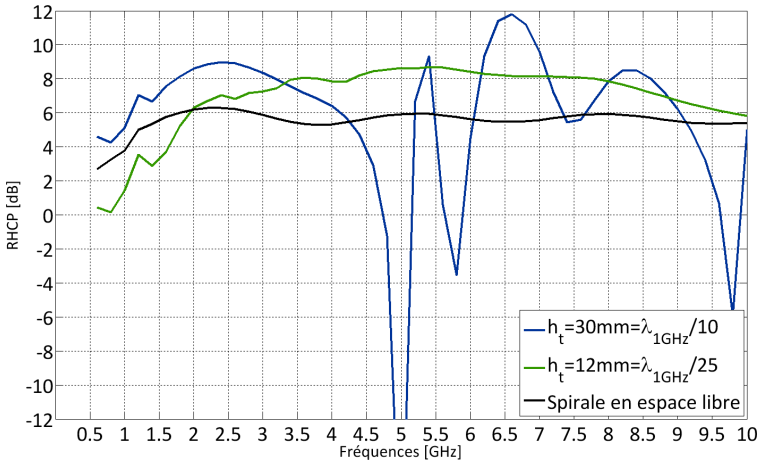


Figure III.12 – Gain de la spirale : réflecteur CEP infini

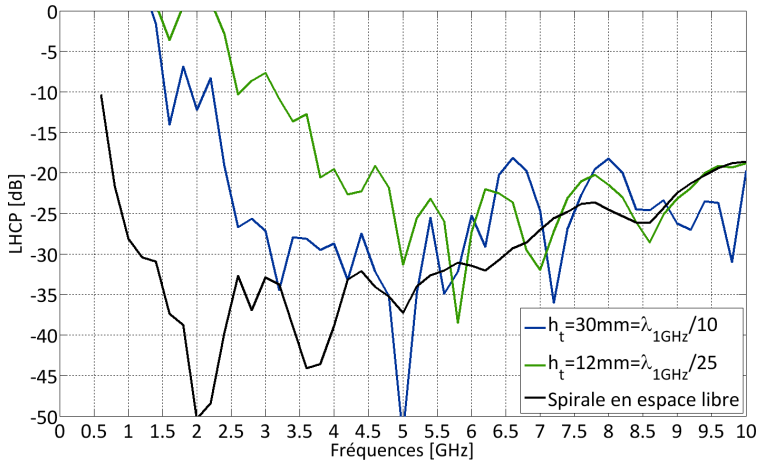


Figure III.13 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur CEP infini

La configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ fait apparaître un gain maximum de 9dB à f=2.5GHz puis un minimum de gain à 5GHz. Ces résultats sont en accord avec le diagramme de phase analytique de la figure III.10. A la fréquence f=2.5GHz, $\angle\Gamma = 0^{\circ}$, il y a donc un phénomène d'interférences constructives puis d'interférences destructives à f=5GHz où $\angle\Gamma = \pm 180^{\circ}$. Nous remarquons également que le gain de cette antenne est supérieur à celui de la spirale en espace libre dans une bande de fréquences comprise entre 0.6GHz et 4.25GHz. Cette bande est sensiblement égale à l'intervalle de fréquences pour lequel la phase du coefficient de réflexion $\angle\Gamma$ est comprise entre -120° et +120°. Au delà de 5GHz, le gain subit de fortes variations car le rayonnement de l'antenne est déformé.

La configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ possède un gain maximum de 8.7dB à f=5.4GHz. Cette fréquence diffère un peu de la fréquence de non déphasage f=6.25GHz (figure III.10). En revanche, nous constatons également que la bande de fréquences pour laquelle le gain de l'antenne est supérieur à celui de la spirale en espace libre correspond bien à l'intervalle de fréquences où $-120^{\circ} < \angle\Gamma < +120^{\circ}$.

Pour ces deux configurations, nous remarquons que le niveau de polarisation croisée chute lorsque l'antenne commence à être adaptée.

III-2.4 Rayonnement de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement de la composante principale en azimut pour les configurations $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ sont respectivement donnés par la figure III.14 et la figure III.15.

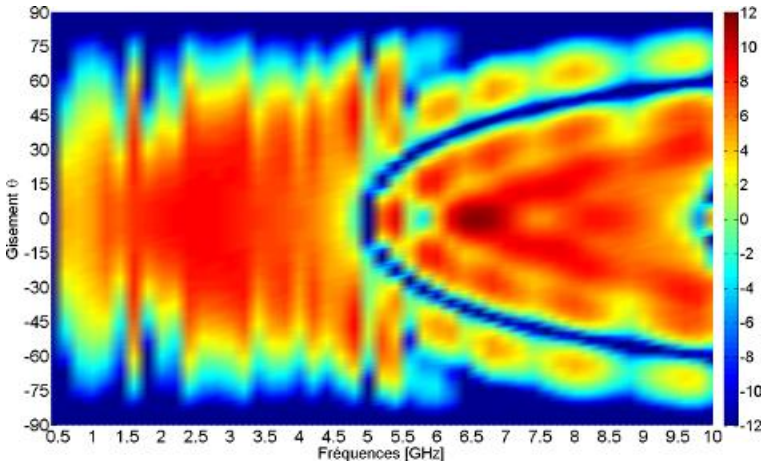


Figure III.14 – Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/10$: réflecteur CEP infini

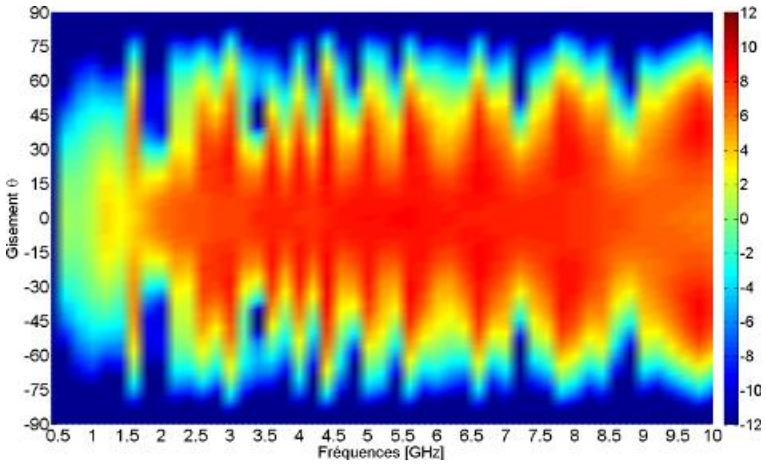


Figure III.15 – Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/25$: réflecteur CEP infini

La figure III.14 met bien en évidence une bande passante en rayonnement comprise entre 1.4GHz et 4.2GHz soit un rapport $f_{min}/f_{max} = 3$. Les diagrammes sont déformés à partir de 5GHz. Le diagramme possède un creux dans l'axe à cette fréquence. Plus la fréquence augmente et plus le creux se déplace de manière symétrique vers les $|\theta|$ croissants.

Nous ne notons aucun incident notable sur les diagrammes de la figure III.15. En effet la fréquence pour laquelle $\angle\Gamma = \pm 180^{\circ}$ se trouve en dehors de la bande 0.5GHz-10GHz. La bande passante en rayonnement est donc 4.35 :1.

En comparant la figure III.5, la figure III.14 et la figure III.15, nous constatons que l'introduction d'un plan CEP infini à proximité d'une spirale a pour effet d'augmenter le gain de l'antenne dans une bande de fréquences pour laquelle $-120^{\circ} < \angle\Gamma < +120^{\circ}$. Dans cette bande, l'angle d'ouverture à -3dB, $\Delta\theta_{-3dB}$, des diagrammes a tendance à s'élargir en présence d'un plan CEP pour certaines fréquences. Ce phénomène apparait plus particulièrement avec la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$. L'évolution de l'angle d'ouverture à -3dB s'apparente à une loi en $1/f$. Il est intéressant de noter que le diagramme reste directif et ne dépointe pas.

III-2.5 Caractéristiques du champ proche

Nous comparons la distribution de la densité d'énergie électrique de la spirale sur plan CEP à celle de la spirale en espace libre dans le plan xOy pour $z = 4mm$. Le cas du CEP est disposé à gauche de la figure et le cas espace libre est positionné à droite. La figure III.16 et la figure III.17 correspondent respectivement à la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ pour f=2.5GHz et f=5GHz. La figure III.18 est associée à la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ pour f=6.25GHz.

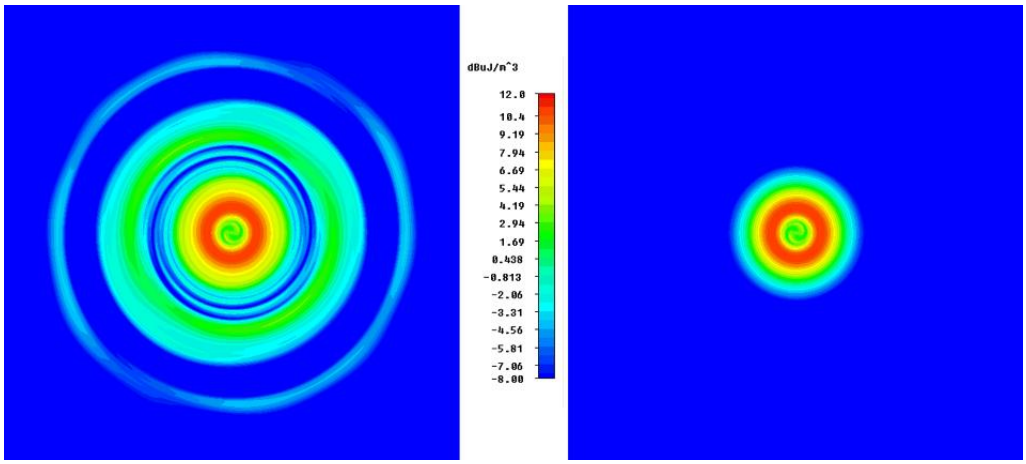


Figure III.16 – Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=2.5GHz

Les anneaux de rayonnement du cas CEP ressemblent à ceux de l'espace libre. Ils présentent une allure et des niveaux similaires. En revanche, nous remarquons qu'une partie non négligeable de $\Delta\rho_e$ est présente au delà de l'anneau de rayonnement contrairement au cas de l'espace libre. Cette différence, que nous notons $\Delta\rho_e$ peut atteindre environ $10dB\mu J.m^{-3}$ suivant le point considéré. Aux fréquences f=2.5GHz et f=6.25GHz, la répartition de $\Delta\rho_e$ est annulaire tandis qu'à f=5GHz la répartition est ovale. Cette dissymétrie est cohérente avec les observations que nous avons faites sur les diagrammes de rayonnement.

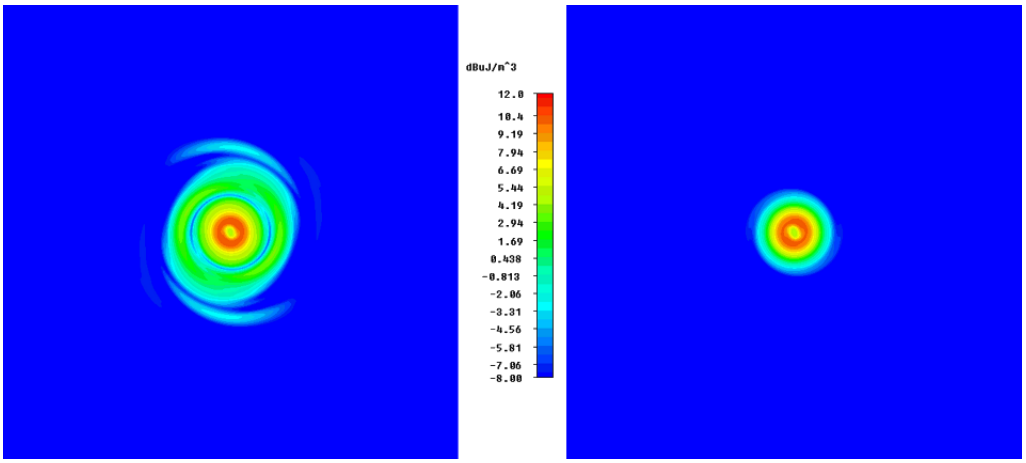


Figure III.17 – Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=5GHz

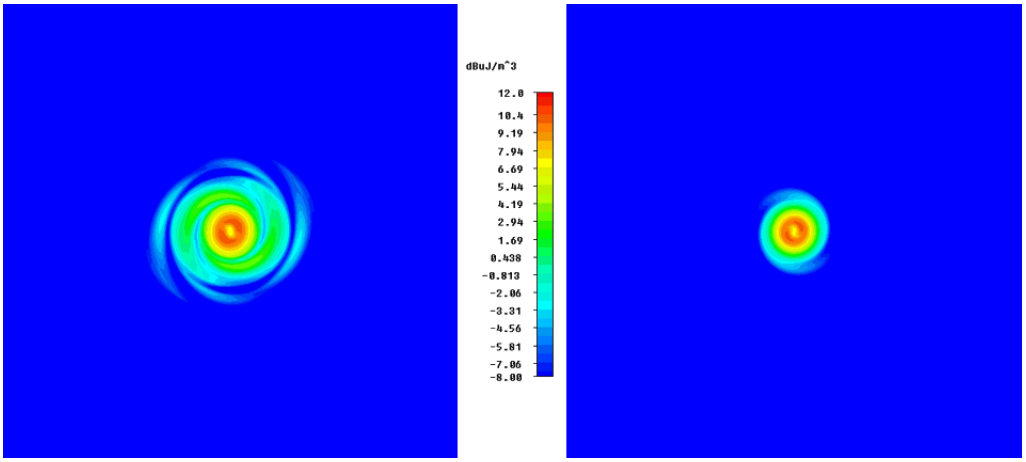


Figure III.18 – Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=6.25GHz

III-2.6 Conclusions

Nous avons étudié l'effet du réflecteur CEP en comparant deux configurations $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ à celle de l'espace libre. Le milieu étant homogène pour simplifier l'analyse, le comportement de l'antenne dépend de la hauteur h_t. Plus celle-ci est importante, plus la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne tend vers celle de la spirale en espace libre. A l'inverse, plus h_t diminue et plus la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne est décalée vers les fréquences hautes.

Nous retrouvons ces résultats en traçant le diagramme de phase analytique pour les deux configurations. La bande de fonctionnement de l'antenne correspond à la bande de fréquences pour laquelle la phase du coefficient de réflexion est comprise entre $0 \pm 120^{\circ}$. Ces résultats sont aussi corrélés à l'étude du champ proche de la spirale en espace libre et en présence des réflecteurs CEP.

La spirale génère une polarisation circulaire alors que nous considérons une onde incidente TEM avec la méthode de l'onde réfléchie. Or si nous observons le champ proche de la spirale à $z = 4mm$, la polarisation circulaire n'est pas établie. La composante normale du champ électrique tourne sur elle même, et le mode est localement TE puis TM d'un brin à l'autre de la spirale. Nous justifions ainsi la caractérisation en onde plane.

III-3 Antenne spirale d'Archimède à proximité d'un plan CMP infini

Nous analysons à présent la spirale lorsqu'elle est placée à proximité d'un réflecteur plan CMP infini dans les mêmes configurations qu'au chapitre précédent.

III-3.1 Diagramme de phase analytique : cas du CMP

Nous traçons le diagramme de phase analytique pour un CMP où le terme $\phi_{réflecteur}$ de l'équation (III.3) est nul. La figure III.19 et la figure III.10 soulignent la dualité entre CMP et CEP. Les courbes du CMP et du CEP sont décalées de 2.5GHz pour $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et de 6.25GHz pour $h_t = \lambda_{1GHz}/25$.

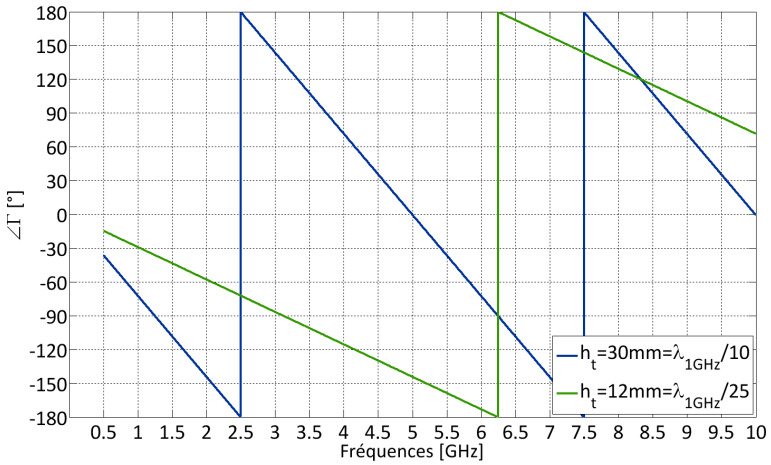


Figure III.19 – Diagramme de phase analytique : cas du CMP

III-3.2 Impédance d'entrée

L'adaptation de l'antenne est moins altérée en présence d'un réflecteur CMP si la hauteur h_t reste faible devant la longueur d'onde (figure III.20). Pour les deux configurations, $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$, la bande passante en adaptation est supérieure à la décade comme pour la spirale en espace libre.

Ce résultat est remarquable, contrairement au CEP qui court-circuite l'antenne à basse fréquence, le CMP autorise l'antenne à fonctionner en basse fréquence, où la hauteur h_t est la plus faible en terme de longueur d'onde et où le couplage est le plus fort entre la spirale et le réflecteur.

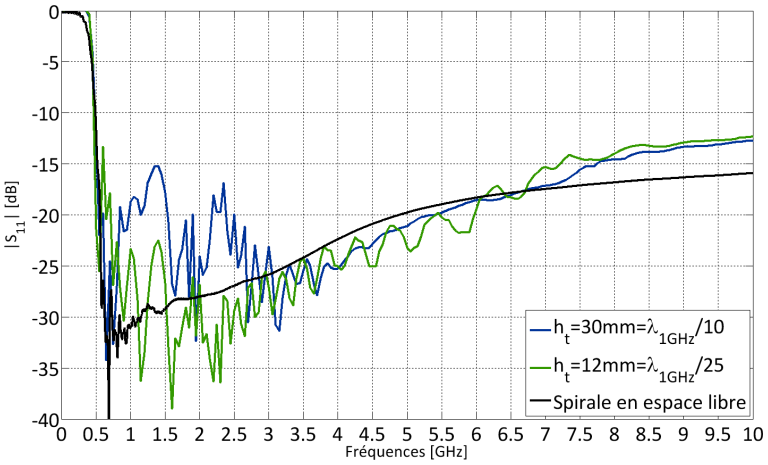


Figure III.20 – Adaptation de la spirale : réflecteur CMP infini

III-3.3 Gain de l'antenne

La figure III.21 et la figure III.22 montrent respectivement l'évolution du gain pour la polarisation principale et croisée.

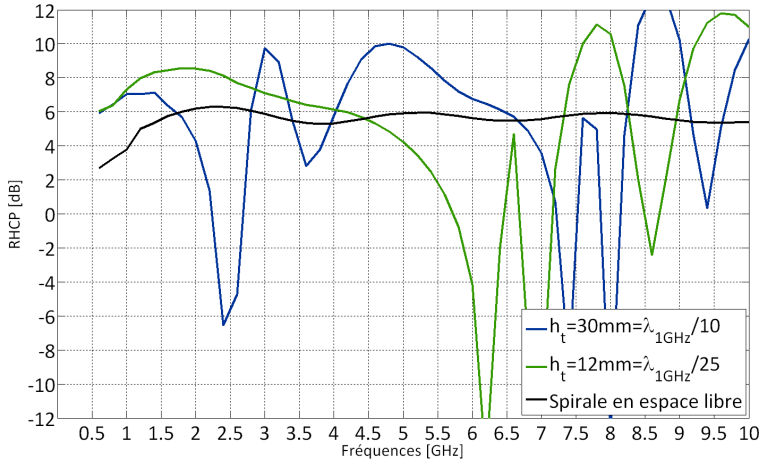


Figure III.21 – Gain de la spirale : réflecteur CMP infini

Le gain de la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ présente un premier maximum à 1.4GHz d'environ 7dB puis un minimum de gain à 2.5GHz. Si l'on considère un diamètre externe de la spirale plus grand, le maximum de gain apparait plus bas en fréquence conformément au diagramme de phase issu de la figure III.19. De même pour la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ pour laquelle le gain maximum vaut 8.5dB à 1.8GHz. Après la première condition d'interférence destructive, *i.e.* f=2.5GHz pour $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et f=6.25GHz pour $h_t = \lambda_{1GHz}/25$, les diagrammes de rayonnement ne sont plus stables et présentent des creux dans l'axe plus ou moins importants.

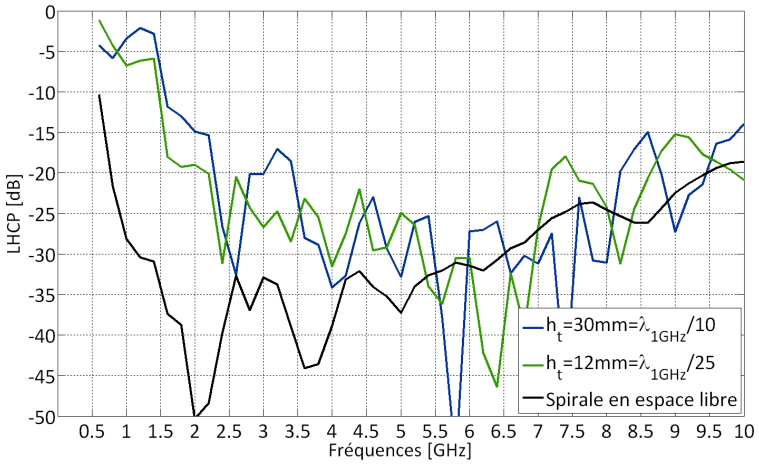


Figure III.22 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur CMP infini

Les deux configurations présentent un niveau de polarisation croisée voisin. La polarisation de la spirale devient circulaire à partir de 1.5GHz où le niveau de polarisation croisée devient inférieur à -10dB. Il ne s'agit ici non pas d'une limitation physique mais d'une limitation liée à la simulation de l'antenne. Comme nous le verrons dans les chapitres suivants, les résultats en basse fréquence dépendent du diamètre externe de la spirale modélisée. En effet, si nous doublons le diamètre de la spirale, ce même niveau de polarisation croisée est obtenu à partir de 0.75GHz.

