



HAL
open science

Matériaux composites pour antenne miniature intégrée

François Grange

► **To cite this version:**

François Grange. Matériaux composites pour antenne miniature intégrée. Matière Condensée [cond-mat]. Université Rennes 1, 2010. Français. NNT: . tel-00601825

HAL Id: tel-00601825

<https://theses.hal.science/tel-00601825>

Submitted on 20 Jun 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.



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

pour le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1

Mention : Traitement du signal et Télécommunications

Ecole doctorale MATISSE

présentée par

François Grange

préparée à l'unité de recherche IETR (UMR 6164)
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
UFR Sciences et Propriétés de la Matière et au CEA-LETI

**Matériaux
composites pour
antenne miniature
intégrée**

**Thèse soutenue à Grenoble,
le 23 novembre 2010**

devant le jury composé de :

Valérie VIGNERAS Professeur à l'Université Bordeaux 1- IMS	<i>rapporteur</i>
Xavier BEGAUD Maître de Conférences - HDR à TELECOM - ParisTech	<i>rapporteur</i>
Anne-Claude TAROT Maître de Conférences à l'Université de Rennes 1- IETR	<i>examinatrice</i>
Pierre SABOUROUX Maître de Conférences - HDR à l'Université de Provence	<i>examineur</i>
Bruno SAUVIAC Professeur à l'Université Jean Monnet – DIOM	<i>examineur</i>
Bernard VIALA Ingénieur - CEA-LETI - HDR à l'Université de Grenoble	<i>examineur</i>
Christophe DELAVEAUD Ingénieur -CEA-LETI - HDR à l'Université de Grenoble	<i>encadrant de thèse</i>
Kouroch MAHDJOUBI Professeur à l'Université de Rennes 1 – IETR	<i>directeur de thèse</i>

Tout ce que je sais, c'est que je ne sais rien,
Socrate

Je suis heureux de pouvoir exprimer ici mes remerciements très sincères à Monsieur le Professeur Kouroch MAHDJOUBI qui a accepté de prendre la direction de mes travaux et ce malgré la distance qui sépare Grenoble de Rennes. Les nombreuses discussions et réflexions menées ensemble furent très instructives et fort enrichissantes.

Je suis infiniment reconnaissant à Monsieur Christophe Delaveaud du CEA-LETI de Grenoble de m'avoir, trois ans auparavant, accordé sa confiance en m'offrant l'opportunité de mener ce sujet de recherche. Toujours à l'écoute, disponible et stimulant, il m'a fait profiter de sa grande expérience et de ses connaissances dans le domaine des antennes à travers ses conseils et ses encouragements dispensés sans parcimonie aucune.

Je remercie également Madame et Monsieur les Professeurs Valérie VIGNERAS et Xavier BEGAUD qui ont accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Que Madame Anne-Claude TAROT, Maître de Conférence à l'Université de Rennes 1, trouve toute ma reconnaissance pour l'aide et le soutien constant qu'elle m'a prodigués durant ces trois années.

Toute ma gratitude va également à Monsieur le Professeur Bruno SAUVIAC, qui m'a fait l'honneur d'être président du Jury.

Je remercie aussi Pierre SABOUROUX, Maître de Conférence et HDR de l'Université de Provence, d'avoir bien voulu examiner ma thèse, lui qui a su déclencher chez moi ce goût pour les antennes durant mes premières années d'études d'ingénieur.

J'exprime à Monsieur Bernard VIALA du CEA Grenoble, membre du Jury, ma reconnaissance pour avoir activement contribué à cette étude tout au long des trois années. Grâce à la pédagogie dont il a fait preuve à mon égard et au temps qu'il m'a consacré, j'ai pu appréhender un nouveau domaine d'étude. Son implication dans la collaboration entre les laboratoires SPINTEC et LADESS à travers un projet CARNOT, a permis l'émergence d'un sujet au fort caractère pluridisciplinaire.

Que tous les chercheurs du laboratoire LADESS, en particulier Lionel RUDANT, Serge BORRIES, Raffaele D'ERRICO, Gwenn LEFUR, Olivier RONCIERE, Christophe LACH, Sarah SUFYAR, Maxime ROBIN, Antonio CLEMENTE, Kawtar BELKADEM, Romain SIRAGUSA soient remerciés pour leur bonne humeur et leur soutien permanent. J'espère que Lionel et Raffaele sauront continuer à entretenir le dynamisme de l'équipe et susciter des vocations parmi les nombreux apprentis qui passeront entre leurs mains.

Merci à Laurent LOMBARD pour avoir répondu avec tant de patience à mes nombreuses questions. Je remercie vivement Julien KEIGNART qui m'a fourni les moyens logiciels afin de mener mes travaux en toute quiétude. Toute ma reconnaissance va à tous les membres de l'équipe, permanents ou non, qui ont su m'entourer et m'encourager généreusement.

Je tiens tout particulièrement à remercier Marie, celle qui depuis de nombreuses années m'a toujours tiré vers le haut, celle qui m'a permis d'acquérir la confiance en soi nécessaire à l'accomplissement d'une telle expérience et bien sur celle sans qui je n'aurais jamais pu en arriver là.

Enfin, je voudrais exprimer toute ma gratitude à ma famille et à mes amis qui ont partagé les moments de difficultés et surtout de joies. Que mon père et ma mère trouvent dans mon travail le fruit de leur éducation, de leur dévouement et de leurs sacrifices.

Table des matières

Introduction générale	1
Contexte de l'étude : intégration d'antennes électriquement petites	1
Problématique : quels matériaux pour quelles antennes ?	2
Organisation du manuscrit	3
1 État de l'art	5
1.1 Inventaire des techniques de miniaturisation	5
1.1.1 Introduction	5
1.1.2 Limites théoriques	6
1.1.3 Techniques classiques	8
1.1.3.1 Introduction de court-circuit	8
1.1.3.2 Utilisation d'éléments localisés	9
1.1.3.3 Modification de la géométrie	10
1.1.3.4 Utilisation de substrats diélectriques	11
1.1.3.5 Utilisation de substrats magnétiques	14
1.1.4 Techniques innovantes	16
1.1.4.1 Introduction aux métamatériaux	16
1.1.4.2 Utilisation de matériaux magnéto-diélectriques	17
1.1.4.3 Utilisation de matériaux magnétiques artificiels	21
1.1.4.4 Utilisation de surfaces haute impédance	24
1.1.5 Conclusion	28
1.2 Les matériaux magnéto-diélectriques pour applications radiofréquences	30
1.2.1 Introduction	30
1.2.2 Rappels en magnétisme	30
1.2.2.1 Origine du magnétisme et classification	30
1.2.2.2 Généralités	34
1.2.2.3 Dynamique de l'aimantation	36
1.2.3 Etat de l'art des matériaux magnétiques hyperfréquences	38
1.2.3.1 Introduction	38
1.2.3.2 Ferrites et grenats	39
1.2.3.3 Ferromagnétiques doux en couche mince de dimension finie	40
1.2.3.4 Matériaux magnéto-diélectriques aux propriétés effectives artificielles	41
1.2.3.5 Hétérostructures en couches minces à forte perméabilité	42