III-3.4 Rayonnement de l'antenne

La figure III.23 et la figure III.24 présentent respectivement les diagrammes de rayonnement de la composante principale en azimut pour les configurations $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$. Nous constatons une bande passante en rayonnement comprise entre 0.5GHz et 1.75GHz pour la première configuration soit 3.5 :1, et 8 :1 pour la seconde.

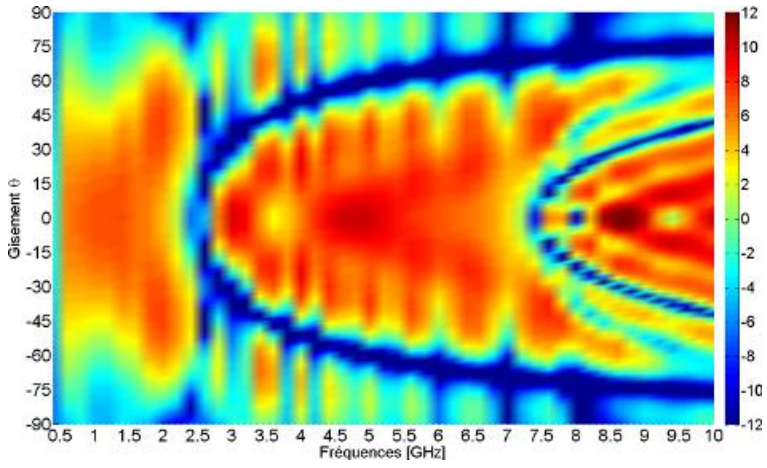


Figure III.23 – Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/10$: réflecteur CMP infini

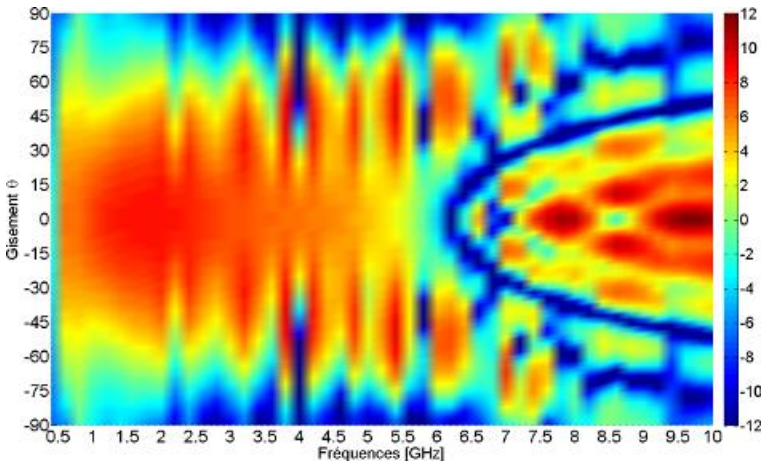


Figure III.24 – Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/25$: réflecteur CMP infini

Nous observons le même phénomène de dégradation des diagrammes qu'avec un plan CEP. D'une part les déformations des diagrammes de rayonnement se produisent après la première condition d'interférence destructive. D'autre part, l'angle d'ouverture à -3dB évolue en fonction de la fréquence.

Pour la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$, les déformations se manifestent dès 2.5GHz puis à 7.5GHz. Celles occasionnées après 2.5GHz, correspondant à la première condition d'interférence destructive, s'additionnent aux dégradations liées à la deuxième condition d'interférence destructive apparaissant à 7.5GHz. Il en est de même pour la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ à f=6.25GHz.

III-3.5 Caractéristiques du champ proche

Nous confrontons la distribution de la densité d'énergie électrique de la spirale sur plan CMP à celle de la spirale en espace libre dans le plan xOy pour $z = 4mm$.

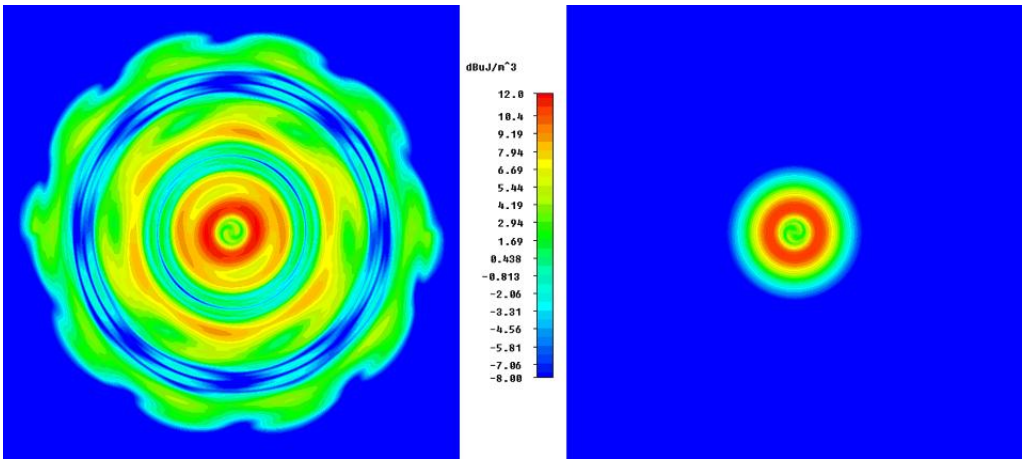


Figure III.25 – Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=2.5GHz

Le cas du CMP est disposé à gauche de la figure et le cas espace libre est positionné à droite. La figure III.25 et la figure III.26 correspondent respectivement à la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ pour f=2.5GHz et f=5GHz. La figure III.27 est associée à la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ pour f=6.25GHz.

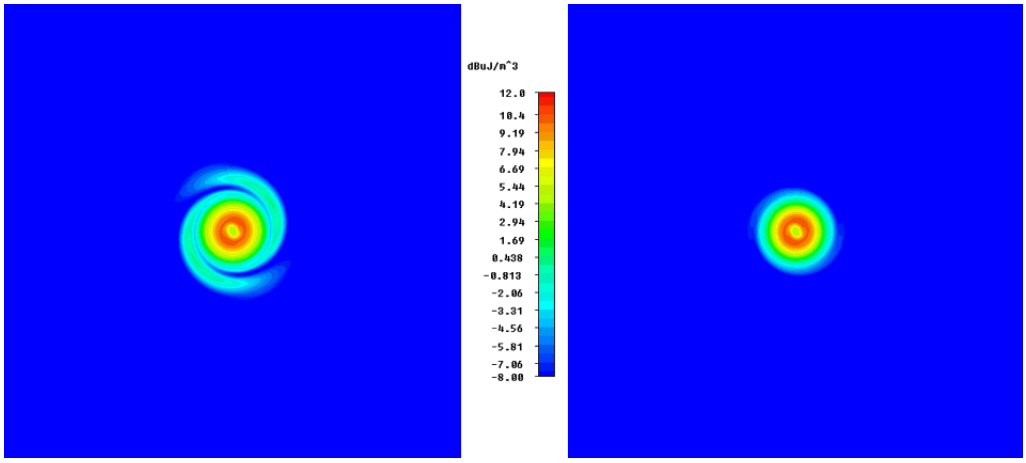


Figure III.26 – Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=5GHz

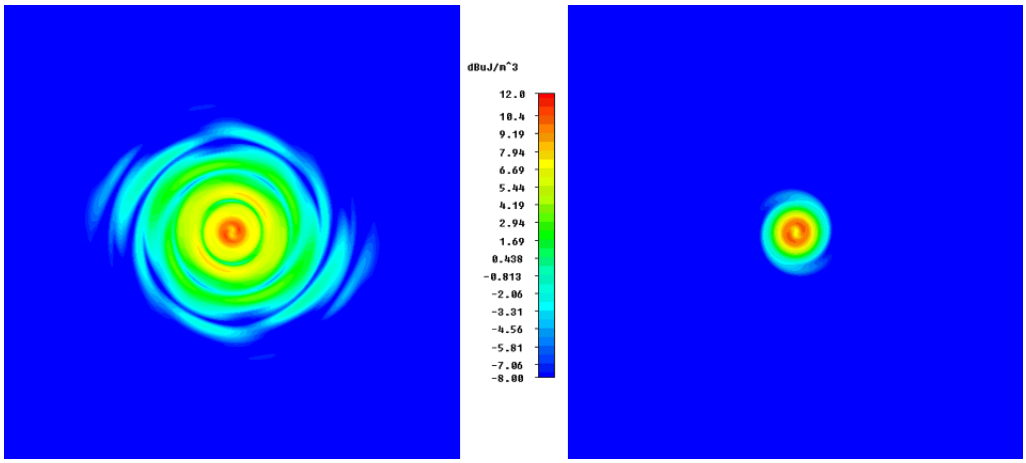


Figure III.27 – Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=6.25GHz

Comme dans le cas du CEP, nous visualisons bien les anneaux de rayonnement de la spirale sur CMP. Ces derniers sont comparables à ceux de la spirale en espace libre. Mais nous notons également que contrairement au cas de l'espace libre, le niveau de densité d'énergie ne tend vers 0 que bien au-delà de la zone active.

A la fréquence f=2.5GHz, un anneau correspondant au mode supérieur m=3 est présent générant de ce fait un creux dans l'axe. Son diamètre externe est égal à trois fois celui de l'anneau principal. Il présente des valeurs de $\Delta\rho_e$ comparables à celle de la zone active. De même, nous discernons la formation d'un autre anneau lié au mode m=5.

Comme dans le cas du CEP, la répartition de $\Delta\rho_e$ est plus perturbée à la fréquence pour laquelle se produisent les interférences destructives. Dans le cas du CMP, à f=2.5GHz, la répartition n'est pas uniforme à l'intérieur des deux anneaux issus des modes supérieurs.

III-3.6 Conclusions

A la différence d'un réflecteur CEP, un réflecteur CMP ne détériore pas le fonctionnement de l'antenne aux basses fréquences lorsque la spirale est très proche du plan réflecteur. Les résultats des deux configurations font également apparaître le lien étroit entre la bande de fréquences de fonctionnement de l'antenne et le diagramme de phase calculé.

III-4 Conclusions

Ce troisième chapitre compare les performances d'une spirale d'Archimède placée successivement au-dessus d'un réflecteur CEP et CMP plan infini. L'un des objectifs de cette thèse étant la réduction de l'épaisseur des antennes, deux configurations ont été étudiées pour chaque type de réflecteur : $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$.

Le premier cas présenté est celui de la spirale en espace libre constituant notre référence. Son rayonnement étant bidirectionnel, il est alors possible de quantifier la différence de gain de l'antenne, positive ou négative, que nous sommes susceptible d'obtenir avec un réflecteur donné. Les performances d'une spirale d'Archimède en espace libre, correctement dimensionnée, sont constantes sur une bande de fréquences supérieure à la décade.

L'analyse des performances sur les réflecteurs CEP et CMP nous a permis d'établir certaines observations. Nous avons montré qu'il était possible de relier le fonctionnement de l'antenne au diagramme de phase analytique. En effet, la bande passante en rayonnement est voisine de la bande de fréquences pour laquelle $-120^\circ < \angle\Gamma < +120^\circ$ associée à la première condition d'interférence constructive. Dans cette bande de fréquences, nous notons un gain moyen de 2dB à 3dB par rapport à la spirale en espace libre. Nous remarquons également que l'utilisation d'un réflecteur CEP se prête plus aux fréquences hautes et le réflecteur CMP aux fréquences basses. Ces résultats s'expliquent par le déphasage introduit, π ou 0, et ces propriétés seront ensuite exploitées dans le chapitre V.

Enfin, nous avons proposé une approche originale pour localiser les anneaux de rayonnement de la spirale dans l'optique de placer le plus judicieusement possible un réflecteur CMA ou BIE. Cette méthode pourra être appliquée si le milieu n'est plus homogène.

Bibliographie

[1] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the ebg ground plane for low profile wire antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, 2003. 31, 46, 66, 111

[2] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 2403–2414, sep. 2004. 14, 37, 46

[3] X. Begaud, *Antennes non-standard : nouvelles technologies pour les architectures de capteurs*. Hermes Sciences, Novembre 2010. Chapitre 9 : Antennes large bande et conducteurs magnétiques artificiels. 46

[4] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, nov. 1999. 12, 14, 15, 16, 27, 28, 29, 32, 37, 46, 77, 111

[5] Y. Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2704–2712, oct. 2003. 14, 37, 46

[6] L. Yousefi, B. Mohajer-Iravani, and O. Ramahi, "Enhanced bandwidth artificial magnetic ground plane for low-profile antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 289–292, 2007. 46

[7] R. Bawer and J. Wolfe, "The spiral antenna," *IRE International Convention Record*, vol. 8, pp. 84–95, mar. 1960. 4, 49

Chapitre IV

Application des surfaces haute impédance à la réalisation d'antennes à large bande passante, à grande efficacité et de très faible épaisseur

Sommaire

IV-1 Méthodologie de dimensionnement des surfaces à haute impédance 66
IV-1.1 Principe de la méthodologie 66
IV-1.2 Illustration de la méthodologie 67
IV-1.3 Conclusions 69
IV-2 Méthodologie de conception d'antenne à large bande passante sur SHI 69
IV-2.1 Surface à haute impédance adaptée à l'élément rayonnant 69
IV-2.2 Recouvrement des bandes CMA 71
IV-2.3 Imbrication des motifs 71
IV-2.4 Synthèse 72
IV-3 Réflecteur d'antenne CMA et BIE large bande 72
IV-3.1 Réalisation de l'antenne 73
IV-3.2 Configurations cartésiennes : maquettes V03 et V04 75
IV-3.3 Configuration radiale : maquette V10 79
IV-3.4 Analyse des résultats 81
IV-4 Conclusions 82
Bibliographie 83

Le chapitre III nous a permis de mettre en évidence les limitations des plans réflecteurs de type CEP et CMP. Dans la pratique, le comportement CMP ne peut être obtenu qu'à une seule fréquence à l'aide de SHI.

Dans ce chapitre, nous proposons tout d'abord une méthodologie pour dimensionner les SHI et optimiser leurs performances. Celle-ci est ensuite intégrée dans une méthodologie plus générale dont le but est de concevoir des antennes large bande intégrant une SHI comme réflecteur. Enfin, nous validons expérimentalement les premières étapes de cette méthode en réalisant plusieurs maquettes.

IV-1 Méthodologie de dimensionnement des surfaces à haute impédance

Compte tenu des besoins mentionnés dans l'introduction générale, les SHI ou CMA doivent notamment présenter une très faible épaisseur ainsi qu'une large bande de fréquences de fonctionnement pour être associées à l'élément rayonnant. Outre ces deux spécifications, certaines applications nécessitent l'utilisation de SHI à motifs compacts comme par exemple la réduction du couplage dans les antennes réseaux [1]. Or toutes ces spécifications ne peuvent être satisfaites intégralement : les caractéristiques des SHI ont des limitations intrinsèques. Celles-ci dépendent directement des paramètres physiques et géométriques que sont la largeur du patch w et le gap g entre les patchs, l'épaisseur du substrat h, la permittivité relative ε_r et la perméabilité relative μ_r. Nous rappelons le schéma de la SHI incluant ces paramètres sur la figure IV.1.

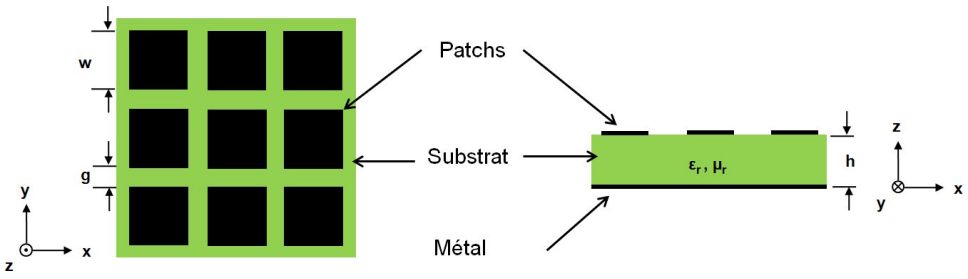


Figure IV.1 – Configuration de la SHI étudiée

IV-1.1 Principe de la méthodologie

L'ensemble des paramètres physiques et géométriques définissent les propriétés électromagnétiques de la SHI qui sont généralement obtenues par la méthode de la phase du coefficient de réflexion (RPM). Des études paramétriques peuvent être utiles pour dimensionner les SHI mais la plupart du temps celles-ci ne s'intéressent qu'à une seule spécification sans fournir une vision globale de leur comportement [2]. De plus la périodicité n'est pas entièrement prise en compte dans ce type d'analyse car les effets de chaque paramètre sont étudiés séparément. Nous proposons dans ce paragraphe une méthodologie qui rassemble toutes les informations nécessaires pour dimensionner au mieux des structures SHI de faible épaisseur, large bande et compactes (par rapport à la surface occupée).

A la différence des études paramétriques conventionnelles où chaque paramètre est examiné un à un et les autres maintenus constants, nous étudions les effets simultanés de w et de g. C'est pourquoi nous n'exprimons pas la période P comme une somme mais comme un produit de la manière suivante $P = w + g = g(1 + r)$ où r est le rapport w/g. En effet, différentes combinaisons de w et de g peuvent conduire à une même valeur pour P sans donner les mêmes résultats sur le diagramme de phase. Cette décomposition permet d'étudier l'influence de P mais également celle du rapport w/g ce qui a rarement été fait [3].

IV-1.2 Illustration de la méthodologie

Pour plus de clarté, seuls les cas où les paramètres g et r varient dans un facteur 10 sont représentés : $g = 0.5mm, 1mm, 2mm, 3mm, 4mm, 5mm$ et $r = 1, 2, 5, 10$. Pour chaque couple (g, r), nous extrayons du diagramme de phase : la fréquence de non déphasage f_0, la bande de fréquences de fonctionnement de la SHI Δf pour laquelle $-90^\circ < \angle\Gamma < +90^\circ$ et la période P. Toutes ces informations sont reportées sur la figure IV.2.

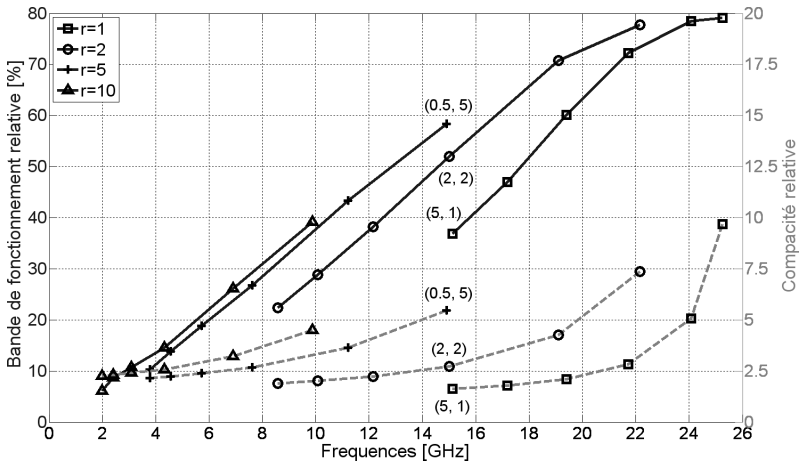


Figure IV.2 – Evolution de $\Delta f/f_0$ et de λ_m/P pour $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 2$

Les courbes en trait plein présentent l'évolution de la bande de fonctionnement relative de la SHI $\Delta f/f_0$ en fonction de la fréquence. Dans le cas où $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 2$, les fréquences de non déphasage obtenues varient de 2GHz à 26GHz. La bande de fréquences de fonctionnement relative augmente si r décroît avec g constant et si g décroît avec r constant. Nous remarquons que plusieurs couples (g, r) possèdent une fréquence de non déphasage identique mais une largeur de bande de fonctionnement relative différente. Ainsi, les couples $(0.5, 5)$, $(2, 2)$ et $(5, 1)$ ont une fréquence de non déphasage $f_0 = 15GHz$ et présentent une bande relative $\Delta f/f_0$ respectivement égales à 58%, 52% et 36%. Nous pouvons donc utiliser ces résultats pour maximiser la bande relative en ne modifiant que les paramètres géométriques.

Les courbes en trait pointillé montrent l'évolution fréquentielle de la compacité [1] relative exprimée par le rapport λ_m/P où $\lambda_m = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ est la longueur d'onde dans le milieu et ε_{eff} la permittivité effective du milieu (II.20) [4]. Nous observons que pour une même fréquence de non déphasage, la compacité relative croît lorsque g diminue et r augmente. Pour $f_0 = 15GHz$,

1. Le terme de compacité concerne ici la surface et non l'épaisseur.

les couples $(5, 1)$, $(2, 2)$ et $(0.5, 5)$ ont respectivement une compacité relative de 1.7, 2.5 et 5.5. Ainsi, ces résultats aident à converger plus rapidement vers les valeurs de w et de g permettant d'optimiser la compacité de la SHI.

Les courbes précédentes permettent d'identifier les solutions répondant aux spécifications imposées mais elles mettent également en lumière certaines limitations. Par exemple, il apparaît difficilement concevable de réaliser une SHI répondant aux spécifications suivantes : 11GHz$<f_0<$11.5GHz, $\lambda_m/P > 7.5$ et $\Delta f/f_0 > 70\%$. Le seul moyen de satisfaire les caractéristiques précédentes est d'augmenter soit la permittivité relative du substrat ε_r, soit l'épaisseur du substrat h. L'analyse précédente est appliquée à deux autres configurations : $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 8$ (figure IV.3), $h = 4mm$ et $\varepsilon_r = 2$ (figure IV.4). Nous nous limitons dans cette étude au cas d'un substrat diélectrique : $\mu_r = 1$.