1.3	État de l'art des surfaces à haute impédance en contexte antennaire	45
1.3.1	Introduction	45
1.3.2	Les différents types de SHI	47
1.3.2.1	Les mushrooms	47
1.3.2.2	Les réseaux périodiques planaires	48
1.3.3	Les champs d'applications	51
1.3.3.1	Substrat pour l'amélioration des performances d'antenne	51
1.3.3.2	Substrat pour la réduction du couplage	52
1.3.3.3	Substrat pour antennes plaquées sur un plan métallique	53
2	Optimisation interaction onde/matière pour applications RF et couches minces	55
2.1	Introduction	55
2.2	Modélisation de paramètres radioélectriques effectifs	56
2.2.1	Méthode AEMT	56
2.2.1.1	Validation numérique	57
2.2.2	Contribution	59
2.2.2.1	Méthode proposée	59
2.2.2.2	Présentation des résultats	60
2.2.3	Conclusion	69
2.3	Etude de lignes de transmission	70
2.3.1	Introduction	70
2.3.2	Les lignes coplanaires	72
2.3.3	Les lignes microruban	73
2.3.4	Conclusion	76
2.4	Etude de topologies d'antennes appropriées	77
2.4.1	Introduction et justification du choix de la structure étudiée	77
2.4.2	Analyse de l'influence du matériau magnéto-diélectrique sur une antenne microruban imprimée	78
2.4.2.1	Limites et objectifs	78
2.4.2.2	Etude de l'impact de la perméabilité par simulation électromagnétique	80
2.4.2.3	Modélisation analytique	81
2.4.2.4	Caractérisation expérimentale	92
2.4.2.5	Interprétation des résultats	98
2.4.3	Conclusion	103
2.5	Antenne microruban sur substrat anisotrope	104
2.5.1	Introduction	104
2.5.2	Principe de fonctionnement et description du dispositif	104
2.5.3	Présentation des résultats	105
2.6	Conclusions	109

3	Analyse de surfaces périodiques planaires multicouches réfléchissantes	111
3.1	Introduction aux Conducteurs Magnétiques Artificiels (AMC)	112
3.2	Analyse et caractérisation des AMC's monocouche	113
3.2.1	Introduction	113
3.2.2	Modélisation analytique d'AMC's	114
3.2.2.1	Modèle circuit de Mosallaei	114
3.2.2.2	Modèle dynamique de Tretyakov	116
3.2.3	Comparaison des modèles analytiques/numérique et caractérisation expérimentale	118
3.2.4	Conclusion	119
3.3	Miniaturisation du motif élémentaire par technique d'empilement multicouches	120
3.3.1	Introduction	120
3.3.2	Etat de l'art	120
3.3.3	Analyse et caractérisation des AMC's multicouches	121
3.3.3.1	Validation du modèle	123
3.3.3.2	Limites de validité du modèle	125
3.3.3.3	Influence du nombre de couches	126
3.3.3.4	Influence du positionnement des couches	126
3.3.4	Conclusion	128
3.4	Utilisation de matériaux magnéto-diélectriques	129
3.4.1	Introduction	129
3.4.2	Extension du modèle à la prise en compte de la perméabilité	130
3.4.2.1	Etude de l'impact de substrats épais sur une structure monocouche	130
3.4.2.2	Etude de l'impact de substrats épais sur une structure multicouches	131
3.4.2.3	Etude de l'impact de substrats couches minces	133
3.4.3	Conclusion	137
3.5	Application antennaire	139
3.5.1	Introduction	139
3.5.2	Dipôle planaire sur plan réflecteur	140
3.5.2.1	Influence d'un plan métallique sur les performances d'un dipôle	140
3.5.2.2	Comparaison entre des conducteurs électriques et magnétiques parfaits	143
3.5.3	Conception d'antennes sur AMC	144
3.5.3.1	Apport de l'AMC à l'antenne	144
3.5.3.2	Impact du nombre de motifs	145
3.5.3.3	Impact du nombre de couches	148
3.5.4	Caractérisation expérimentale	149
3.6	Conclusion	154
	Conclusion générale	155
	Bilan	155
	Perspectives	156

Annexe	159
A Méthode de caractérisation expérimentale en rayonné d'un AMC	161
B Méthode de caractérisation expérimentale en guide d'un AMC	163
C Publications de l'auteur	165
Table des figures	167
Liste des tableaux	175
Bibliographie	177

Introduction générale

Sommaire

Contexte de l'étude : intégration d'antennes électriquement petites	1
Problématique : quels matériaux pour quelles antennes ?	2
Organisation du manuscrit	3

Contexte de l'étude : intégration d'antennes électriquement petites

De nos jours, les antennes peuvent être amenées à équiper des objets usuels de toutes sortes. La diversité des applications s'étend des télécommunications (terminaux mobiles par exemple) à la médecine (application de diagnostic médical par exemple) en passant par les moyens de transport ou encore l'industrie du papier et du tissu. L'intégration d'antennes dans les systèmes revient à inclure des aériens sur/dans des dispositifs dont les dimensions peuvent, ainsi, être très variables.

Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets aux fréquences UHF est croissant. A ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et, sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants.

La multiplication des standards de communication renforce ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même terminal mobile. L'antenne est ainsi située dans un environnement relativement complexe qui va affecter ses performances, par exemple à cause des autres composants de l'objet communicant placés à proximité.

Les antennes électriquement petites, c'est-à-dire de petite taille comparée aux longueurs d'ondes de fonctionnement, font depuis de nombreuses années l'objet de nombreux travaux de développement. De multiples techniques de miniaturisation d'antenne existent, chacune soumise à des limitations physiques bien identifiées. Ainsi, les solutions actuelles résultent souvent d'un compromis entre bande passante, taille et efficacité de rayonnement situé loin des limites théoriques admises.

Compte tenu de la maturité des techniques de miniaturisation classiques, il est légitime de penser qu'une évolution significative des antennes pourrait être d'ordre technologique. En effet la recherche sur les matériaux modernes et leur assemblage permettra de faire évoluer les aspects liés, à l'encombrement ainsi qu'aux caractéristiques électriques, diélectriques et de conductivité des matériaux servant à la réalisation des antennes.

En effet, les nouvelles propriétés attractives de matériaux magnétiques naturels à forte perméa-

bilité et à faibles pertes, sur une gamme de fréquence pouvant s'étendre jusqu'à la dizaine GHz, ont d'ores et déjà ouvert une voie prometteuse aux concepteurs de composants hyperfréquences.

Une méthode de miniaturisation des éléments rayonnants, en rupture avec les précédentes, pourrait constituer à utiliser des matériaux aux propriétés physiques artificielles non disponibles naturellement. Les travaux de recherche sur ces nouveaux matériaux (souvent appelés matériaux composites structurés ou métamatériaux) se sont intensifiés ces dernières années grâce notamment aux progrès de la microélectronique permettant leur réalisation. Ces matériaux se présentent généralement sous forme de structures périodiques dont les éléments constitutifs sont très petits devant la longueur d'onde. Ils peuvent alors présenter un indice de réfraction compris entre zéro et l'unité (ultra réfraction) ou négatif (inversion de la loi de Descartes).

La voie du développement de nouveaux matériaux - qu'ils présentent des propriétés artificielles ou naturelles - demeure particulièrement intéressante même s'ils nécessitent toutefois des études adaptées pour être efficacement utilisés avec des structures antennaires. Cet axe majeur de recherche guide les travaux proposés dans cette thèse.

Problématique : quels matériaux pour quelles antennes ?

En marge des métamatériaux, des matériaux composites innovants ont récemment vu le jour. La faisabilité de matériaux magnétiques faibles pertes aux caractéristiques de perméabilité ultime, due à l'utilisation d'alliage à aimantation très élevée, est devenue réaliste. Il s'agit en l'occurrence d'hétérostructures complexes se présentant sous la forme d'empilements de couches minces magnéto-diélectriques. Leur comportement dispersif et dynamique leur confère un profil fréquentiel remarquable avec de fortes perméabilités en dessous de la résonance gyromagnétique et une perméabilité négative au dessus.

Des applications intéressantes de ces matériaux ont d'ores et déjà été démontrées en hyperfréquences, en particulier pour la miniaturisation de composants hyperfréquences .