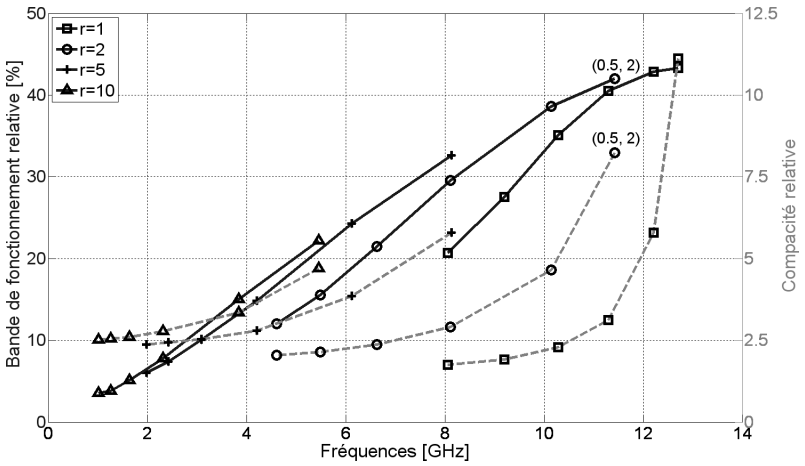


Figure IV.3 – Evolution de $\Delta f/f_0$ et de λ_m/P pour $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 8$

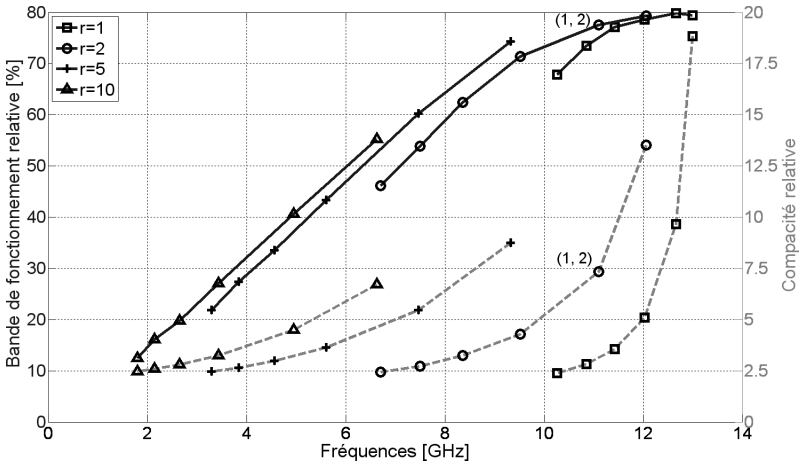


Figure IV.4 – Evolution de $\Delta f/f_0$ et de λ_m/P pour $h = 4mm$ et $\varepsilon_r = 2$

Ces courbes suivent le même comportement que celles de la première configuration sur une échelle de fréquence plus réduite. Les fréquences de non déphasage s'étendent de 1GHz à

13GHz. Il est possible de trouver un couple remplissant la condition de compacité relative avec $(0.5, 2)$ sur la figure IV.3 et avec $(1, 2)$ sur la figure IV.4. Cependant la condition de bande de fonctionnement relative n'est atteinte qu'avec le couple $(1, 2)$. D'une part, l'utilisation d'un substrat à forte permittivité relative réduit significativement la largeur de bande relative. D'autre part, augmenter l'épaisseur de la SHI va à l'encontre des objectifs de miniaturisation. Ni la configuration $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 2$, ni la configuration $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 8$ ne peuvent répondre aux spécifications de départ. En revanche, celles-ci peuvent être satisfaites avec la configuration $h = 4mm$ et $\varepsilon_r = 2$.

IV-1.3 Conclusions

L'exemple développé ci-dessus illustre les compromis auxquels doit faire face le concepteur de SHI et souligne les avantages de la méthodologie proposée. Grâce à cette procédure, il est possible de savoir rapidement si l'ensemble des spécifications est envisageable à partir d'un substrat donné. Dans le cas contraire, cette analyse offre la possibilité de déterminer quel paramètre doit être modifié pour obtenir le meilleur compromis.

Les résultats sont réutilisables d'une étude à l'autre. Cette méthode peut être étendue à d'autres types de SHI : cellule élémentaire différente par exemple mais également appliquée à d'autres caractéristiques comme l'épaisseur relative λ_m/h ou encore au comportement BIE.

IV-2 Méthodologie de conception d'antenne à large bande passante sur SHI

La conception d'une antenne sur réflecteur SHI s'effectue en deux étapes. La première étape consiste à dimensionner d'un côté l'élément rayonnant, et d'un autre côté le réflecteur SHI en utilisant la méthode de la phase du coefficient de réflexion. La bande passante de l'antenne susceptible d'être obtenue correspond à l'intersection de la bande passante de l'élément rayonnant avec celle de la bande CMA/BIE. Dans le cas particulier d'une spirale d'Archimède, ce point a été mis en évidence dans le chapitre III mais également dans la littérature [5]. Dans le cas d'un dipôle [6] ou d'un papillon [7], la bande passante de l'antenne peut être réduite ou décalée par rapport à celle attendue. L'interaction entre l'élément rayonnant et le réflecteur est étroitement liée à la distance les séparant ainsi qu'à la nature de l'élément rayonnant. Une seconde étape vise donc à modifier tout d'abord les dimensions du réflecteur SHI puis celles de l'élément rayonnant si nécessaire pour que l'antenne couvre la bande de fréquences désirée.

Cependant le paragraphe IV-1 montre que la bande de fréquences de fonctionnement relative d'une SHI est limitée pour une configuration donnée. La méthodologie développée dans ce paragraphe a pour but d'y remédier. Celle-ci a fait l'objet d'un dépôt de brevet d'invention [8].

IV-2.1 Surface à haute impédance adaptée à l'élément rayonnant

Le procédé de conception a pour but d'étendre le plus largement possible la bande de fréquences de fonctionnement théorique des antennes planaires à base de réflecteur CMA ou BIE. Le principe consiste à adapter la géométrie de la structure CMA ou BIE par rapport à l'élément rayonnant de manière à restituer son fonctionnement large bande intrinsèque. A titre d'exemple, nous appliquons cette méthodologie dans le cas où l'élément rayonnant est une spirale d'Archimède.

La première étape consiste à identifier et à caractériser le champ proche au niveau de l'élément rayonnant en fonction de la fréquence. Lorsqu'un élément rayonnant est excité, celui-ci possède une zone de fonctionnement localisée qui est liée au parcours du courant. Cette zone de fonctionnement présente la particularité de varier en fonction de la fréquence selon une loi propre à chaque type d'antenne. Celle-ci peut être identifiée par l'étude du champ proche de l'élément rayonnant.

La seconde étape consiste à adapter la géométrie des motifs élémentaires à la zone de rayonnement en champ proche définie lors de la première étape. Pour cela, un motif élémentaire est dimensionné afin d'établir un comportement SHI approprié. Dans le cas d'une antenne spirale, la conformation de la structure localement CMA doit s'adapter à un anneau. La géométrie la mieux adaptée pour les motifs est donc une géométrie radiale.

La troisième étape consiste, à partir des motifs élémentaires ainsi dimensionnés, à construire un diagramme de phase « large bande ». Celui-ci correspond au recouvrement optimal des bandes CMA de chaque rangée de motifs. Dans le cas de la spirale, la phase du coefficient de réflexion reste comprise entre deux valeurs limites, $\pm 120^{\circ}$ par exemple (chapitre III).

La quatrième étape consiste à agencer les différents motifs pour reproduire le comportement établi dans l'étape précédente. Dans notre cas, les motifs sont radiaux et progressifs. Du centre vers la périphérie chaque sous-bande de la spirale, définie par un anneau de rayonnement, se retrouve dans une bande CMA ou quasi-CMA de la structure. Ce caractère est maintenu sur toute la bande de fréquences de fonctionnement de la spirale en s'assurant que la progression et les dimensions des motifs permettent le recouvrement des différentes bandes CMA.

La figure IV.5 illustre la méthodologie proposée.

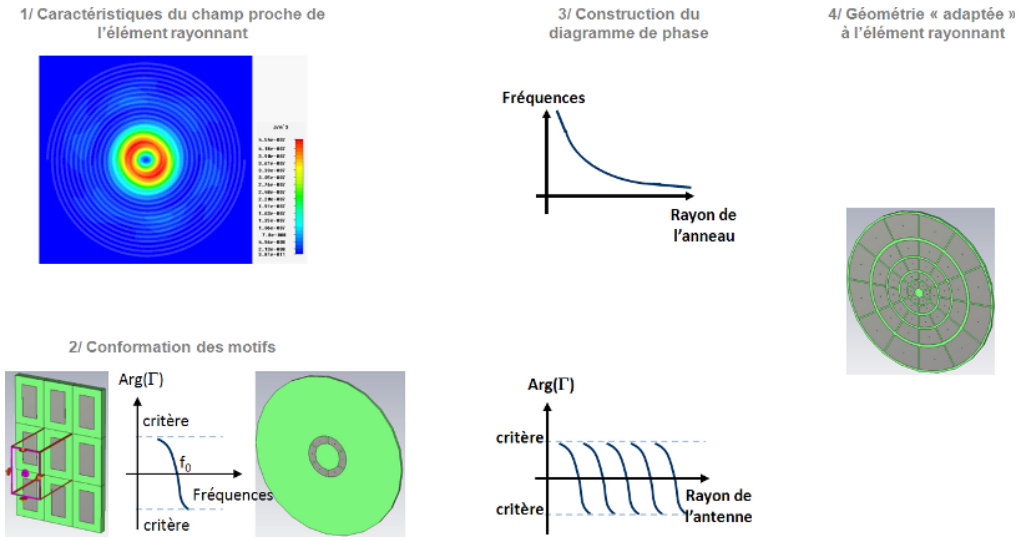


Figure IV.5 – Conception d'un réflecteur « large bande » : cas de la spirale d'Archimède

Le passage de la troisième à la quatrième étape implique que les différentes rangées de motifs doivent s'imbriquer correctement pour respecter le comportement de l'élément rayonnant tout en assurant à la fois le recouvrement des bandes CMA.

IV-2.2 Recouvrement des bandes CMA

Considérons le schéma de la figure IV.6 représentant deux rangées de motifs adjacents radiaux d'indice i et $i+1$ et leurs diagrammes de phase. Soit $R_i = \lambda_i/2\pi$ le rayon de l'anneau à la fréquence f_i et $R_{i+1} = \lambda_{i+1}/2\pi$ le rayon de l'anneau à la fréquence f_{i+1}, avec $R_i < R_{i+1}$ et $f_i > f_{i+1}$.

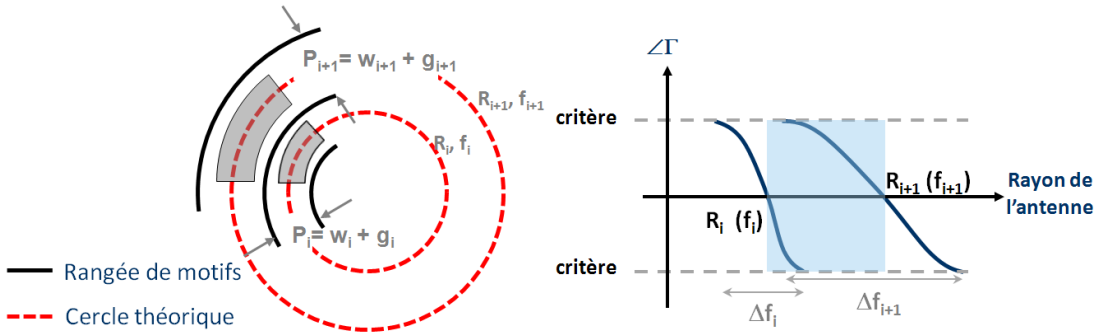


Figure IV.6 – Recouvrement des bandes CMA

Si Δf_i et Δf_{i+1} désignent respectivement les bandes de fonctionnement CMA associées aux motifs des rangées i et $i+1$, alors la condition de recouvrement de ces bandes est donnée par :

$$\frac{1}{2}\left(\Delta f_i + \Delta f_{i+1}\right) > f_i - f_{i+1} \tag{IV.1}$$

IV-2.3 Imbrication des motifs

La période des motifs entre rangées adjacentes doit être également prise en compte. Soit P_i et P_{i+1} la période des motifs des rangées i et $i+1$ suivant la direction radiale :

$$P_i = w_i + g_i = \lambda_i/n_i \tag{IV.2}$$

$$P_{i+1} = w_{i+1} + g_{i+1} = \lambda_{i+1}/n_{i+1} \tag{IV.3}$$

Avec $\lambda = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_{eff}\ \mu_{eff}}$ la longueur d'onde dans le milieu et n le nombre représentant le rapport λ/P. En supposant que le milieu électromagnétique, de permittivité effective ε_r et de perméabilité effective μ_r, peut être différent d'une rangée à l'autre, la condition générale régissant l'imbrication des motifs est donnée par :

$$\frac{1}{2}\left(P_i + P_{i+1}\right) = R_{i+1} - R_i \tag{IV.4}$$

En développant les équations (IV.2), (IV.3) et (IV.4), nous obtenons la relation qui lie la période des motifs de la rangée $i+1$ à celle de la rangée i :

$$n_{i+1} = \frac{f_i\ \sqrt{\varepsilon_{eff_i}\ \mu_{eff_i}}}{\frac{1}{\pi}\left(f_i\ \sqrt{\varepsilon_{eff_i}\ \mu_{eff_i}} - f_{i+1}\ \sqrt{\varepsilon_{eff_{i+1}}\ \mu_{eff_{i+1}}}\right) - \frac{1}{n_i} f_{i+1}\sqrt{\varepsilon_{eff_{i+1}}\ \mu_{eff_{i+1}}}} \tag{IV.5}$$

IV-2.4 Synthèse

La démarche pour construire les différentes rangées de motifs est donnée par l'organigramme de la figure IV.7. La méthodologie de dimensionnement des SHI, proposée dans le paragraphe IV-1, est employée pour tracer les courbes $n = \lambda_m/P$ et $\Delta f/f_0$ en fonction de la fréquence. Ansi nous pouvons optimiser la période et la bande de fréquences de fonctionnement du motif par rapport à la longueur d'onde d'utilisation ciblée.
A partir du choix de f_i que l'on s'impose, la première analyse portant sur la compacité relative permet de déterminer le nombre n_i et le couple (g_i, r_i). Nous pouvons ensuite tracer la courbe $n_{i+1} = f(f_{i+1})$ qui donne l'ensemble des solutions satisfaisant l'équation (IV.5). Le choix d'une des solutions permet d'établir le couple (g_{i+1}, r_{i+1}) de la rangée adjacente. A l'aide de la seconde analyse, la bande de fonctionnement relative, nous vérifions si la condition de recouvrement des deux bandes de fréquences CMA est satisfaite. Si cela est le cas, alors nous appliquons la même démarche pour les rangées $i+1$ et $i+2$. Sinon, nous revenons soit à l'étape précédente pour choisir un couple (g_{i+1}, r_{i+1}) différent, soit à la première étape pour fixer une f_i différente.

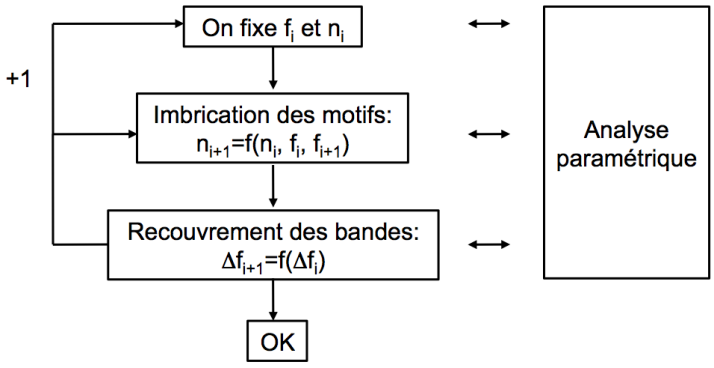


Figure IV.7 – Organigramme pour la construction des rangées adjacentes

IV-3 Réflecteur d'antenne CMA et BIE large bande

Le principe de conception d'un réflecteur « large bande » a été détaillé dans le paragraphe IV-2. La méthodologie comprend quatre principales étapes. La première, visant à caractériser le champ proche de l'élément rayonnant, a été vérifiée au chapitre III dans le cas d'une spirale d'Archimède. La seconde étape consiste à conformer les motifs à la zone de fonctionnement en champ proche de l'élément rayonnement. La zone active, pour la spirale, est un anneau de rayonnement qui se déplace suivant la fréquence (III.1) conduisant à une SHI dont les motifs sont radiaux et disposés de manière annulaire.

Dans ce paragraphe, nous proposons de valider expérimentalement cette seconde étape pour une fréquence de non déphasage f_0 égale à 2.7GHz. Une spirale d'Archimède est tout d'abord placée au-dessus de deux réflecteurs CMA et BIE « classiques ». Ces deux configurations sont appelées « cartésiennes » en raison de l'agencement périodique des motifs selon deux directions orthogonales. Cette disposition nous permet de dimensionner le réflecteur à l'aide de la méthode de la phase du coefficient de réflexion. Une configuration dite « ra-

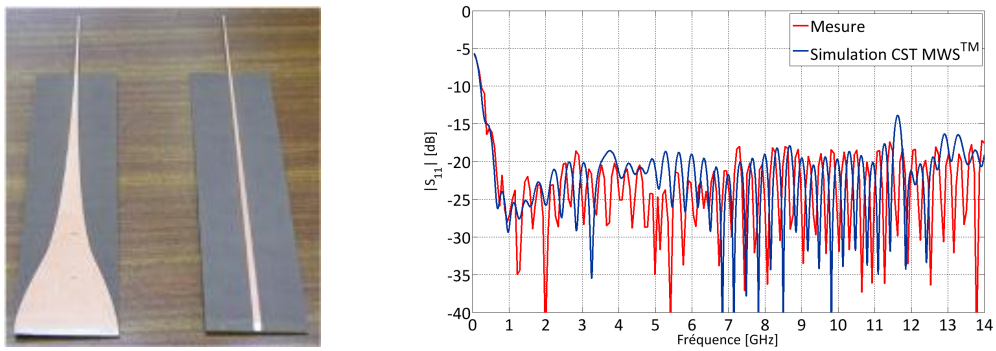
diale », résultant de la conformation des motifs précédents, est ensuite étudiée dans les mêmes conditions.

Face à la complexité des structures, nous avons d'emblée dimensionné et réalisé de nombreuses maquettes pour valider directement nos simulations pas à pas et converger ainsi plus rapidement vers notre objectif. Une antenne modulable a donc été produite. Cette étude nous permet d'évaluer les performances apportées par les antennes sur réflecteurs CMA et BIE par rapport à une antenne de référence sur cavité absorbante.

IV-3.1 Réalisation de l'antenne

IV-3.1.1 Elément rayonnant : spirale d'Archimède

Une spirale d'Archimède auto-complémentaire à deux brins est dimensionnée pour fonctionner entre $f_{min} = 0.5GHz$ et $f_{max} = 10GHz$. Les diamètres externe et interne sont $\Phi_{ext} = 300mm$ et $\Phi_{int} = 6.3mm$. La largeur des brins est $w_{ant} = 1.25mm$. Cette spirale est imprimée sur un substrat RT5880 [2] dont les paramètres sont les suivants : $h_{sub} = 1.575mm$, $\varepsilon_r = 2.2$ et $tan\delta = 9.10^{-4}$.
L'antenne est alimentée au centre par un balun [3] progressif. Son rôle est d'adapter l'impédance d'entrée de la spirale $Z_{in} = 160\Omega$ (ligne bifilaire) à l'impédance du connecteur SMA $Z_{sma} = 50\Omega$ (ligne micro-ruban). La figure IV.8(a) présente une photographie des faces inférieure et supérieure du CI dont les dimensions sont $300mm \times 60mm$. La figure IV.8(b) donne la simulation et la mesure du coefficient de réflexion en entrée lorsque le balun est chargé par une résistance CMS $R = Z_{in} = 160\Omega$. Nous notons un bon accord entre les deux analyses ainsi qu'une bande de fréquences de fonctionnement comprise entre 0.3GHz et 14GHz pour laquelle $|S_{11}| < -10dB$.



(a) (b)

Figure IV.8 – Photographie du balun (a) et module du coefficient de réflexion du balun chargé (b)

IV-3.1.2 Cavité modulable de l'antenne

La figure IV.9 présente une vue en coupe de l'antenne. Le CI de la spirale est placé au-dessus d'une cavité totalement remplie d'absorbant électromagnétique. Ce matériau est de

2. http ://www.rogerscorp.com/
3. BALanced to UNbalenced

type Eccosorb AN-79 [4] d'épaisseur $h_{abs} = 55.26mm$. Sa réflectivité est inférieure à -20dB à partir de 600MHz. Cette configuration, notée Réf., nous servira d'antenne de référence pour comparer les différentes maquettes.

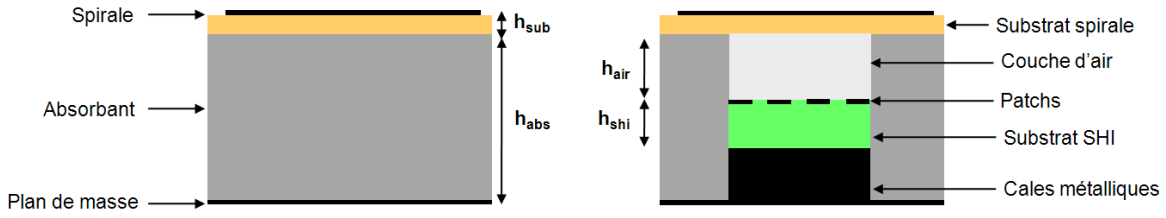


Figure IV.9 – Plan en coupe de l'antenne

Le CI de la spirale est ensuite disposé au-dessus des réflecteurs CMA ou BIE réalisés. Le substrat utilisé pour les maquettes est du Arlon CuClad 250 [5] : $h_{shi} = 4 \times 1.565mm$, $\varepsilon_r = 2.5$ et $tan\delta = 1.8.10^{-3}$. Elles sont entourées d'absorbant et leur diamètre, $\Phi_{shi} = 100.8mm$, est inférieur à Φ_{ext} pour ne pas court-circuiter la spirale aux fréquences basses. Les cales métalliques permettent d'ajuster la distance entre le réflecteur et le circuit de la spirale. Un espaceur en mousse, $h_{air} = 4mm = \lambda_0/28$ et $\varepsilon_r \approx 1$, est inséré entre les deux CI pour s'affranchir d'un éventuel couplage spirale/patchs. Cette cavité modulable offre des degrés de liberté qui permettent d'analyser « rapidement » le comportement de la structure en modifiant un paramètre donné.
Cette étape de maquettage représente donc un gain de temps considérable par rapport à une simulation « rigoureuse » dont le temps de calcul peut avoisiner la centaine d'heures. Au final l'antenne présente une épaisseur totale $h_t = h_{sub} + h_{air} + h_{shi} = 11.835mm$ soit $\lambda_{2.7GHz}/9.4$.

IV-3.1.3 Assemblage de l'antenne

La figure IV.10 propose des photographies de l'antenne une fois celle-ci assemblée puis montée sur le positionneur dans la chambre anéchoïque.