L'utilisation de matériaux aux propriétés artificielles, dès lors dénommés méta-matériaux, a également été envisagée en contexte antennaire. De nombreux travaux ont été réalisés ces dernières années et des avancées significatives ont été obtenues en ce qui concerne la réduction de la hauteur d'antennes disposées au-dessus d'un plan métallique. Les solutions de combinaisons d'antennes et de plans réflecteurs de type conducteur magnétique artificiel - assimilables à une surface à haute impédance - ont notamment permis d'atteindre cet objectif.

Le but de la thèse est d'étudier les potentialités offertes par ces hétérostructures et autres méta-structures pour favoriser l'intégration des antennes et optimiser leurs performances aux fréquences UHF. Le travail réalisé a pour objectif d'étudier les possibilités de miniaturisation, aux fréquences centimétriques, offertes par la combinaison des fonctions de rayonnement électromagnétique à celles de tels matériaux.

Deux grands axes ont été définis pour répondre à la problématique posée. Il s'agit de l'utilisation sous forme laminée de matériaux composites d'une part, et sous forme structurée d'autre part. Le premier axe, très prospectif, s'est intéressé à la caractérisation du matériau afin de mieux comprendre les phénomènes physiques associés et son influence sur une topologie adaptée d'antenne. Le second concerne l'analyse et le développement de structures périodiques planaires densifiées,

utilisant entre autre les matériaux étudiés précédemment.

Organisation du manuscrit

Le manuscrit comporte trois chapitres, le premier est consacré à la description de l'état de l'art alors que les deux autres chapitres sont dédiés aux travaux réalisés selon les deux axes précédemment évoqués.

La première partie du travail présente les concepts de miniaturisation d'aériens et les limites théoriques qui y sont associées. Ensuite, nous abordons le domaine des matériaux magnéto-diélectrique pour applications radiofréquences en s'appuyant sur une recherche bibliographique. Un tour d'horizon est effectué pour actualiser l'état des connaissances à la fois sur l'utilisation de matériaux magnétiques et de méta matériaux pour la miniaturisation des antennes. Dans une deuxième phase, un état de l'art des matériaux magnétiques hyperfréquences est dressé après avoir préalablement rappelé les principes de base du magnétisme. L'accent est notamment mis sur l'utilisation de matériaux composites magnéto-dielectrique en couche mince développés en collaboration avec un autre laboratoire du LETI. Une attention toute particulière est portée à la compréhension des phénomènes physiques, à leurs modélisations et à leurs simulations. Dans une troisième phase, nous réalisons un état de l'art sur l'utilisation de matériaux composites pour diminuer les dimensions des aériens et optimiser leurs performances dans des contextes de fonctionnement de type circuits intégrés.

Le second chapitre adresse la problématique d'optimisation de l'interaction onde/matière pour des applications radiofréquences lors d'utilisation de couches minces magnétiques anisotropes. Il s'articule autour de trois parties principales. Nous débutons par le développement d'un modèle spécifique de détermination des propriétés radioélectriques d'un empilement complexe en couches minces afin de pallier aux limites des simulateurs électromagnétiques 3D. Vient ensuite une phase d'analyse des lignes de transmissions imprimées chargées par le matériau magnéto-diélectrique. Nous nous interrogeons notamment sur le potentiel de miniaturisation de tels dispositifs par des matériaux laminés. La troisième partie a pour objectif d'analyser l'influence du matériau magnéto-diélectrique sur une antenne microruban imprimée. Nous proposons également une application originale d'antenne microruban dual mode sur substrat anisotrope afin d'élargir sa bande passante.