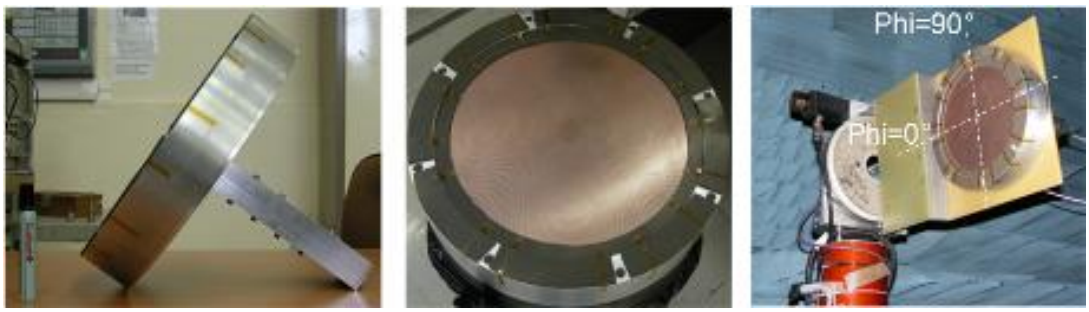


Figure IV.10 – Photographies de l'antenne

De l'absorbant de type muRata RT300 [6] est disposé à la périphérie de l'antenne pour limi-

4. http ://www.eccosorb.com
5. http ://www.arlon-med.com
6. www.murata.com

ter l'effet des courants parasites, réfléchis par l'extrémité des brins de la spirale, sur les diagrammes. Le balun est orthogonal au plan de l'antenne générant un encombrement important. Néanmoins, ses performances sont bonnes (figure IV.8(b)) pour une réalisation simple et peu onéreuse. Un des objectifs étant de réduire l'épaisseur des antennes, nous ne considérons pas le système d'alimentation dans cette étude. L'antenne réalisée n'est donc pas représentative du « produit final » qui intègrera un balun coplanaire [9].

IV-3.2 Configurations cartésiennes : maquettes V03 et V04

IV-3.2.1 Géométries des maquettes

Les deux maquettes sont composées de motifs métalliques carrés. Ces motifs sont agencés régulièrement suivant un repère cartésien. Les paramètres géométriques sont $w = 17.35mm$ et $g = 2.65mm$. Le diagramme de phase en incidence normale est donné par la figure IV.11. La fréquence de non déphasage est bien égale à $f_0 = 2.7GHz$.

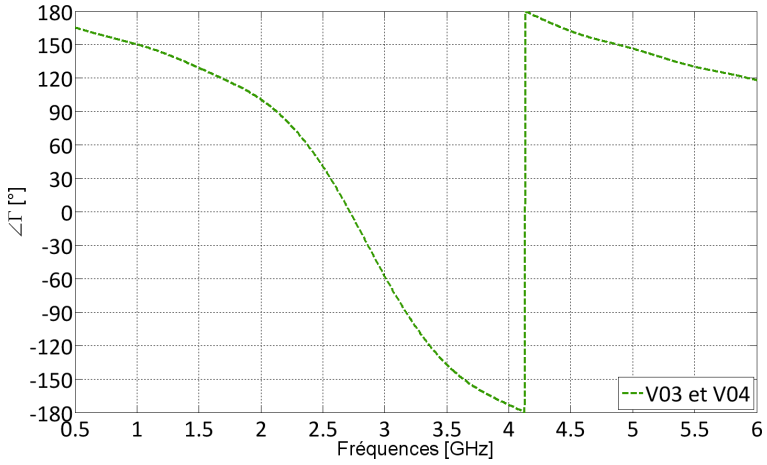


Figure IV.11 – Diagramme de phase : simulation CST MWS

La première configuration, nommée V03, ne possède pas de vias [10]. La seconde configuration, nommée V04, en possède. Une photographie de cette dernière ainsi que les différents composants de la cavité sont donnés par la figure IV.12.

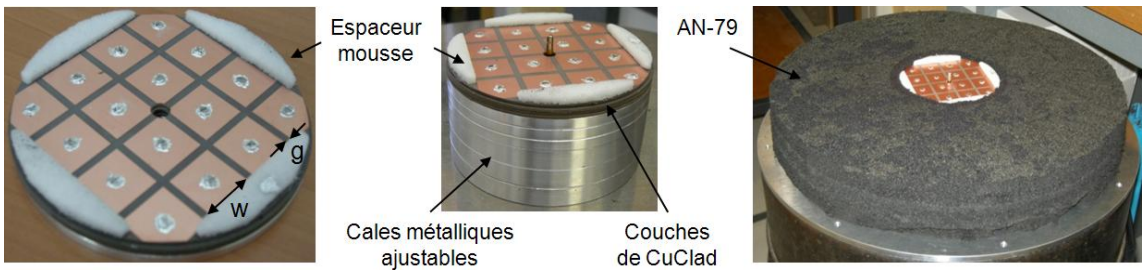


Figure IV.12 – Photographies de la cavité : configuration V04

IV-3.2.2 Adaptation de l'antenne

Les courbes de mesure du module du coefficient de réflexion en entrée sont représentées sur la figure IV.13. Les trois configurations sont bien adaptées de 0.5GHz à 6GHz.

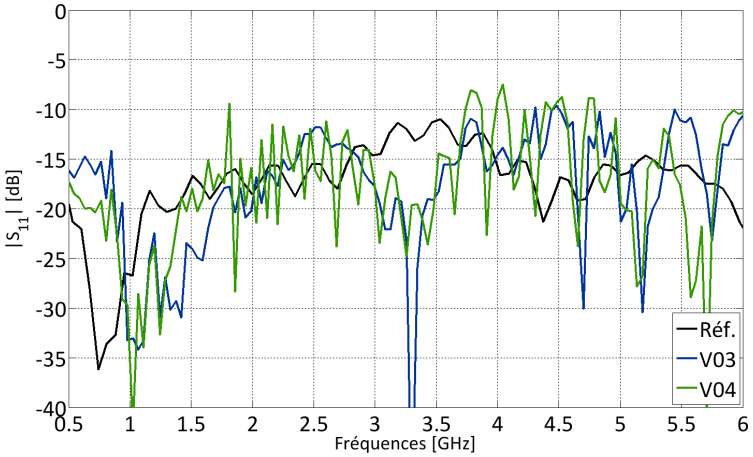


Figure IV.13 – Adaptation : comparaison entre Réf., V03 et V04

IV-3.2.3 Gain de l'antenne

La figure IV.14 et la figure IV.15 montrent l'évolution de la polarisation principale et croisée dans l'axe ($\theta = 0^{\circ}, \phi = 0^{\circ}$). Les courbes en trait plein représentent les résultats de mesure (Réf., V03 et V04) et celles en pointillé représentent les résultats de simulation de la configuration V03 (V03 CST MWS). Un bon accord simulation / mesure est observé à la fois pour le gain en polarisation principale et pour le gain en polarisation croisée. Les résultats de la configuration V04 ne sont tracés que jusqu'à 3GHz car celle-ci n'a pas été mesurée au-delà de cette fréquence.

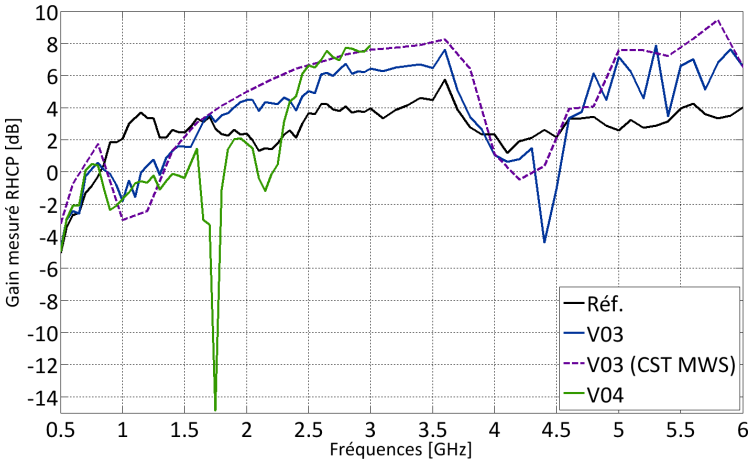


Figure IV.14 – Polarisation principale : comparaison entre Réf., V03 et V04

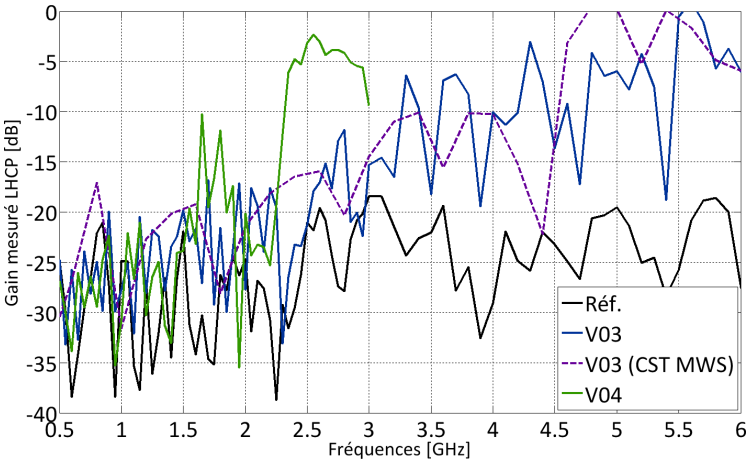


Figure IV.15 – Polarisation croisée : comparaison entre Réf., V03 et V04

Le gain de la spirale sur absorbant est compris entre 2dB et 4dB après 1GHz, son niveau de polarisation croisée moyen est de -30dB. Nous nous focalisons sur le gain relatif, *i.e.* la différence de gain entre une antenne comprenant un réflecteur et celui de l'antenne de référence. A cet effet, nous appelons « bande SHI » la bande de fréquences où le gain relatif ΔG est supérieur à zéro. Dans ce cas, la bande SHI pour la configuration V03 s'étend de 1.65GHz et jusqu'à 3.9GHz soit 2.4 :1. Nous observons que cette bande de fréquences est centrée sur la fréquence de non déphasage $f_0 = 2.7GHz$ (figure IV.11). Le gain moyen est supérieur d'environ 2dB à celui de Réf. Le niveau de polarisation croisée est comparable à celui de Réf. de 0.5GHz jusqu'à 3.25GHz puis se dégrade significativement à partir de cette fréquence (différence de 13dB).

Si nous prenons en compte à la fois le gain RHCP (composante principale) et le gain LHCP (composante croisée) de cette configuration, une bande « utile » se dégage entre 1.65GHz et 3.25GHz. Celle-ci correspond à la bande de fréquences pour laquelle la phase du coefficient de réflexion est comprise entre $\pm 120^{\circ}$. Cette plage de variation est similaire à celle observée au chapitre III et plus large que celle communément utilisée [11].

Dans le cas de la configuration V04, nous observons une chute conséquente du gain vers 1.7GHz. La différence de gain avec Réf. est plus importante : 3dB en moyenne mais la bande SHI est plus restreinte : 2.3GHz - 3GHz soit 1.3 :1. Il est à noter une forte dégradation du niveau de polarisation croisée dans cette bande.

IV-3.2.4 Rayonnement de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement des trois configurations sont donnés sous forme de cartographie (figure IV.16, figure IV.17 et figure IV.18). Ces figures synthétisent les observations précédentes. Le rayonnement de la spirale sur cavité absorbante est celui attendu : gain moyen de 3dB ainsi qu'un rayonnement stable. L'augmentation du gain dans la bande SHI ([1.65GHz - 3.9GHz] pour V03 et [2.3GHz - 3GHz] pour V04), est présente dans l'axe mais également pour des valeurs de gisement non nulles. Celle-ci est donc bien liée à la présence du plan réflecteur.

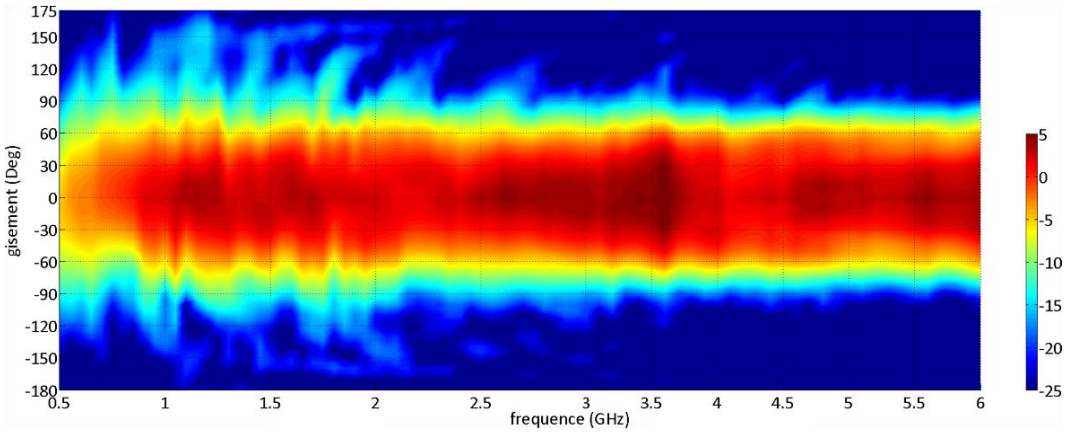


Figure IV.16 – Cartographie des diagrammes en azimut : Réf.

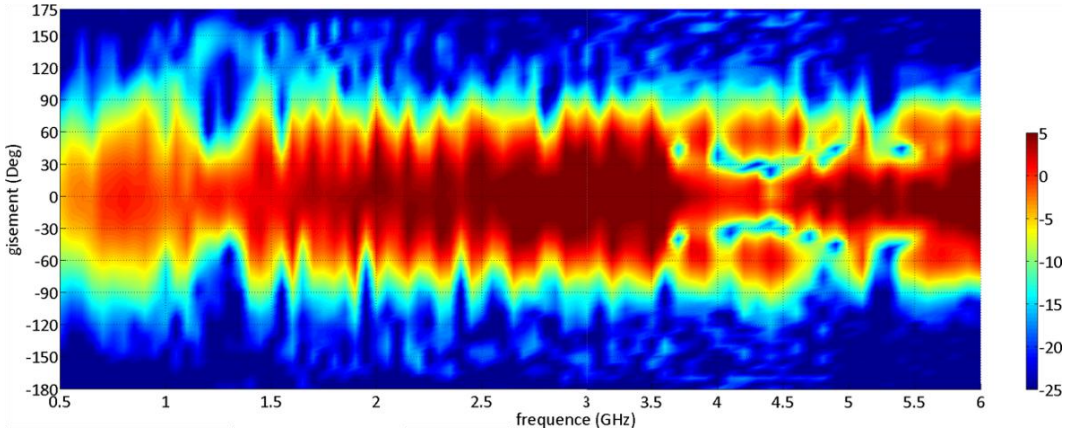


Figure IV.17 – Cartographie des diagrammes en azimut : V03

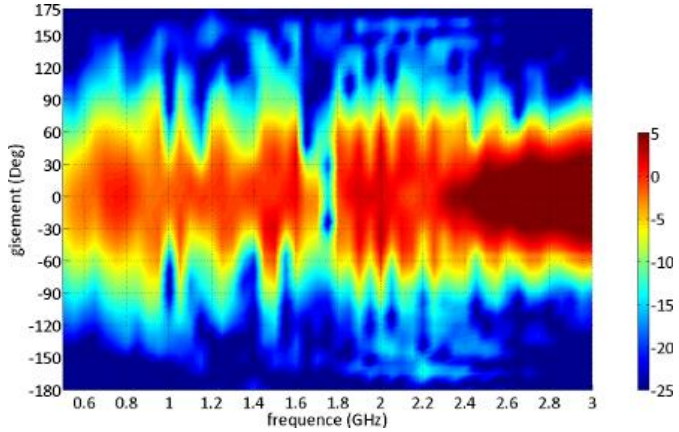


Figure IV.18 – Cartographie des diagrammes en azimut : V04

Les résultats de V04 mettent en évidence que l'ajout de vias n'est pas opportun ce qui simplifie la réalisation du réflecteur. Une forte chute de gain apparaît vers 1.75GHz. Enfin, la polarisation croisée est plus élevée dans la bande SHI.

IV-3.3 Configuration radiale : maquette V10

IV-3.3.1 Géométrie de la maquette

Nous étudions maintenant une configuration radiale résultant de la conformation des motifs de V03 (figure IV.19). Cette dernière, nommée V10, est composée de deux rangées de 12 motifs. La première est centrée sur l'anneau de rayonnement théorique $D = \lambda_{2.7GHz}/\pi$. La seconde, occupant la surface résiduelle, permet d'assurer une périodicité minimum dans la direction radiale. La longueur des motifs et la largeur des gaps sont les mêmes que pour V03 : $w = 17.35mm$ et $g = 2.65mm$.

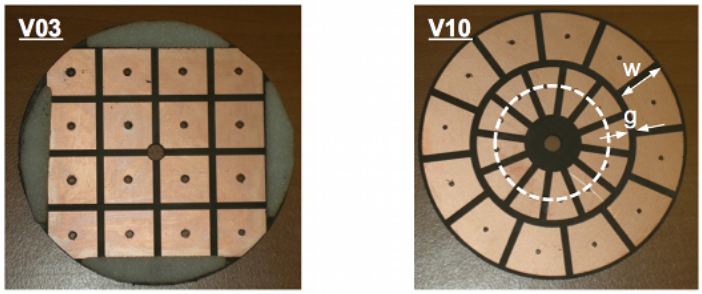


Figure IV.19 – Photographies des configurations V03 et V10

IV-3.3.2 Adaptation de l'antenne

Les deux configurations, Réf. et V10, sont bien adaptées de 0.5GHz à 6GHz (figure IV.20).

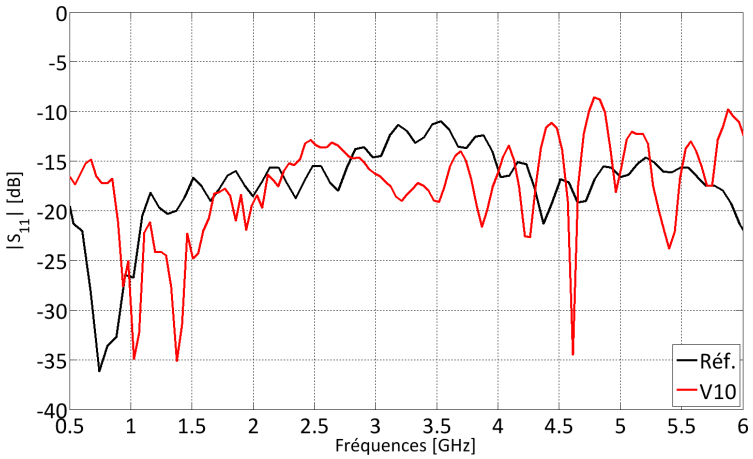


Figure IV.20 – Adaptation : comparaison entre Réf. et V10

Le module du coefficient de réflexion en entrée reste inférieur à -10dB. La bande passante en adaptation est de 12 :1.

IV-3.3.3 Gain de l'antenne

L'évolution du gain dans l'axe pour les polarisations principale et croisée est donnée par la figure IV.21 et la figure IV.22. Les résultats de mesures sont représentés en trait plein (Réf. et V10), et ceux de simulation en trait pointillé (V10 CST MWS). Nous notons une bonne cohérence entre les résultats de mesure et ceux de simulation.

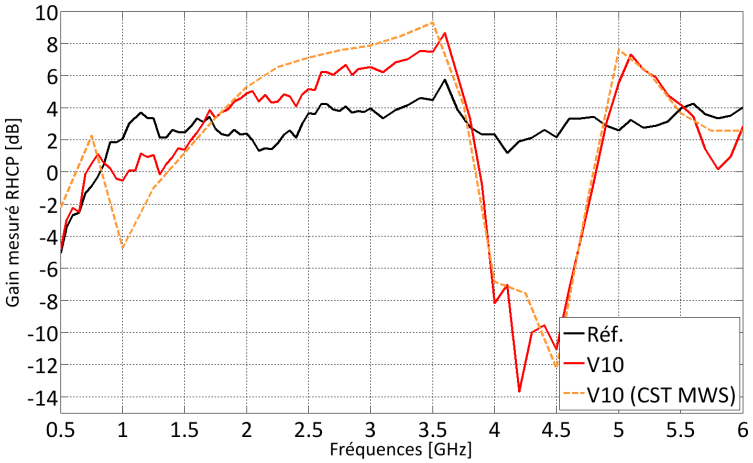


Figure IV.21 – Polarisation principale : comparaison entre Réf. et V10

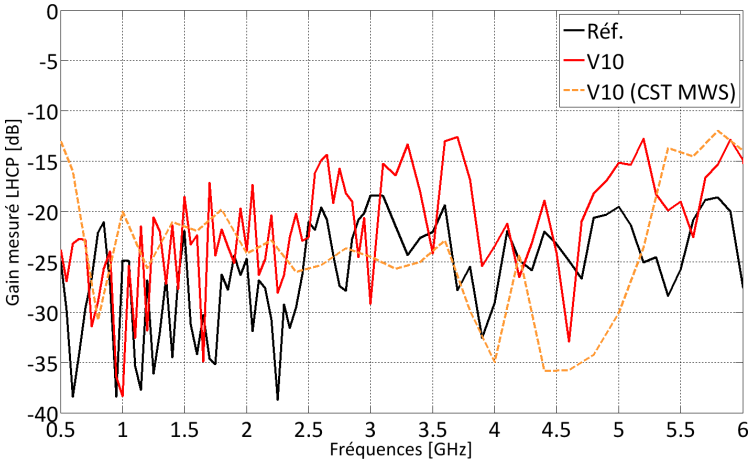


Figure IV.22 – Polarisation croisée : comparaison entre Réf. et V10

La bande SHI de V10 est similaire à celle de V03 : 1.65GHz - 3.8GHz soit 2.3 :1 et centrée sur $f_0 = 2.7GHz$. Au-delà de cette bande, le fonctionnement de V10 est perturbé (comme celui de V03). Les diagrammes sont déformés dans l'axe entraînant une forte chute du gain autour de 4.25GHz puis des variations assez brusques.

Contrairement à la configuration V03, V10 présente un niveau de polarisation croisée non dégradé. La valeur du gain LHCP est comparable à celle de Réf. de 0.5GHz à 6GHz.

IV-3.3.4 Rayonnement de l'antenne

Nous donnons la cartographie des diagrammes de la configuration V10 jusqu'à 6GHz (figure IV.23).

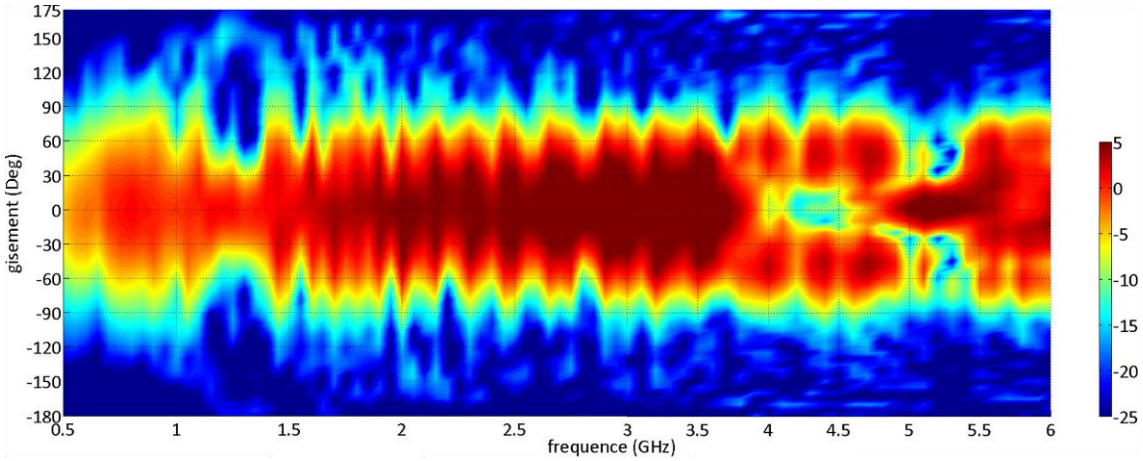


Figure IV.23 – Cartographie des diagrammes en azimut : V10

Ces figures complètent l'analyse précédente. Nous observons bien qu'après la première bande SHI ($f \approx 3.8GHz$), les diagrammes sont inexploitables. Ce phénomène a déjà été observé en simulation au chapitre III mais également dans la littérature : pour une spirale [12] et un papillon [13] sur réflecteur BIE, et pour un double dipôle [14] sur réflecteur CMA. Une analyse modale a montré que la déformation des diagrammes peut provenir de la différence de phase des courants le long des motifs du réflecteur [15, 16].

IV-3.4 Analyse des résultats

Nous observons que les bandes SHI de V03 et de V10 sont centrées sur $f_0 = 2.7GHz$ démontrant le caractère CMA de ces deux réflecteurs. Ces résultats valident d'une part la méthode de dimensionnement mise en œuvre avec la configuration cartésienne et d'autre part le principe de conformation des motifs avec la configuration radiale. Cette dernière configuration offre de meilleures performances en terme de polarisation croisée.

La simulation de ce type d'antenne n'est pas triviale : géométrie de la spirale, réflecteur de type CMA ou BIE, prise en compte de l'absorbant (dispersion en fréquence des propriétés électromagnétiques). Des rétro-simulations ont été nécessaires pour mieux maîtriser les outils et réduire les temps de calcul. En effet, nous sommes parvenus à réduire ce dernier d'un facteur 100, passant d'une centaine d'heures à seulement une heure, en utilisant un modèle représentatif de l'antenne. Celui-ci, détaillé dans le chapitre V, assure un très bon compromis entre le temps de simulation et la pertinence des résultats.

Peu d'études s'intéressent au nombre de cellules élémentaires nécessaires pour atteindre un comportement CMA [17]. Dans la littérature, les réflecteurs utilisés comprennent en moyenne

un nombre voisin de 10×10 motifs. Il est intéressant de noter ici que ces deux structures ne sont pas périodiques mais quasi-périodiques. En effet, le réseau n'est composé que de 4×4 motifs dans le cas de V03 et de deux rangées de 12 motifs dans le cas V10.

IV-4 Conclusions

Nous avons présenté une procédure pour dimensionner les SHI et optimiser leurs performances : bande de fréquences de fonctionnement relative, compacité relative et épaisseur. Elle offre une vue d'ensemble du comportement des SHI : fréquence de non déphasage, bande de fonctionnement relative, compacité et épaisseur relatives. Cette analyse permet de guider le concepteur vers le compromis le plus judicieux en fonction de son cahier des charges.

Une méthodologie innovante a ensuite été proposée pour pallier au fonctionnement en bande étroite d'une antenne sur réflecteur SHI. Celle-ci consiste à adapter localement la SHI à la zone de fonctionnement de l'élément rayonnant. Nous avons illustré le principe général avec une spirale d'Archimède.

Une antenne modulable a été réalisée pour comparer les performances d'une antenne de référence dont la cavité est purement absorbante à celles d'une antenne dont la cavité est composée de réflecteurs CMA ou BIE. Ces derniers ont été dimensionné pour fonctionner autour d'une même fréquence : 2.7GHz et ont permis de valider la seconde étape du principe (conformation des motifs). Les performances de l'antenne de référence sont conformes à celles attendues. Les performances des antennes à base de réflecteurs CMA ou BIE sont très encourageantes. La configuration radiale nous a permis de valider le principe fonctionnel de la méthodologie de conception. L'antenne est adaptée sur une décade, son gain mesuré est supérieur à celui de l'antenne de référence sur plus d'une octave (1.65GHz - 3.8GHz) et la polarisation croisée n'est pas dégradée contrairement aux configurations cartésiennes (ou « classiques »). Les diagrammes de rayonnement sont stables en fréquence. L'antenne présente une épaisseur totale de $11.835mm$ soit $\lambda_0/15$ à 1.65GHz (fréquence minimale de la bande SHI) ou $\lambda_0/51$ à 0.5GHz (fréquence minimale de la bande d'adaptation). Ces travaux ont mis en évidence que la présence des vias était néfaste dans notre application. Enfin, nous avons acquis une certaine maturité dans l'utilisation des outils de simulation depuis cette campagne de mesures. Les rétro-simulations ont permis de converger puis d'aboutir à des simulations prédictives avec des temps de calcul réduits.

Bibliographie

[1] E. Rajo-Iglesias, O. Quevedo-Teruel, and L. Inclan-Sanchez, "Mutual coupling reduction in patch antenna arrays by using a planar ebg structure and a multilayer dielectric substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1648–1655, 2008. 66

[2] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the ebg ground plane for low profile wire antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, 2003. 31, 46, 66, 111

[3] G. Goussetis, A. Feresidis, and J. Vardaxoglou, "Tailoring the amc and ebg characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 82–89, jan. 2006. 15, 35, 67

[4] E. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design," in *5th European Microwave Conference*, pp. 268–272, sept. 1975. 17, 36, 67

[5] J. Bell and M. Iskander, "A low-profile archimedean spiral antenna using an ebg ground plane," *IEEE Transactions on Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 223–226, 2004. 69

[6] M. Azad and M. Ali, "Novel wideband directional dipole antenna on a mushroom like ebg structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 1242–1250, may 2008. 37, 69

[7] A. Thior, A. Lepage, and X. Begaud, "Low profile, directive and ultra wideband antenna on a high impedance surface," *EuCAP, 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 3222–3226, mar. 2009. 18, 19, 69

[8] M. Grelier, S. Mallegol, M. Jousset, A. Lepage, and X. Begaud, "Dispositif d'antenne comportant une antenne filaire plane et un réflecteur d'antenne large bande et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne," *Brevet N°INPI : FR 1000 943*, déposé le 09.03.10. 69

[9] M. Vahdani, *Low-profile, Ultra Wideband and Dual Polarized Antennas and Feeding Systems*. PhD thesis, Télécom ParisTech, 2008. 75

[10] M. Grelier, M. Jousset, S. Mallegol, A. Lepage, and X. Begaud, "Wideband qamc reflector's antenna for low profile applications," *META'10, 2nd International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics in Cairo (Egypt)*, pp. 505–509, Feb 2010. 75

[11] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, nov. 1999. 12, 14, 15, 16, 27, 28, 29, 32, 37, 46, 77, 111

[12] H. Nakano, K. Kikkawa, N. Kondo, Y. Iitsuka, and J. Yamauchi, "Low-profile equiangular spiral antenna backed by an ebg reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 1309–1318, may. 2009. 17, 18, 81, 111

[13] S. Best and D. Hanna, "Design of a broadband dipole in close proximity to an ebg ground plane," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 6, pp. 52–64, 2008. 81

[14] R. Mateos, C. Craeye, and G. Toso, "High-gain wideband low-profile antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, pp. 2615–2619, dec. 2006. 14, 17, 18, 81, 111

[15] R. Mateos and C. Craeye, "Eigenmode analysis of an amc ground plane for wideband high-gain antennas," in *ICEAA : International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pp. 317–319, 2007. 81

[16] F. Tanyer-Tigrek, R. Mateos, C. Craeye, and I. Lager, "Design of an amc plane for a unidirectional, low-profile tulip-loop antenna," *EuCAP, 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 3139–3142, 2009. 81

[17] M. Higaki, K. Inoue, S. Obayashi, S. Sekine, H. Shoki, and T. Morooka, "Small artificilal structure for low profile antenna by analogy wilth ebg structure," in *iWAT : International Workshop on Antenna Technology, Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp. 127–130, 2008. 81

Chapitre V

Etude de la spirale d'Archimède en présence d'un réflecteur hybride fini

Sommaire

V-1 Principe du réflecteur hybride 86
V-1.1 Cas $h_t = 30mm = \lambda_{1GHz}/10$ 86
V-1.2 Cas $h_t = 12mm = \lambda_{1GHz}/25$ 89
V-2 Illustration : conception du réflecteur hybride 91
V-2.1 Réflecteur hybride n°1 92
V-2.2 Réflecteur hybride n°2 94
V-2.3 Conclusions 99
V-3 Validation du principe pour la zone CEP 99
V-3.1 Configuration Va 99
V-3.2 Diagramme de phase 99
V-3.3 Adaptation de l'antenne 100
V-3.4 Gain de l'antenne 100
V-3.5 Rayonnement de l'antenne 102
V-4 Conclusions 103
Bibliographie 104

Le chapitre IV a présenté une méthodologie de conception d'antenne large bande et de faible épaisseur. Une partie de celle-ci a été validée par des mesures démontrant l'intérêt des réflecteurs CMA. Nous avons étudié au chapitre III une spirale d'Archimède placée au-dessus de plans réflecteurs infinis CEP et CMP. Il a été notamment mis en évidence que le diagramme de phase du réflecteur permet de prédire son comportement par la relation entre la bande passante en rayonnement de l'antenne et le critère $\angle\Gamma = \pm 120^{\circ}$. Nous avons également observé que l'emploi d'un réflecteur de type CMP est plus adapté aux fréquences basses qu'aux fréquences hautes et inversement pour un réflecteur de type CEP.

Dans ce chapitre, nous proposons d'intégrer les résultats mentionnés ci-dessus pour concevoir un réflecteur hybride large bande composé d'une zone CMA pour les fréquences basses et d'une zone CEP pour les fréquences hautes. Nous exposons tout d'abord le principe théorique puis nous l'appliquons à la spirale d'Archimède en simulation. Nous validons ensuite expérimentalement ce principe pour la zone CEP.

V-1 Principe du réflecteur hybride

Nous utilisons à présent l'outil de simulation CST MicroStripes qui permet d'assigner à une surface finie une certaine valeur d'impédance de surface : $|Z_s| = 0\Omega$ pour un CEP et $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ pour un CMP. Ce logiciel peut prendre en compte, pour une même structure, plusieurs valeurs de $|Z_s|$. Nous explicitons le principe du réflecteur hybride à l'aide des configurations proposées au chapitre III : $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ en considérant ici la finitude du réflecteur (figure V.1). Son diamètre Φ_r est égal au diamètre externe de la spirale.

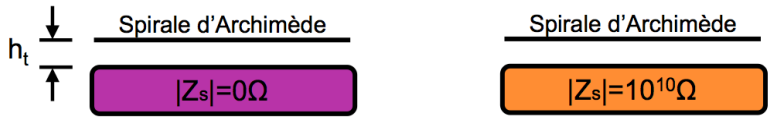


Figure V.1 – Spirale au dessus d'une surface $|Z_s| = 0\Omega$ et $|Z_s| = 10^{10}\Omega$

Les diamètres externe et interne de la spirale sont $\Phi_{ext} = \Phi_r = 200mm > \lambda_{0.5GHz}/\pi$ et $\Phi_{int} = 3.2mm < \lambda_{15GHz}/\pi$. L'antenne est auto-complémentaire $w_{ant} = s = 2.5mm$ et son impédance d'entrée est $Z_{in} = 160\Omega$. Pour réduire le temps de simulation, Φ_{ext} reste inchangé et w_{ant} est doublée par rapport au chapitre III. En effet, la largeur des brins est plus importante, le nombre de cellules de maillage est diminué. De plus, la longueur des brins de la spirale est plus petite, le signal d'entrée met moins de temps à se propager. Le milieu est considéré comme homogène : $\varepsilon_r = \mu_r = 1$.

V-1.1 Cas $h_t = 30mm = \lambda_{1GHz}/10$

V-1.1.1 Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$

Nous traçons l'évolution de la phase du coefficient de réflexion $\angle\Gamma$ en fonction de la fréquence pour les deux types de réflecteur : $|Z_s| = 0\Omega$ et $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ (figure V.2). Ces courbes, provenant de l'équation (III.3), sont identiques à celles présentées dans le chapitre III et nous serviront à commenter les résultats de simulation.

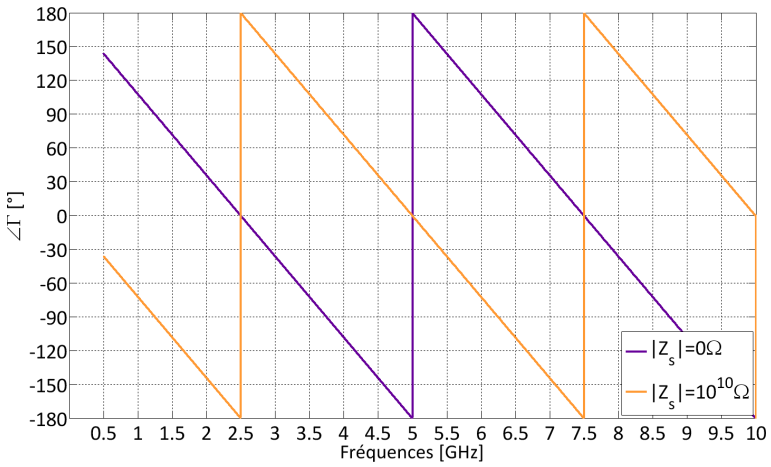


Figure V.2 – Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$

V-1.1.2 Impédance d'entrée

La figure V.3 présente les valeurs du module du coefficient de réflexion en entrée pour les trois cas d'étude : $|Z_s| = 0\Omega$, $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ et l'espace libre. L'antenne commence à être adaptée à partir de f=1.35GHz pour le cas où $|Z_s| = 0\Omega$ et dès f=0.5GHz pour les cas $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ et l'espace libre.

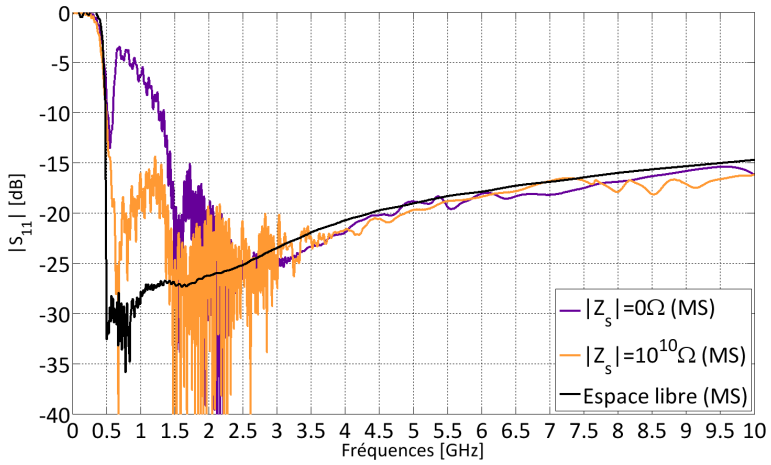


Figure V.3 – Adaptation de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$

V-1.1.3 Gain de l'antenne

Nous donnons l'évolution fréquentielle du gain réalisé dans l'axe $(\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ)$ sur la figure V.4 ainsi que le niveau de la polarisation croisée sur la figure V.5.

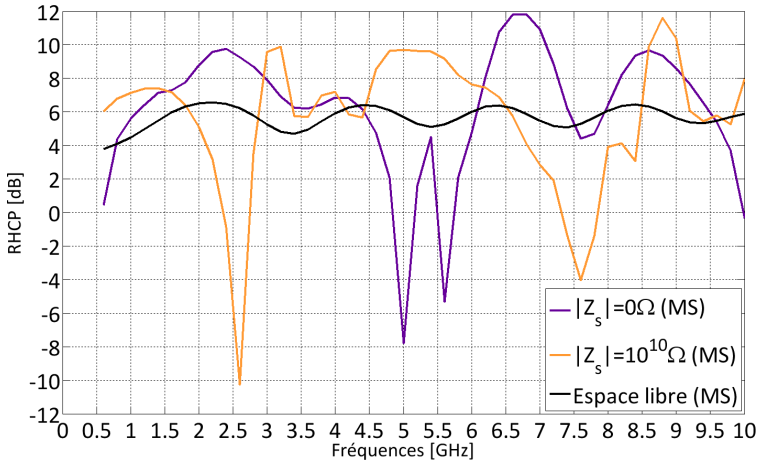


Figure V.4 – Gain de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$

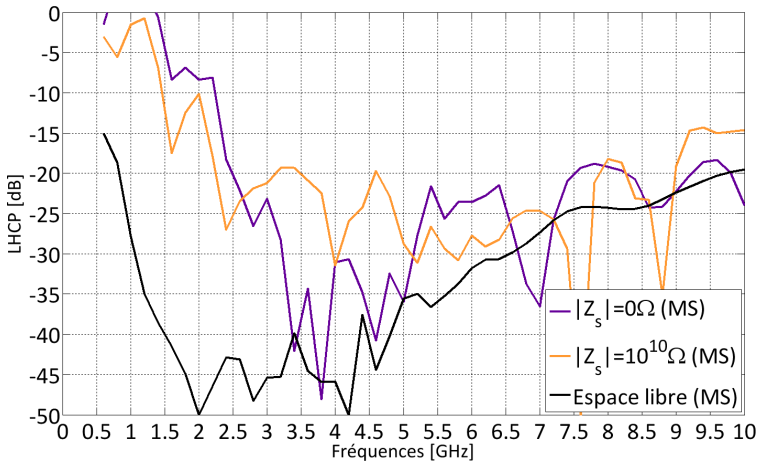


Figure V.5 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$

La spirale associée au réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$ présente un premier maximum de gain à f=2.4GHz (9.75dB) puis un minimum de gain à f=5GHz (-7.8dB). Le gain relatif ΔG, représentant la différence entre le gain de l'antenne sur réflecteur et le gain de l'antenne en espace libre, est supérieur à 0 de 0.8GHz à 4.4GHz.

La spirale placée au-dessus du réflecteur $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ possède un premier maximum de gain à f=1.4GHz (7.41dB) puis un minimum de gain à f=2.6GHz (-10dB). Son gain est supérieur à celui de la spirale en espace libre de 0.5GHz à 1.8GHz.

Pour ces deux réflecteurs, les niveaux de polarisation croisée sont très élevés entre 0.5GHz et 1.5GHz. A l'aide de mesures, nous verrons au paragraphe V-3.4 que ces valeurs sont plus faibles et que l'antenne n'est pas dépolarisée.

V-1.1.4 Conclusions

Les observations précédentes et celles fournies par le diagramme de phase sont synthétisées dans le tableau V.1.

Fréquences	$\|Z_s\| = 10^{10}\Omega$: bande basse	$\|Z_s\| = 0\Omega$: bande haute
Gain max	1.4GHz	2.4GHz
$\angle\Gamma = 0^\circ$	0GHz	2.5GHz
Gain min	2.6GHz	5GHz
$\angle\Gamma = \pm 180^\circ$	2.5GHz	5GHz
$\Delta G > 0$	0.5GHz – 1.8GHz	0.8GHz – 4.4GHz
$-120^\circ < \angle\Gamma < +120^\circ$	0GHz – 1.67GHz	0.83GHz – 4.17GHz
$\angle\Gamma\ (\Delta G > 0)$	$\angle\Gamma\ (0.5GHz) = -30^\circ$ $\angle\Gamma\ (1.8GHz) = -129.7^\circ$	$\angle\Gamma\ (0.8GHz) = +122.4^\circ$ $\angle\Gamma\ (4.4GHz) = -137^\circ$

Table V.1 – Synthèse des résultats : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$

La bande de fréquence pour laquelle $\angle\Gamma = \pm 120^\circ$ tend vers celle du gain relatif. La plage de variation de $\angle\Gamma$ correspondant à $\Delta G > 0$ est plus étendue : $-140^\circ < \angle\Gamma < +125^\circ$.
Le comportement de l'antenne est détérioré après la fréquence correspondant à $\angle\Gamma = \pm 180^\circ$. En effet, le gain subit des variations assez brutales résultant de la déformation des diagrammes.

V-1.2 Cas $h_t = 12mm = \lambda_{1GHz}/25$

V-1.2.1 Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$

Nous présentons l'évolution fréquentielle de la phase du coefficient de réflexion $\angle\Gamma$ pour les deux réflecteurs précédents (figure V.6). La distance plan de référence / réflecteur étant plus petite, les caractéristiques $\angle\Gamma = 0^\circ$ et $\angle\Gamma \pm 180^\circ$ sont décalées en haute fréquence par rapport à la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$.

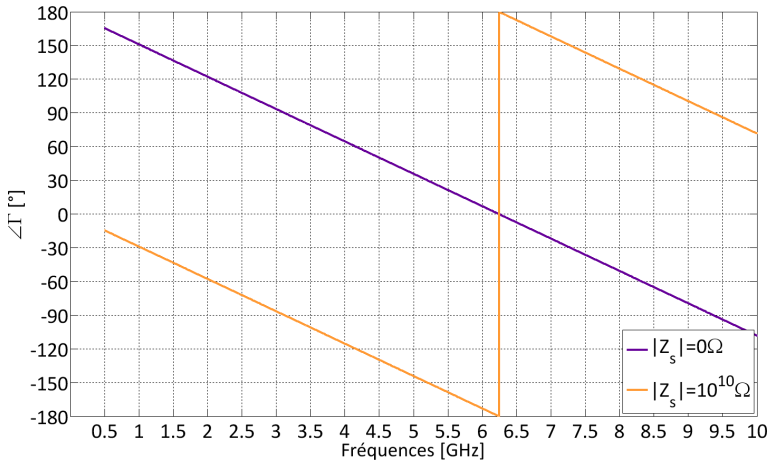


Figure V.6 – Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$

V-1.2.2 Impédance d'entrée

Les courbes du module du coefficient de réflexion en entrée sont tracées sur la figure V.7. La spirale sur réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$ est adaptée à partir de f=2.22GHz et celle sur réflecteur $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ dès f=0.5GHz.