Enfin, le troisième et dernier chapitre concerne le développement de surfaces périodiques planaires multicouches réfléchissantes. Nous décrivons la méthode employée pour caractériser et analyser les surfaces périodiques planaires totalement réfléchissantes. Nous nous intéressons à la problématique de miniaturisation de telles surfaces à travers l'utilisation d'empilements multicouches et de substrats magnéto-diélectriques, notamment en couches minces. L'introduction d'un nouveau type de conducteur magnétique artificiel multicouches offrant une périodicité extrêmement réduite - tout en conservant une largeur de bande passante acceptable - est proposée. Ce concept est étudié à l'aide de modèles analytiques dans le domaine fréquentiel. Nous étudions également les avantages respectifs de substrats diélectriques et magnétiques pour répondre à notre problématique de miniaturisation. En dernier lieu, une étude concernant l'utilisation de ces surfaces en contexte antennaire est menée afin d'évaluer le potentiel de métasurfaces 3D utilisées comme plan réflecteur

pour dipôles imprimés compacts. Nous présentons une illustration du concept d'AMC multicouches précédemment développé sur un cas concret de structure antennaire.

Pour conclure, nous réalisons un bilan synthétique des phénomènes étudiés, des limitations mises à jour et des résultats marquants. Nous nous attachons particulièrement à montrer et expliquer les effets liés à l'introduction du matériau magnéto-diélectrique sur une antenne microruban.

En perspectives, nous proposons des pistes d'amélioration du matériau pour des applications antennaires en bande UHF. Nous ouvrons également la voie à suivre concernant la co-conception d'antennes sur AMC, notamment à travers l'élargissement de la bande passante du matériau artificiel.

Chapitre 1

État de l'art

Sommaire

1.1	Inventaire des techniques de miniaturisation	5
1.2	Les matériaux magnéto-diélectriques pour applications radiofréquences	30
1.3	État de l'art des surfaces à haute impédance en contexte antennaire .	45

1.1 Inventaire des techniques de miniaturisation

1.1.1 Introduction

La miniaturisation d'antennes résulte d'une action de réduction de l'encombrement de l'antenne afin de satisfaire des critères surfaciques ou volumiques de plus en plus critiques. D'après les travaux menés par Wheeler [1], une antenne est dite miniature si sa plus grande dimension est bornée par :

$$L_{max} \leq \frac{\lambda_0}{2\pi} \quad (1.1)$$

λ_0 étant la longueur d'onde dans l'air. Typiquement, pour des antennes linéaires comme les dipôles, nous définissons la miniaturisation par la diminution de leur longueur. Cependant pour des antennes de type planaires telle qu'une antenne micro ruban, il peut être plus pertinent de considérer la miniaturisation en termes de diminution de surface. La problématique de la miniaturisation d'antennes n'est pas récente. Dès les premières applications de radio propagation réalisées au début du siècle dernier en bande VLF, LF, se posait le problème des dimensions de l'aérien. Les nombreuses réalisations en structure filaire témoignent, entre autre, des difficultés rencontrées pour la mise en oeuvre des dispositifs utilisés. La montée en fréquence autorisée par la mise au point de générateurs/récepteurs UHF/EHF apporte une réponse partielle à ce problème. Rapidement, le problème resurgit notamment avec la généralisation des applications de communication sans fil aux objets qui nous entourent. Cette thématique a toutefois largement évolué avec l'apparition de

nouvelles technologies associées à la montée en fréquence. Cependant, les performances en termes de gain, de bande passante et/ou d'efficacité restent limitées. Ainsi, l'examen de la littérature montre des avancées significatives dans la miniaturisation des structures rayonnantes, notamment pour ce qui concerne la téléphonie cellulaire [2], [3]. Toutefois il reste encore beaucoup à faire et les dimensions actuelles des antennes pour les systèmes de télécommunications interdisent toute intégration efficace dans les systèmes fonctionnant aux bandes UHF et SHF. Dans la section suivante, un état de l'art (non exhaustif) sur la miniaturisation des antennes en bande VHF et UHF est présenté avec leurs avantages et inconvénients. Dans ce chapitre, deux aspects ont principalement été analysés : d'une part les limites théoriques à la miniaturisation d'aérien et d'autre part l'examen des techniques de miniaturisation. Les performances de l'antenne sont principalement liées aux matériaux utilisés qui doivent présenter des pertes minimales hors rayonnement. Les techniques actuelles de miniaturisation d'antenne consistent généralement à charger l'élément rayonnant (matériaux diélectriques, charges localisées, introduction de fentes ou court-circuits) et à agir sur la géométrie de la structure (pliage, formes spécifiques). Les matériaux magnétiques naturels sont peu utilisés car inopérants aux fréquences considérées ou n'étant pas compatibles avec les procédés de fabrication de la micro-électronique (ferrites micro-ondes). Les structures les plus compactes résultent souvent d'une combinaison des différentes techniques et il semble qu'on ait atteint les limites de ces techniques après plus d'une cinquantaine d'années d'investigation. D'autre part, la miniaturisation d'antenne s'accompagne de dégradations des performances (réduction de la bande de fonctionnement, de l'efficacité, perte de pureté de polarisation, augmentation de la sensibilité au proche contexte) dictées par les lois de la physique.

1.1.2 Limites théoriques

Miniaturiser un aérien consiste à trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées et les performances acceptées en terme de diagramme de rayonnement et d'efficacité. Les dimensions de la structure doivent au minimum demeurer proches de la demi-longueur d'onde pour obtenir une efficacité de rayonnement optimale. Les limites théoriques à la miniaturisation des antennes font actuellement l'objet de nombreuses discussions mais les travaux initiaux de Wheeler, Chu, Harrington et McLean font toujours office de référence [1], [4], [5]. Leurs études consistant à évaluer le facteur de qualité Q de l'antenne ont permis d'établir les limites en termes de performances des antennes électriquement petites. Le facteur de qualité Q , défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée, peut s'écrire sous la forme suivante [6] :

$$Q = \begin{cases} \frac{2\omega W_e}{P_{rad}} & \text{si } W_e > W_m \\ \frac{2\omega W_m}{P_{rad}} & \text{si } W_e < W_m \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} W_e \text{ énergie électrique moyenne stockée} \\ W_m \text{ énergie magnétique moyenne stockée} \\ P_{rad} \text{ puissance rayonnée} \\ \omega = 2\pi f \end{cases} \quad (1.2)$$

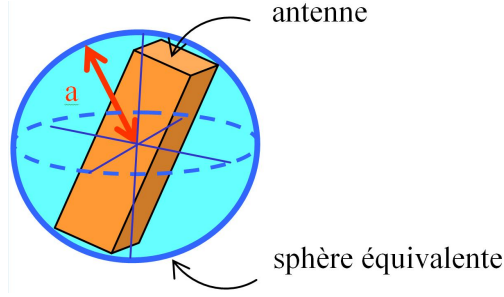


FIGURE 1.1 – Définition de la sphère équivalente d’une antenne.

En considérant qu’à l’intérieur de la sphère aucun mode ne se propage, la démarche de Chu consiste à étudier le comportement des champs électromagnétiques à l’extérieur de la sphère de Wheeler (cf figure 1.1). L’énergie stockée est calculée à partir de circuits RLC parallèles équivalents modélisant l’énergie non propagée autour de la sphère. En revanche, la puissance rayonnée est évaluée en champ lointain, ceci conduisant à établir une formulation de la valeur du facteur de qualité pour le mode TM_{01} d’une antenne électriquement petite à polarisation linéaire comme ci-dessous.

$$Q_0 = \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \quad (1.3)$$

Par ailleurs, le rendement d’une antenne ou encore efficacité de rayonnement est défini comme le rapport de la puissance utile rayonnée par la puissance acceptée par l’antenne ($\eta = \frac{P_{rad}}{P_{acc}}$) [7]. De plus, la bande passante à -3dB (BP ou $\frac{\Delta f}{f}$) définie sur le coefficient de réflexion peut être déterminée par la relation :

$$BP = \frac{1}{\eta Q}, \text{ lorsque le produit } \eta \cdot Q \gg 1 \quad (1.4)$$