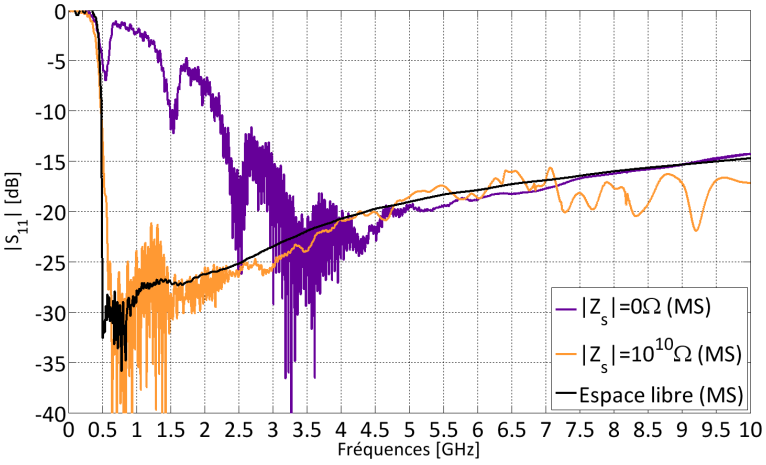


Figure V.7 – Adaptation de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$

V-1.2.3 Gain de l'antenne

La figure V.8 et la figure V.9 donnent respectivement l'évolution du gain axial et le niveau de la polarisation croisée suivant la fréquence.

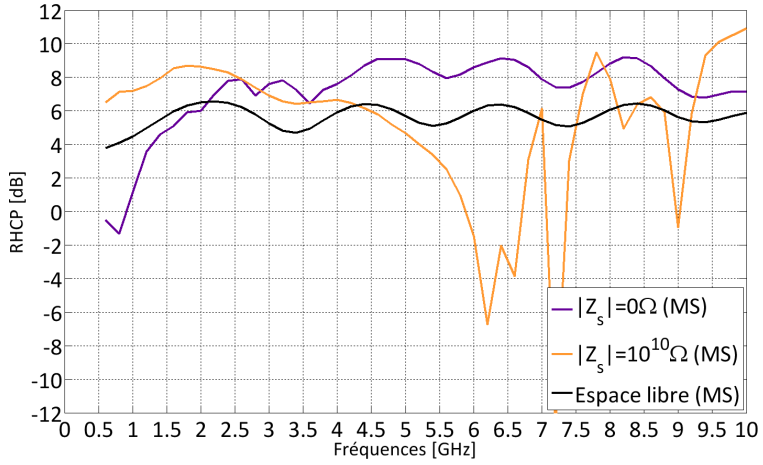


Figure V.8 – Gain de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$

Le gain relatif ΔG de la spirale sur réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$ est supérieur à 0 dans une bande comprise entre f=2.1GHz et f>10GHz. Le maximum de gain est centré autour de f=6.5GHz et le minimum de gain à f=0.8GHz.

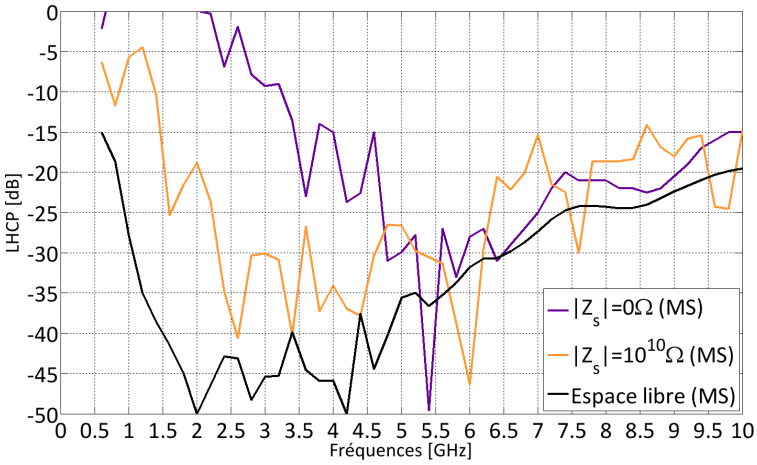


Figure V.9 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$

Dans le cas où la spirale est associée au réflecteur $|Z_s| = 10^{10}\Omega$, son gain relatif ΔG est supérieur à 0 de f=0.5GHz à f=4.3GHz. Le maximum de gain est atteint à f=1.8GHz et le minimum de gain à f=6.2GHz.

V-1.2.4 Conclusions

Le tableau V.2 résume ces résultats. Comme précédemment, nous observons que le tracé du diagramme de phase permet de prédire le comportement de la spirale sur ces deux réflecteurs.

Fréquences	$\|Z_s\| = 10^{10}\Omega$: bande basse	$\|Z_s\| = 0\Omega$: bande haute
Gain max	1.8GHz	6.5GHz
$\angle\Gamma = 0^\circ$	0GHz	6.25GHz
Gain min	6.2GHz	0.8GHz
$\angle\Gamma = \pm 180^\circ$	6.25GHz	0GHz
$\Delta G > 0$	0.5GHz – 4.3GHz	2.1GHz – 10GHz
$-120^\circ < \angle\Gamma < +120^\circ$	0GHz – 4.17GHz	2GHz – 10.41GHz
$\angle\Gamma\ (\Delta G > 0)$	$\angle\Gamma\ (0.5GHz) = -14.41^\circ$ $\angle\Gamma\ (4.3GHz) = -124^\circ$	$\angle\Gamma\ (2.1GHz) = +119.5^\circ$ $\angle\Gamma\ (10GHz) = -107.8^\circ$

Table V.2 – Synthèse des résultats : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$

V-2 Illustration : conception du réflecteur hybride

L'objectif du réflecteur hybride est d'étendre la bande de fonctionnement de l'antenne vers les basses fréquences en tirant profit des propriétés duales des matériaux CEP et des matériaux CMP [1]. Nous proposons d'illustrer ce principe à l'aide des résultats précédents avec la même spirale pour la configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$. En effet, celle-ci offre potentiellement un gain moyen de 3dB de 0.5GHz à 10GHz par rapport à la configuration espace libre.

V-2.1 Réflecteur hybride n°1

V-2.1.1 Géométrie

Le réflecteur hybride n°1 est schématisé sur la figure V.10. La partie du réflecteur pour laquelle $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ est représentée en orange. Il s'agit d'un anneau dont le diamètre externe est égale à celui de la spirale $\Phi_{CMP_{ext}} = 200mm$ et son diamètre interne est égale à $\Phi_{CMP_{int}} = \lambda_{3GHz}/\pi = 31.83mm$. La fréquence f=3GHz correspond à l'intersection des courbes de gain de la spirale sur réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$ et $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ (figure V.8). La partie du réflecteur pour laquelle $|Z_s| = 0\Omega$ est un cercle violet. Son diamètre Φ_{CEP} est égal à $\Phi_{CMP_{int}}$.

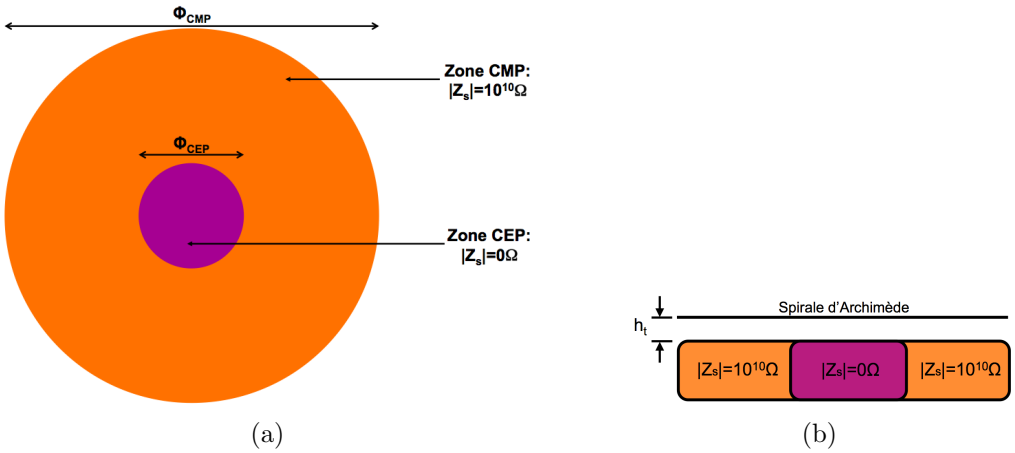


Figure V.10 – Schéma du réflecteur hybride n°1 : vue de dessus (a) et vue en coupe (b)

V-2.1.2 Impédance d'entrée

La figure V.11 présente le module du coefficient de réflexion en entrée pour le cas du réflecteur hybride n°1.

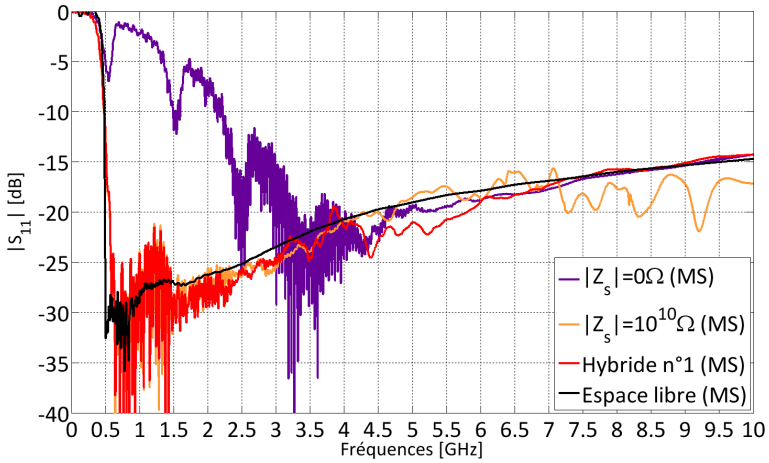


Figure V.11 – Adaptation de la spirale : réflecteur hybride n°1

Aux fréquences basses, l'adaptation de la spirale sur le réflecteur hybride n°1 tend vers celle de la spirale sur réflecteur $|Z_s| = 10^{10}\Omega$, et aux fréquences hautes vers celle de la spirale sur réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$. L'antenne est donc adaptée de 0.5GHz à 10GHz.

V-2.1.3 Gain de l'antenne

L'évolution du gain réalisé pour les polarisations principale et croisée est donnée par la figure V.12 et la figure V.13

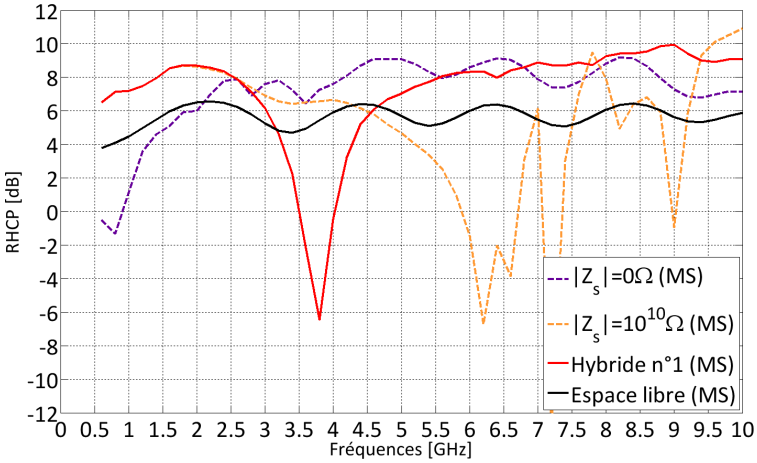


Figure V.12 – Gain de la spirale : réflecteur hybride n°1

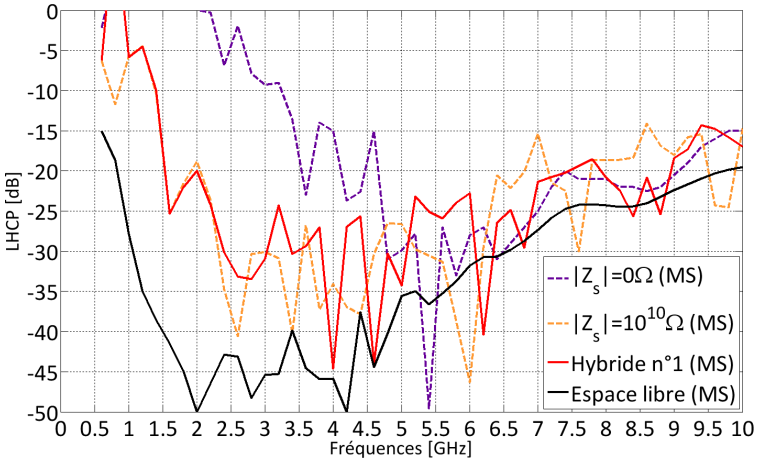


Figure V.13 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur hybride n°1

La courbe de gain de la spirale sur réflecteur hybride n°1 se superpose à celle de la spirale sur réflecteur $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ entre 0.5GHz et 2.75GHz. A partir de f=3GHz, le gain de l'antenne diminue fortement jusqu'à -6.44dB (f=3.8GHz). Sa valeur augmente ensuite et atteint celle de la spirale en espace libre à 4.6GHz. Le gain de la spirale sur réflecteur hybride n°1 ne devient proche de celui de la spirale sur réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$ qu'à partir de 5.5GHz. Le comportement

de la spirale sur réflecteur hybride n°1 entre 2.75GHz et 5.5GHz diffère de celui de la spirale sur réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$. Celui-ci peut s'expliquer par la discontinuité d'impédance de surface localisée à $\Phi_{CMP_{int}} = \lambda_{3GHz}/\pi$ passant d'une valeur très élevée à une valeur nulle.

V-2.2 Réflecteur hybride n°2

V-2.2.1 Géométrie

La géométrie de ce second réflecteur hybride a pour but d'assurer une meilleure transition entre les deux valeurs extrêmes d'impédance de surface. Plusieurs anneaux sont insérés à la jonction CMP/CEP (figure V.14). Chacun d'eux présente une valeur d'impédance de surface différente comprise entre 0Ω et $10^{10}\Omega$. La variation d'impédance de surface est donc progressive suivant la direction radiale, *i.e.* du centre vers la périphérie du réflecteur.

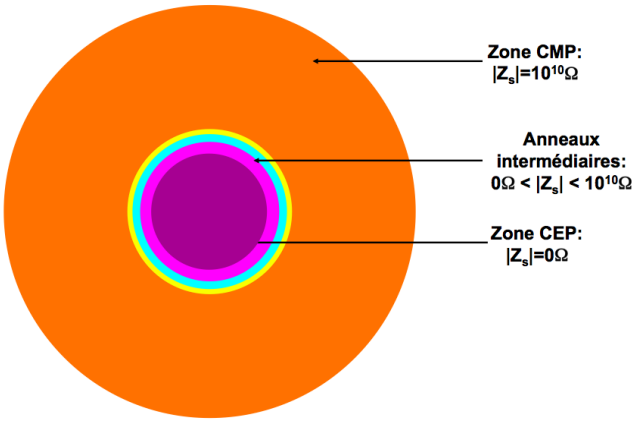


Figure V.14 – Schéma du réflecteur hybride n°2

Pour déterminer des valeurs « représentatives » de $|Z_s|$, un CMA a été dimensionné pour obtenir une fréquence de non déphasage égale à 3GHz. Nous traçons l'évolution de $|Z_s|$ (figure V.15) issue du diagramme de phase de ce CMA (figure V.16).

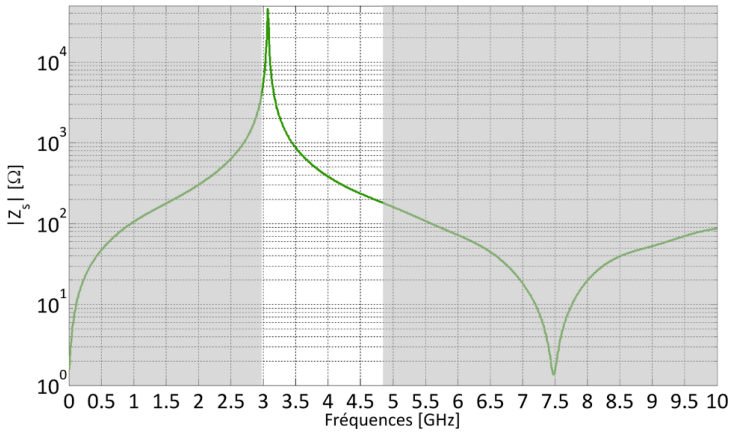


Figure V.15 – Evolution du module de l'impédance de surface en fonction de la fréquence

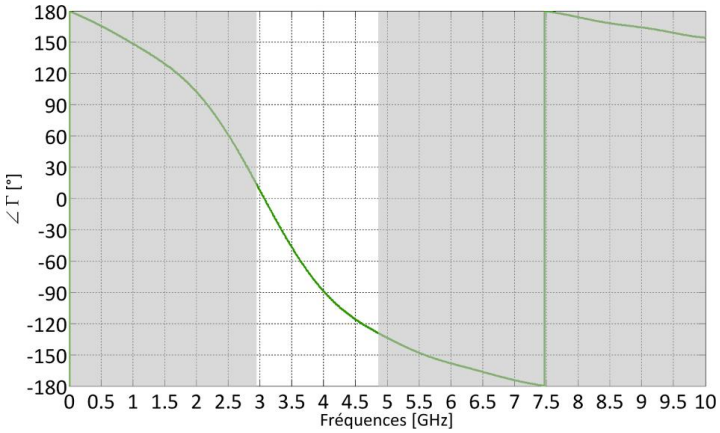


Figure V.16 – Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

La partie non grisée de ces courbes traduit le passage d'un comportement CMP ($|Z_s|$ très élevé et $\angle\Gamma = 0^\circ$) puis CMA ($|Z_s|$ élevé et $-120^\circ < \angle\Gamma < 0^\circ$) vers un comportement CEP ($|Z_s|$ faible et $-180^\circ < \angle\Gamma < -120^\circ$).
Les valeurs de $|Z_s|$ associées aux différents anneaux sont répertoriées dans le tableau V.3.

	Diamètre externe	Diamètre interne	$\|Z_s\|[\Omega]$
Anneau CMP	$\lambda_{0.5GHz}/\pi$	$\lambda_{2.9GHz}/\pi$	10^{10}
Anneau 1	$\lambda_{2.9GHz}/\pi$	$\lambda_{3.1GHz}/\pi$	45.5^3
Anneau 2	$\lambda_{3.1GHz}/\pi$	$\lambda_{3.3GHz}/\pi$	2.9^3
Anneau 3	$\lambda_{3.3GHz}/\pi$	$\lambda_{3.5GHz}/\pi$	1.15^3
Anneau 4	$\lambda_{3.5GHz}/\pi$	$\lambda_{3.7GHz}/\pi$	705
Anneau 5	$\lambda_{3.7GHz}/\pi$	$\lambda_{3.9GHz}/\pi$	502
Anneau 6	$\lambda_{3.9GHz}/\pi$	$\lambda_{4.1GHz}/\pi$	385
Anneau 7	$\lambda_{4.1GHz}/\pi$	$\lambda_{4.3GHz}/\pi$	309
Anneau 8	$\lambda_{4.3GHz}/\pi$	$\lambda_{4.5GHz}/\pi$	256
Anneau 9	$\lambda_{4.5GHz}/\pi$	$\lambda_{4.7GHz}/\pi$	218
Disque CEP	$\lambda_{4.7GHz}/\pi$	–	0

Table V.3 – Réflecteur hybride n°2 : anneaux de transition

V-2.2.2 Impédance d'entrée

La figure V.17 présente l'évolution du module du coefficient de réflexion en entrée pour le cas du réflecteur hybride n°2. L'allure du $|S_{11}|$ est plus régulière entre 2.75GHz et 5.5GHz qu'avec le réflecteur hybride n°1. L'antenne est donc adaptée de 0.5GHz à 10GHz.

V-2.2.3 Gain de l'antenne

La figure V.18 et la figure V.19 présentent la variation du gain dans l'axe pour les polarisations principale et croisée.

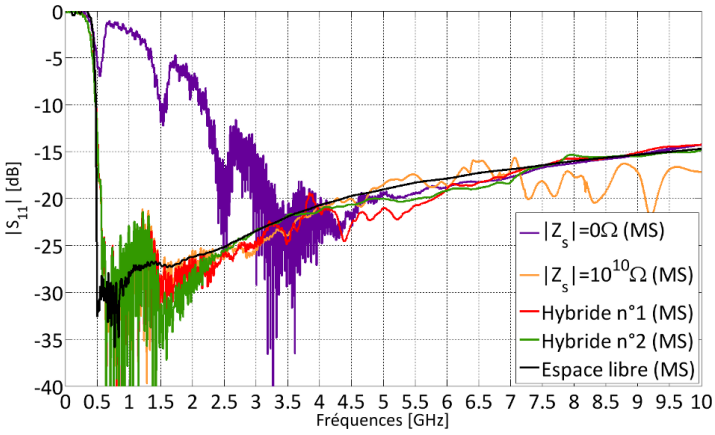


Figure V.17 – Adaptation de la spirale : réflecteur hybride n°2

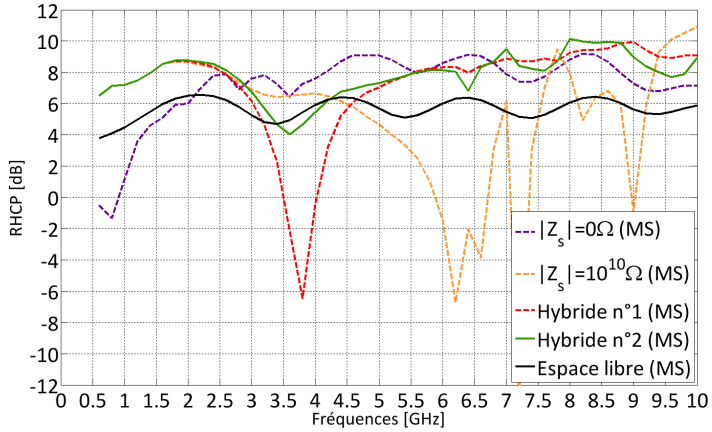


Figure V.18 – Gain de la spirale : réflecteur hybride n°2

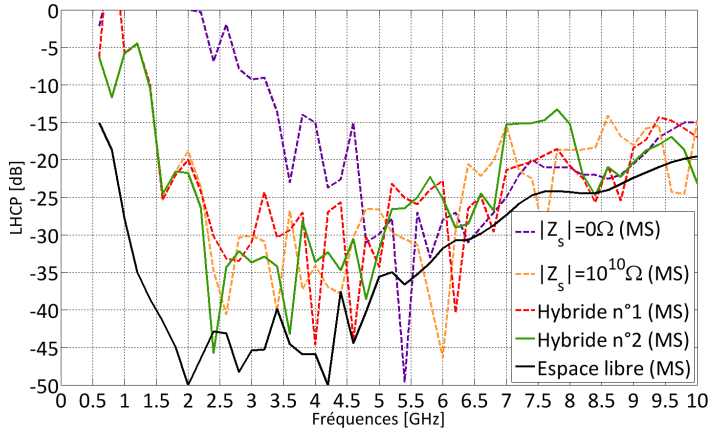


Figure V.19 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur hybride n°2

Le comportement de l'antenne est beaucoup moins dégradé après 3GHz que par rapport au cas du réflecteur hybride n°1. Le gain minimum est de 4dB à 3.6GHz (-4dB avec le réflecteur hybride n°1). La chute de gain à 3.8GHz est nettement réduite avec : 4.2dB contre -6.2dB.

Un article, mentionné dans l'état de l'art du chapitre I [2], présente également une spirale d'Archimède associée à un réflecteur hybride (figure I.14(c)). Une des configurations hybrides proposées possède la même hauteur que la nôtre (12mm). Nous montrons son gain en fonction de la fréquence afin de le comparer au nôtre (figure V.20). L'élément rayonnant n'étant pas le même dans les deux cas, cette comparaison est donnée à titre indicatif. La variable R_{pec} correspond au rayon du disque de CEP. Ces résultats sont issus de simulations numériques (HFSS).

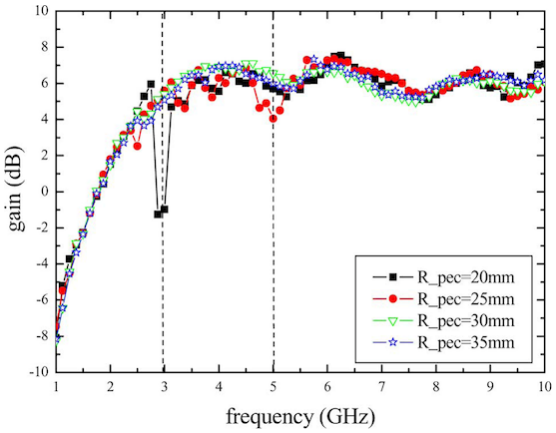


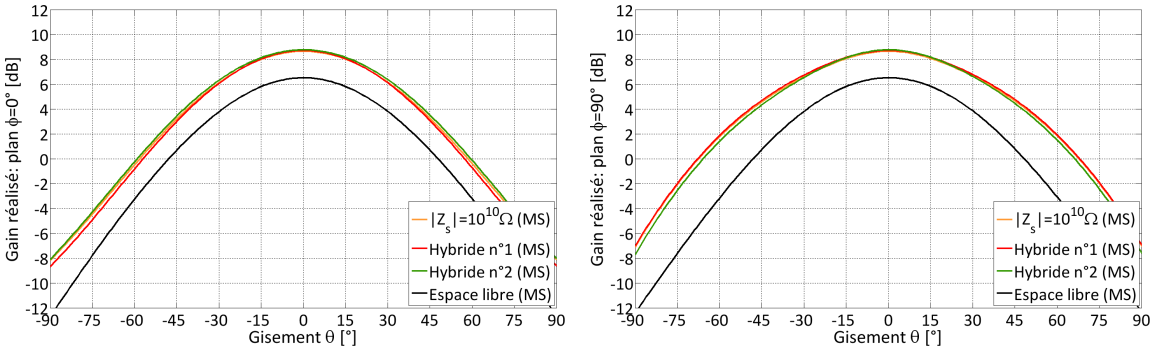
Figure V.20 – Gain de la spirale sur réflecteur hybride de [2]

Le gain de notre réflecteur est plus élevé que celui présenté par [2] : 8dB contre 6dB en moyenne. Les auteurs justifient la présence du CEP au centre pour augmenter le gain aux fréquences hautes de la bande. L'idée d'adapter le réflecteur hybride au fonctionnement de la spirale n'apparaît par contre pas.

V-2.2.4 Diagrammes de rayonnement

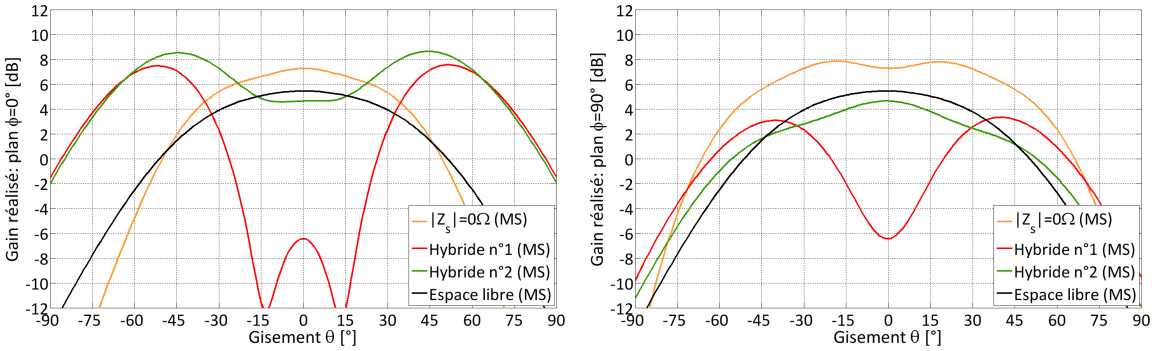
Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont donnés en azimut ($\phi = 0^\circ$) et en site ($\phi = 90^\circ$) pour trois points de fréquence : f=2GHz (figure V.21), f=3.8GHz (figure V.22) et f=6GHz (figure V.23). Les différents cas étudiés dans ce paragraphe y sont représentés : $|Z_s| = 10^{10}\Omega$, $|Z_s| = 0\Omega$, réflecteur hybride n°1, réflecteur hybride n°2 et espace libre.

A f=2GHz, les diagrammes des trois types de réflecteur sont identiques et suivent la même allure que ceux de la spirale en espace libre. Le gain relatif ΔG est égal à 2.2dB. A f=3.8GHz, l'insertion d'anneaux de transition a permis de réduire de 10dB le creux dans l'axe. A f=6GHz, la forme des digrammes correspondant aux deux réflecteurs hybrides est plus parabolique que celle du réflecteur $|Z_s| = 0\Omega$ dans le plan $\phi = 0^\circ$.



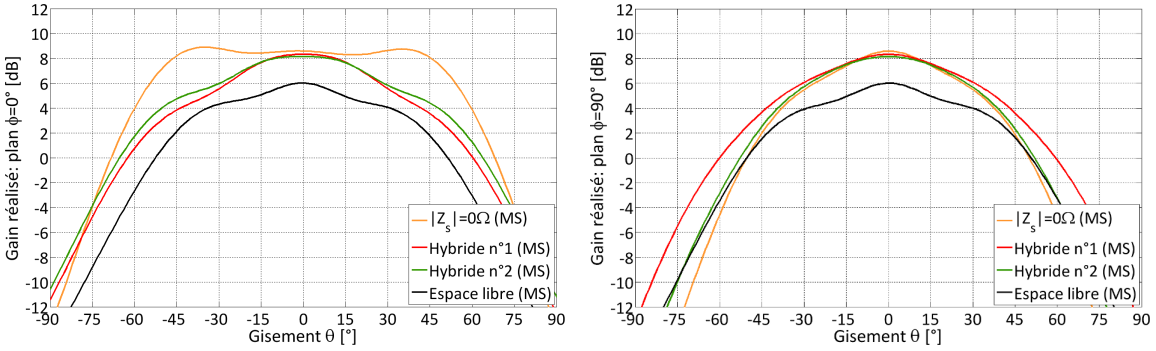
(a) (b)

Figure V.21 – Diagrammes de rayonnement à f=2GHz



(a) (b)

Figure V.22 – Diagrammes de rayonnement à f=3.8GHz



(a) (b)

Figure V.23 – Diagrammes de rayonnement à f=6GHz

V-2.3 Conclusions

Le paragraphe V-2 nous a permis d'illustrer à l'aide de simulations le principe du réflecteur hybride. La spirale placée au-dessus du second réflecteur hybride donne les résultats suivants :
- Une bande d'adaptation supérieure à la décade,
- Une très faible épaisseur : $h_t = \lambda_{1GHz}/25$,
- Un gain relatif de 3dB en moyenne de 0.5GHz à 3.4GHz puis de 4.2GHz à 10GHz.

Nous avons montré qu'il est possible de réduire la bande de fréquences où le gain relatif ΔG est inférieur à 0 grâce à une transition progressive des valeurs de $|Z_s|$ entre la surface CMP et la surface CEP. Lors de la réalisation d'une telle structure, la surface CMP sera en réalité un CMA, *i.e.* constituée de motifs métalliques, la variation de $|Z_s|$ sera alors plus progressive.

V-3 Validation du principe pour la zone CEP

Nous proposons à présent de valider expérimentalement le fonctionnement de la spirale en présence d'un réflecteur fini de type CEP. Nous utilisons pour cela l'antenne modulable présentée au paragraphe IV-3.1 du chapitre IV.

V-3.1 Configuration Va

Cette configuration, nommée Va, est décrite sur la figure V.24. Les éléments composant l'antenne : la spirale, le balun et la cavité sont inchangés. A la différence des configurations V03, V04 et V10, Va ne possède pas de SHI : la face supérieure du substrat est totalement démétallisée. Nous comparons ces performances à celles de l'antenne sur cavité absorbante (Réf.).

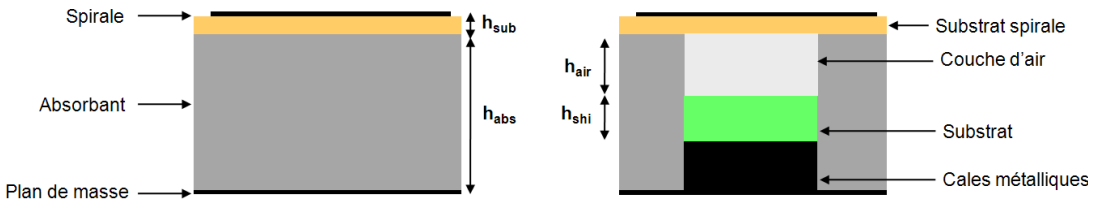


Figure V.24 – Plan en coupe de l'antenne : Réf. et Va

V-3.2 Diagramme de phase

La figure V.25 montre le diagramme de phase de la configuration Va obtenu avec CST MWS. La fréquence de non déphasage est $f_0 = 4.95GHz$ et la bande correspondante à la variation $-120^\circ < \angle\Gamma < +120^\circ$ s'étend de f=2GHz à $f > 6GHz$.

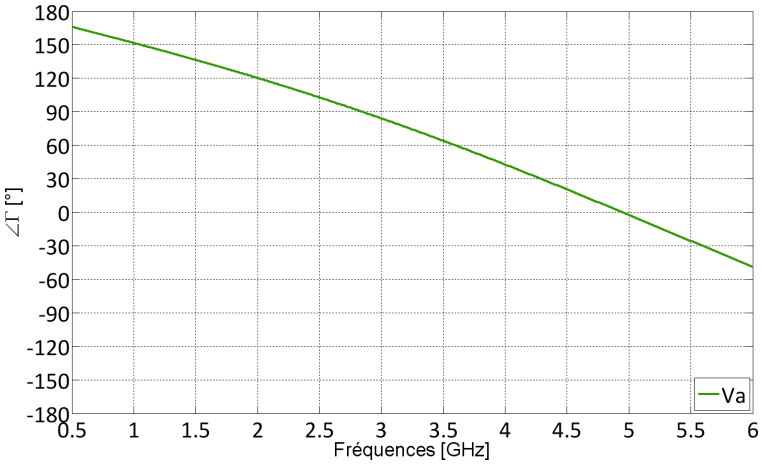


Figure V.25 – Diagramme de phase : configuration Va

V-3.3 Adaptation de l'antenne

Les courbes de mesure (Réf. et Va) et de simulation (Va CST MWS) du module du coefficient de réflexion en entrée sont représentées sur la figure V.26.

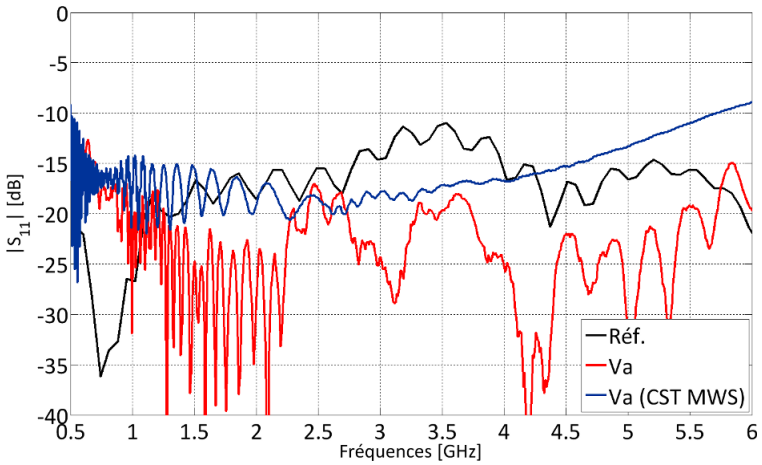


Figure V.26 – Adaptation de la spirale : configuration Va

L'antenne Va est adaptée de 0.5GHz à 6GHz. La différence observée en haut de bande entre la mesure et CST MWS provient de la modélisation. Le balun n'est pas pris en compte dans la simulation.

V-3.4 Gain de l'antenne

La figure V.27 et la figure V.28 donnent l'évolution fréquentielle, en mesure et en simulation, du gain axial de Va pour les polarisations principale et croisée.

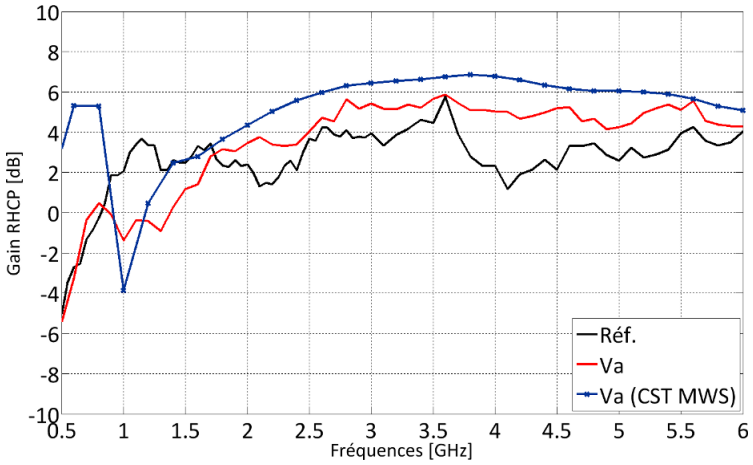


Figure V.27 – Gain de la spirale : configuration Va

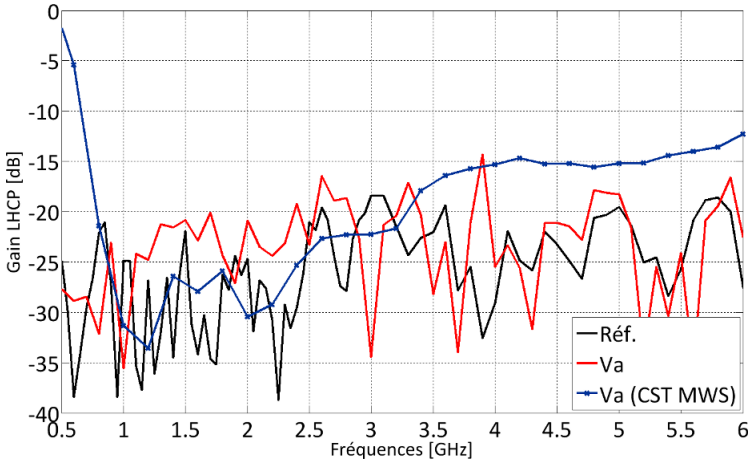


Figure V.28 – Niveau de la polarisation croisée de la spirale : configuration Va

Le gain de Va est supérieur à celui de Réf. dans une bande de fréquences comprise entre f=1.75GHz et f>6GHz supérieur à 3.43 :1. La différence de gain moyenne est de 1.5dB. Le niveau de polarisation croisée n'est pas dégradé.

Si l'on compare la figure V.25 et la figure V.27, nous remarquons à nouveau le lien entre la bande de fréquences pour laquelle le gain relatif $\Delta G > 0$ et celle où $\angle\Gamma = \pm 120^{\circ}$.

Nous notons un bon accord entre la simulation et la mesure entre 0.8GHz et 6GHz. La polarisation principale fait apparaître un écart moyen de 1dB. Pour les fréquences inférieures à 0.8GHz, nous notons que les résultats de simulation ne convergent pas vers ceux issus des mesures. Les différences de niveaux sont d'autant plus importantes que la fréquence est basse notamment sur la polarisation croisée. En mesure, son niveau est voisin de -27dB contre -5.5dB en simulation. Le comportement de l'antenne, en simulation, entre 0.5GHz et 0.8GHz n'est donc pas représentatif de la réalité. L'analyse de ces résultats permet de mieux apprécier les résultats de simulation des paragraphes V-1.1.3 et V-1.2.3.

En pratique, la fréquence minimale de fonctionnement d'une spirale est égale au rapport $c/(\Phi_{ext}.\pi)$ où c est la célérité de la lumière dans le vide et Φ_{ext} le diamètre externe de la spirale. Excepté pour le cas de la spirale en espace libre, Φ_{ext} doit être surdimensionné pour que le comportement de la spirale soit bien établi à la fréquence minimale de fonctionnement désirée. Les interactions entre l'extrémité du réflecteur et la spirale sont ainsi mieux pris en compte.
Soit f'_{min} la fréquence à partir de laquelle le comportement de l'antenne en simulation converge vers celui observé en mesure. Celle-ci est proportionnelle au diamètre de la spirale Φ_{ext} comme l'indique le tableau V.4.

Φ_{ext} [mm]	f'_{min} [GHz]	Temps de calcul [h]
200	1.4GHz	1
300	1GHz	4
400	0.8GHz	10

Table V.4 – Modélisation de la spirale : relation entre Φ_{ext} et f'_{min}

Ici, nous avons considéré $\Phi_{ext} = \lambda_{0.25GHz}/\pi$. Les résultats de simulation ne concordent avec les mesures qu'à partir de la fréquence $f'_{min} = 0.8GHz$ (temps de simulation : environ 10h00). Diminuer la valeur de f'_{min} revient à augmenter Φ_{ext}. Or plus le diamètre de la spirale est important, plus le temps de calcul augmente exponentiellement. Le choix de la valeur de Φ_{ext} est donc dicté par un compromis entre la précision des résultats aux fréquences basses et le temps de calcul.

V-3.5 Rayonnement de l'antenne

La cartographie des diagrammes mesurés de Va est donnée par la figure V.29. L'antenne reste directive et ne dépointe pas.

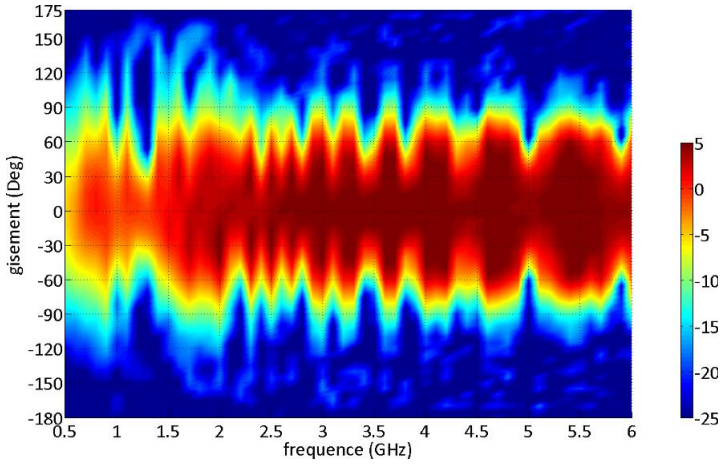


Figure V.29 – Cartographie des diagrammes en azimut : Va

V-4 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons introduit le concept de réflecteur hybride. Chacun des réflecteurs CMP et CEP possède des propriétés exploitables en basse fréquence pour le premier et aux fréquences hautes le second. Nous avons mené l'étude d'une spirale d'Archimède placée sur un réflecteur fini pour $|Z_s| = 0\Omega$ et $|Z_s| = 10^{10}\Omega$.

En associant ces deux valeurs au sein d'une même surface, il est possible d'obtenir un gain relatif positif dans une bande de fréquences supérieure à l'octave. Cette bande peut être étendue à la décade en insérant des anneaux présentant des valeurs de $|Z_s|$ graduelles. Le nombre de ces anneaux doit être suffisamment important pour que cette transition soit la plus représentative de la variation de $\angle\Gamma$. La conception de cette transition est complexe et fait l'objet d'une étude qui vient de débuter.

Enfin, nous avons validé l'utilisation d'une surface CEP pour les fréquences hautes. L'antenne fonctionne correctement de 0.5GHz à 6GHz (12 :1), son gain est supérieur à l'antenne de référence de 1.75GHz à 6GHz (3.43 : 1). Son épaisseur est égale à $11.835mm$ soit $\lambda_0/14.5$ à 1.75GHz ou $\lambda_0/51$ à 0.5GHz.

Les travaux du réflecteur s'inscrivent dans la méthodologie établie au chapitre IV. Cette étude montre qu'en contrôlant localement les propriétés de l'impédance de surface, il est possible de concevoir des antennes large bande, très efficaces et de très faible épaisseur.

Bibliographie

[1] M. Grelier, S. Mallegol, M. Jousset, and X. Begaud, "Réflecteur d'antenne large bande pour une antenne filaire plane a polarisation circulaire et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne," *Brevet N°INPI : FR 1003 900*, déposé le 01.10.10. 91

[2] C. Liu, Y. Lu, C. Du, J. Cui, and X. Shen, "The broadband spiral antenna design based on hybrid backed-cavity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 1876–1882, jun. 2010. 17, 18, 97, 111, 113

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont consacrés à la réduction de l'épaisseur des antennes large bande et efficaces. Dans le premier chapitre deux géométries d'antenne très large bande ont été étudiées : la spirale équiangulaire puis la spirale d'Archimède. La première est une antenne dite « indépendante de la fréquence », la seconde ne l'est pas d'un point de vue mathématique mais elle possède des caractéristiques stables sur une très large bande de fréquences. Le choix de l'élément rayonnant s'est porté vers la spirale d'Archimède dont la surface est plus petite que la spirale équiangulaire facilitant ainsi son étude (simulations et réalisations).
Nous avons ensuite présenté les méthodes numériques utilisées par les outils de simulation dont nous disposons : CST MWS, CST MS, ANSOFT HFSS et ADS Momentum. Ces derniers sont basés sur des méthodes temporelles et fréquentielles. Compte tenu du caractère large bande de l'antenne, CST MWS et CST MS ont été les principaux outils employés dans mes travaux.
A l'aide de la notion d'impédance de surface, nous avons dressé les avantages et les inconvénients de différents plans réflecteurs : cavité absorbante, réflecteur métallique et réflecteur magnétique. Ce dernier répond à nos besoins mais n'existe pas à l'état naturel. Par conséquent, nos travaux se sont orientés vers les matériaux « artificiels », de la famille des CMA et des BIE, permettant la réalisation pratique de réflecteur magnétique. Cependant il s'agit de structures résonnantes, la bande fréquences de fonctionnement de ces matériaux est donc limitée en fréquence. Nous avons donc comparé les performances des différents réflecteurs d'antenne large bande à base de matériaux artificiels existant dans la littérature. L'état de l'art montre qu'il existe un compromis entre largeur de bande, compacité et efficacité.

Le second chapitre décrit les méthodes analytiques, numériques et expérimentales modélisant et caractérisant les matériaux artificiels. Nous présentons pour ces trois types de méthode le calcul du diagramme de phase, relatif au caractère CMA, et le calcul du diagramme de bande, relatif au caractère BIE.
Un modèle 1D semi-analytique a été développé et validé à l'aide de la technique de ligne suspendue pour déterminer la bande interdite. L'ensemble de ces outils étant fonctionnel, ils sont ensuite intégrés dans la méthodologie de conception du réflecteur d'antenne.

Le troisième chapitre étudie le fonctionnement de la spirale d'Archimède en espace libre puis en présence de différents types de réflecteurs théoriques : conducteur électrique parfait et conducteur magnétique parfait. L'un des objectifs étant de réduire l'épaisseur des antennes, nous étudions deux configurations : $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ et $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ entre 0.5GHz et 10GHz (où h_t est la hauteur totale de l'antenne et λ la longueur d'onde dans le milieu). Les résultats de cette étude nous ont permis de dégager les avantages et les inconvénients de chaque réflecteur.
Nous avons montré qu'il est possible de relier le fonctionnement de l'antenne au diagramme

de phase et présenté une approche originale pour localiser les anneaux de rayonnement de la spirale. Ces résultats sont intégrés dans la méthodologie présentée au chapitre IV pour concevoir un réflecteur qui s'adapte au fonctionnement en champ proche de l'élément rayonnant.

Le quatrième chapitre introduit une méthodologie pour dimensionner les structures CMA et optimiser leurs performances : fréquence de non déphasage, bande de fréquences de fonctionnement relative, compacité relative et épaisseur relative. Celle-ci est basée sur une analyse paramétrique. Elle permet de guider le concepteur vers les choix les plus judicieux en prenant en compte les différents compromis.
Cette méthodologie est ensuite intégrée dans une autre plus générale visant à concevoir des antennes large bande, de faible épaisseur et efficaces d'un point de vue de leur rayonnement. Le principe consiste à adapter la géométrie du réflecteur, CMA ou BIE, à l'élément rayonnant de manière à restituer son fonctionnement large bande intrinsèque. La première étape consiste à identifier et caractériser le champ proche en fonction de la fréquence. La seconde étape a pour but d'adapter la géométrie des motifs élémentaires du réflecteur à la zone de rayonnement en champ proche. La troisième étape consiste, à partir des motifs élémentaires ainsi dimensionnés et conformés, à construire un diagramme de phase large bande. Enfin la dernière étape a pour objectif d'agencer ces différents motifs pour reproduire le comportement établi dans l'étape précédente.
Une antenne modulable a été réalisée pour comparer les performances d'une antenne de référence dont la cavité est purement absorbante puis d'antennes dont la cavité est composée de réflecteurs CMA et BIE (configurations cartésienne et radiale). La campagne de mesures nous a permis de valider les premières étapes de cette procédure, avec une configuration radiale, ainsi que nos outils de simulation. Nous avons mis en évidence la non nécessité d'utiliser des vias et démontré l'intérêt industriel d'employer cette technologie de type CI par rapport à la solution faisant appel à de l'absorbant.
Au final, l'antenne est adaptée sur la décade, le gain est supérieur à celui de l'antenne de référence sur plus d'une octave (1.65GHz - 3.8GHz) et la polarisation croisée n'est pas dégradée contrairement aux configurations cartésiennes. Les diagrammes de rayonnement sont stables. L'antenne présente une épaisseur de 11.835mm soit $\lambda_0/15$ à 1.65GHz (fréquence minimale de la bande SHI).

Le cinquième chapitre présente les travaux sur un réflecteur hybride résultant des travaux sur les conducteurs électriques et magnétiques. En utilisant une spirale d'Archimède, nous montrons qu'ils possèdent des propriétés exploitables en basse fréquence pour le conducteur magnétique et aux fréquences hautes pour le conducteur électrique.
Ces deux types de conducteurs sont associés afin d'étendre la bande de fonctionnement de l'antenne. En simulation, nous obtenons une bande d'adaptation supérieure à la décade, une très faible épaisseur : $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ et un gain relatif de 3dB en moyenne de 0.5GHz à 3.4GHz puis de 4.2GHz à 10GHz. Ce gain relatif représente la différence de gain entre une spirale associée à un réflecteur, ici conducteur électrique ou magnétique, et une spirale en espace libre. Nous avons mis en évidence que la jonction entre les deux conducteurs devait être progressive afin d'étendre cette dernière bande à la décade.
Enfin, nous avons vérifié en mesure le fonctionnement aux fréquences hautes de la spirale sur conducteur électrique. L'antenne est adaptée de 0.5GHz à 6GHz (12 :1), son gain est supérieur à l'antenne de référence de 1.75GHz à 6GHz (>3.43 :1). Son épaisseur est égale à 11.835mm

soit $\lambda_0/14.5$ à 1.75GHz ou $\lambda_0/51$ à 0.5GHz.

A partir de ces résultats, plusieurs axes de travail se dégagent.
Concernant la réalisation d'antennes large bande, de faible épaisseur et efficaces, nous avons développé les outils de conception et posé les équations associées. La prochaine étape consiste à l'appliquer en augmentant le nombre de rangées de motifs.
Concernant le réflecteur hybride, les campagnes de mesures ont démontré l'intérêt des réflecteurs CMA (configuration radiale) et CEP. L'étape suivante sera d'associer les deux, en pratique, pour vérifier que la transition entre ces deux conducteurs s'opère convenablement. Il s'agit donc de la mise en œuvre technologique du réflecteur.
Une autre perspective serait d'appliquer cette méthodologie à d'autres types d'élément rayonnant comme l'antenne sinueuse à double polarisation linéaire. Il serait également envisageable d'utiliser des matériaux magnéto-diélectriques offrant des propriétés intéressantes aux fréquences basses.

Publications personnelles

Revues internationales avec comité de lecture :

M. Grelier, M. Jousset, S. Mallegol, A.C. Lepage and X. Begaud, "Wideband QAMC reflector's antenna for low profile applications," *Special issue of the Journal of Applied Physics A*, papier accepté.

M. Grelier, F. Linot, A.C. Lepage, X. Begaud, M. Soiron and J.M. LeMener, "Analytical methods for AMC and EBG characterisations," *Special issue of the Journal of Applied Physics A*, papier accepté.

Brevets :

M. Grelier, S. Mallegol, M. Jousset, A.C. Lepage et X. Begaud, "Dispositif d'antenne comportant une antenne filaire plane et un réflecteur d'antenne large bande et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne," *N° INPI : FR 1000 943*, déposé le 09.03.10.

M. Grelier, S. Mallegol, M. Jousset et X. Begaud, "Réflecteur d'antenne large bande pour une antenne filaire plane a polarisation circulaire et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne," *N° INPI : FR 1003 900*, déposé le 01.10.10.

Colloques internationaux avec comités de lecture :

M. Grelier, X. Begaud, L. Schreider and J.M. LeMener, "Loaded Electromagnetic Band Gap Reflector With a Thin Film Resistor," *META'08, NATO Advanced Research Workshop on Metamaterials for Secure Information and Communication Technologies*, Marrakesh, Morocco, pp 411–416, 7–10 May, 2008.

M. Grelier, A.C. Lepage, X. Begaud and J.M. LeMener, "A simple mixed analytical-numerical method for modelling and design planar periodic structures," *METAMATERIALS 2009, 3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, London, United Kingdom, pp 798-800, 30 August–4 September 2009.

M. Grelier, M. Jousset, S. Mallegol, A.C. Lepage and X. Begaud, "Wideband QAMC reflector's antenna for low profile applications," *META'10, 2nd International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Cairo, Egypt, pp. 505–509, 22–25 February 2010.

M. Grelier, F. Linot, A.C. Lepage, X. Begaud, M. Soiron and J.M. LeMener, "Analytical methods for AMC and EBG characterisations," *META'10, 2nd International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Cairo, Egypt, pp. 221–224, 22–25 February 2010.

Colloque national avec comité de lecture :

C. Djoma, M. Grelier, X. Begaud, A.C. Lepage, S. Mallegol et M. Jousset, "Méthode de Dimensionnement d'une Surface Haute Impédance compacte," $17^{ièmes}$ *Journées Nationales Microondes*, Brest, Mai 2011, papier accepté.

Séminaires :

European School of Antennas, "Artificial EBG surfaces and metamaterials for antennas", du 29.10.07 au 02.11.07 à Göteborg, Suède.

GDR Ondes : Groupe Antennes Réseaux TLB, "Antenne large bande placée sur une structure BIE", présentation orale, à Paris le 08.11.07.

Formation de l'EDITE, "Brevet et propriété intellectuelle", à Paris le 14.02.08.

Formation de l'Institut Doctoral de ParisTech, "Docteur pour l'Entreprise", à Paris du 14.04.08 au 27.06.08.

Conférence SEE, "Journées antennes non standard", du 20.01.09 au 21.01.09.

GDR Ondes : Groupe Antennes Réseaux TLB, "Caractérisation de surface hautes impédances", présentation orale, à Paris le 12.02.09.

Workshop CST, "Métamatériaux : Application à la miniaturisation d'antennes à très large bande passante", présentation orale, à Massy le 02.06.09.

Journée thématique sur les antennes large bande, Rennes, le 02.07.09.

Liste des figures

I.1 Spirale logarithmique et son complémentaire . . . 4
I.2 Géométrie de la spirale d'Archimède deux brins . . . 5
I.3 Fonctionnement de la spirale d'Archimède à deux brins . . . 6
I.4 Modes de rayonnement de la spirale d'Archimède à deux brins . . . 6
I.5 Principe de la FIT . . . 7
I.6 Schéma de principe de la TLM . . . 8
I.7 Cellule de maillage de la FEM . . . 9
I.8 Sources de courant initiales et images à proximité d'un CEP et d'un CMP . . . 11
I.9 Interférences destructives et constructives dans le cas d'un CEP . . . 12
I.10 Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [24] (a) et élément rayonnant en présence d'un CMA (b) . . . 14
I.11 Tracé du diagramme de bande [24] . . . 15
I.12 Structure champignon de [24] . . . 15
I.13 Réalisation d'un CMA . . . 16
I.14 Rupture de périodicité dans les structures CMA/BIE : [35], [41] et [42] . . . 17
I.15 Utilisation de composants discrets dans les structures CMA/BIE . . . 19
I.16 Utilisation de matériaux absorbants . . . 20

II.1 Paramètres de la structure champignon et modèle LC associé . . . 26
II.2 Surface illuminée par une onde polarisée TM et TE . . . 27
II.3 Diagramme de dispersion obtenu par [2] . . . 29
II.4 Modèles de Rahman [7] et de Clavijo [8] . . . 30
II.5 Modèle d'Eleftheriades [10] : cellule élémentaire à gauche et réseau en té à droite 30
II.6 Schéma de principe pour le calcul numérique du diagramme de phase [13] . . . 31
II.7 Méthode à deux cornets [2] et méthode « simulateur » guide d'onde [19] . . . 32
II.8 Schéma [22] et photographie [21] du dispositif bi-statique . . . 33
II.9 Utilisation de cornets . . . 34
II.10 Mesure des ondes de surface : mode TE et TM [23] . . . 34
II.11 Technique de la ligne suspendue : schéma (a) et mesure du module du coefficient de transmission (b) . . . 34
II.12 Configuration de la SHI étudiée . . . 35
II.13 Circuit équivalent de la structure chargée périodiquement . . . 35
II.14 Circuit équivalent de la structure chargée périodiquement . . . 37
II.15 Détermination de la valeur de C_g . . . 38
II.16 Technique de la ligne suspendue . . . 38
II.17 Comparaison des résultats : approche analytique et expérimentale . . . 39
II.18 Répartition des champs électromagnétiques : dans une ligne micro-ruban (a) et de l'onde incidente lors du calcul du diagramme de phase (b) . . . 39
II.19 Relation entre le caractère BIE et CMA . . . 40

III.1 Géométrie de la spirale . . . 46
III.2 Adaptation de la spirale en espace libre . . . 47
III.3 Gain réalisé de la spirale en espace libre . . . 48
III.4 Niveau de la polarisation croisée de la spirale en espace libre . . . 48
III.5 Cartographie : diagrammes de rayonnement en azimut . . . 49
III.6 Cartographie : diagrammes de rayonnement en site . . . 49
III.7 Distribution du courant sur la spirale en espace libre à f=2.5GHz . . . 50
III.8 Densité d'énergie électrique à f=2.5GHz : coupe dans le plan xOy . . . 50
III.9 Densité d'énergie électrique à f=2.5GHz en fonction de z . . . 51
III.10 Diagramme de phase analytique : cas du CEP . . . 52
III.11 Adaptation de la spirale : réflecteur CEP infini . . . 52
III.12 Gain de la spirale : réflecteur CEP infini . . . 53
III.13 Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur CEP infini . . . 53
III.14 Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/10$: réflecteur CEP infini . . . 54
III.15 Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/25$: réflecteur CEP infini . . . 54
III.16 Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=2.5GHz . . . 55
III.17 Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=5GHz . . . 56
III.18 Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=6.25GHz . . . 56
III.19 Diagramme de phase analytique : cas du CMP . . . 57
III.20 Adaptation de la spirale : réflecteur CMP infini . . . 58
III.21 Gain de la spirale : réflecteur CMP infini . . . 58
III.22 Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur CMP infini . . . 59
III.23 Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/10$: réflecteur CMP infini . . . 59
III.24 Cartographie des diagrammes en azimut pour $h_t = \lambda_{1GHz}/25$: réflecteur CMP infini . . . 60
III.25 Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=2.5GHz . . . 60
III.26 Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=5GHz . . . 61
III.27 Comparaison de la densité d'énergie électrique à f=6.25GHz . . . 61

IV.1 Configuration de la SHI étudiée . . . 66
IV.2 Evolution de $\Delta f/f_0$ et de λ_m/P pour $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 2$ . . . 67
IV.3 Evolution de $\Delta f/f_0$ et de λ_m/P pour $h = 2mm$ et $\varepsilon_r = 8$ . . . 68
IV.4 Evolution de $\Delta f/f_0$ et de λ_m/P pour $h = 4mm$ et $\varepsilon_r = 2$ . . . 68
IV.5 Conception d'un réflecteur « large bande » : cas de la spirale d'Archimède . . . 70
IV.6 Recouvrement des bandes CMA . . . 71
IV.7 Organigramme pour la construction des rangées adjacentes . . . 72
IV.8 Photographie du balun (a) et module du coefficient de réflexion du balun chargé (b) . . . 73
IV.9 Plan en coupe de l'antenne . . . 74
IV.10 Photographies de l'antenne . . . 74
IV.11 Diagramme de phase : simulation CST MWS . . . 75
IV.12 Photographies de la cavité : configuration V04 . . . 75
IV.13 Adaptation : comparaison entre Réf., V03 et V04 . . . 76
IV.14 Polarisation principale : comparaison entre Réf., V03 et V04 . . . 76

IV.15Polarisation croisée : comparaison entre Réf., V03 et V04 77
IV.16Cartographie des diagrammes en azimut : Réf. 78
IV.17Cartographie des diagrammes en azimut : V03 78
IV.18Cartographie des diagrammes en azimut : V04 78
IV.19Photographies des configurations V03 et V10 79
IV.20Adaptation : comparaison entre Réf. et V10 79
IV.21Polarisation principale : comparaison entre Réf. et V10 80
IV.22Polarisation croisée : comparaison entre Réf. et V10 80
IV.23Cartographie des diagrammes en azimut : V10 81

V.1 Spirale au dessus d'une surface $|Z_s| = 0\Omega$ et $|Z_s| = 10^{10}\Omega$ 86
V.2 Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ 87
V.3 Adaptation de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ 87
V.4 Gain de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ 88
V.5 Niveau de la polarisation croisée de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ . . 88
V.6 Diagramme de phase analytique : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ 89
V.7 Adaptation de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ 90
V.8 Gain de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ 90
V.9 Niveau de la polarisation croisée de la spirale : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ . . 91
V.10 Schéma du réflecteur hybride n°1 : vue de dessus (a) et vue en coupe (b) 92
V.11 Adaptation de la spirale : réflecteur hybride n°1 92
V.12 Gain de la spirale : réflecteur hybride n°1 93
V.13 Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur hybride n°1 93
V.14 Schéma du réflecteur hybride n°2 94
V.15 Evolution du module de l'impédance de surface en fonction de la fréquence . . 94
V.16 Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence . . 95
V.17 Adaptation de la spirale : réflecteur hybride n°2 96
V.18 Gain de la spirale : réflecteur hybride n°2 96
V.19 Niveau de la polarisation croisée de la spirale : réflecteur hybride n°2 96
V.20 Gain de la spirale sur réflecteur hybride de [2] 97
V.21 Diagrammes de rayonnement à f=2GHz 98
V.22 Diagrammes de rayonnement à f=3.8GHz 98
V.23 Diagrammes de rayonnement à f=6GHz 98
V.24 Plan en coupe de l'antenne : Réf. et Va 99
V.25 Diagramme de phase : configuration Va 100
V.26 Adaptation de la spirale : configuration Va 100
V.27 Gain de la spirale : configuration Va 101
V.28 Niveau de la polarisation croisée de la spirale : configuration Va 101
V.29 Cartographie des diagrammes en azimut : Va 102

Liste des tableaux

I.1 Rupture de la périodicité : comparaison des performances 18
I.2 Utilisation de composants discrets : comparaison des performances 19
I.3 Utilisation de matériaux absorbants : comparaison des performances 20

II.1 Comparaison des résultats fournis par les différentes analyses 40

V.1 Synthèse des résultats : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/10$ 89
V.2 Synthèse des résultats : configuration $h_t = \lambda_{1GHz}/25$ 91
V.3 Réflecteur hybride n°2 : anneaux de transition 95
V.4 Modélisation de la spirale : relation entre Φ_{ext} et f'_{min} 102

Résumé

Dans le domaine de la guerre électronique, la maîtrise du spectre électromagnétique est primordiale. Les antennes doivent donc posséder une couverture fréquentielle extrêmement large. Leur bande de fréquences de fonctionnement peut dépasser la décade, *i.e.* un rapport 10 entre fréquences haute et basse. De plus, la fréquence basse peut être voisine de la centaine de MHz augmentant de ce fait l'encombrement de l'antenne dans le sens de l'épaisseur. L'intégration d'antenne bande basse sur porteur constitue donc un enjeu majeur.

Les antennes classiques dédiées a la guerre électronique font habituellement appel a des antennes dites « indépendantes de la fréquence » chargées par une cavité absorbante. Les travaux présentés dans ce manuscrit ont pour but de supprimer les absorbants présents dans les antennes pour à la fois augmenter leur efficacité et réduire leur épaisseur.

Nos recherches se sont orientés vers les matériaux dits « artificiels », les conducteurs magnétiques artificiels (CMA) et des matériaux à bandes interdites électromagnétiques (BIE), permettant la réalisation pratique de réflecteur magnétique.

Apres un état de l'art sur les méthodes analytiques, numériques et expérimentales, nous étudions le comportement de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre puis en présence de réflecteurs théoriques : conducteur électrique parfait et conducteur magnétique parfait.

Nous avons proposé et validé expérimentalement une méthodologie innovante pour la conception d'antenne large bande faible épaisseur.

Enfin, nous avons présenté un réflecteur hybride exploitant les propriétés des conducteurs électriques et magnétiques afin d'étendre la bande de fréquences des antennes.

Abstract

In the field of electronic warfare, control of the electromagnetic spectrum is essential. Antennas must have an extremely broad frequency coverage. Their frequency band of operation may exceed the decade, *i.e.* a ratio of 10 between high and low frequencies. In addition, the low frequency can be close to a hundred MHz thereby increasing the size of the antenna in the direction of thickness. The integration of low-band antenna is a major challenge.

Frequency independent antennas loaded by a cavity absorbent are conventional antennas dedicated to electronic warfare commonly used. The work presented in this manuscript are intended to remove the absorbent present in antennas to increase efficiency and reduce their thickness.

Our research was oriented towards artificial materials, such as artificial magnetic conductor (AMC) and electromagnetic band gap materials (EBG), enabling the practical realization of magnetic reflector.

After a state of the art of analytical, numerical and experimental methods, we study the behavior of an archimedean spiral antenna in free space and then with two types of theoretical reflectors : perfect electric conductor (PEC) and perfect magnetic conductor (PMC).

We proposed and experimentally validated an innovative methodology to design a wideband and low profile antenna.

Finally, we presented a hybrid reflector composed of electrical and magnetic conductors. These two types of conductors are combined to extend the operating bandwidth of the antenna. Using an archimedean spiral, we show that antenna have exploitable properties at low and high frequency.