En simplifiant l’équation 1.3 pour des tailles électriques très réduites et en utilisant la définition précédente de la bande passante, nous aboutissons à l’équation (1.5) qui représente la limite fondamentale à la miniaturisation. La valeur $\frac{\lambda}{2\pi}$ introduite comme étant le rayon de la radiance par Wheeler [8] correspond à la distance de transition entre le champ proche où l’énergie électromagnétique est stockée dans l’antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Ainsi, ces travaux, limités au cas canonique d’antennes résonantes de petite taille électrique, permettent d’établir la relation entre le volume occupé par l’antenne (Fig. 1.1) et le produit de son efficacité (η) par sa bande passante ($\frac{\Delta f}{f}$).

$$\frac{\Delta f}{f} \eta = (ka)^3 \text{ avec } a \ll \frac{\lambda}{2\pi} \text{ et } k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.5)$$

Le produit bande passante par efficacité apparaît donc directement lié au volume équivalent de l’antenne (taille électrique à la puissance 3). Récemment, Pozar a revisité les limites fondamentales du facteur de qualité minimum d’une antenne arbitraire électriquement petite [9]. Il s’est notamment intéressé à l’impact de la polarisation et de la présence de modes TM, TE ou TEM sur les valeurs de Q . Il en résulte que pour obtenir un Q_{min} réduit soit $Q_0/2$, il est nécessaire d’utiliser des

sources électriques et magnétiques (mode TEM) et ce quelle que soit la polarisation de l'antenne.

De nombreuses techniques, largement détaillées dans des ouvrages de référence et de nombreux papiers internationaux, ont été utilisées pour réduire la taille des antennes pour une fréquence donnée. En majorité, elles concernent les antennes filaires et les antennes imprimées sur substrat diélectrique. Dans un premier temps, nous résumons les techniques de miniaturisation considérées comme classiques en les regroupant par types de solution. Nous signalons que ces diverses techniques sont susceptibles de se croiser ou se chevaucher. L'inventaire ainsi dressé se limite au niveau de la structure rayonnante elle-même par opposition à d'autres techniques de miniaturisation exploitant avantageusement le proche contexte de l'antenne. Les techniques telles que l'utilisation d'un circuit d'adaptation d'impédance (pour accorder l'antenne loin de sa fréquence de résonance) ou bien se servant du PCB de l'objet communicant ne seront pas abordées dans la partie suivante.

1.1.3 Techniques classiques

Dans cette section, nous nous limiterons à la présentation des techniques les plus utilisées pour les antennes imprimées. Concernant l'élément rayonnant, plusieurs catégories de méthodes de miniaturisation émergent ayant pour objectif commun un allongement artificiel des dimensions résonantes de la structure. Il peut s'agir d'une part, de charger localement la structure rayonnante en utilisant des éléments localisés ou des court-circuits et d'autre part de modifier ponctuellement sa géométrie. Le principe de fonctionnement ainsi que les avantages et inconvénients respectifs de ces techniques sont présentés dans les sections suivantes.

1.1.3.1 Introduction de court-circuit

Une des méthodes les plus utilisées dans le domaine des antennes imprimées consiste à introduire un ou plusieurs court-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse.

En observant la distribution du champ électrique du premier mode résonant ou mode fondamental, TM_{100} , dans la cavité virtuellement délimitée par des murs électriques et magnétiques (Fig. 1.2), on constate que le champ s'annule au milieu de la longueur résonante. Cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait dans ce plan vertical, la distribution des lignes équipotentielle n'est nullement affectée. Ainsi, les dimensions de la structure peuvent être réduites de moitié.

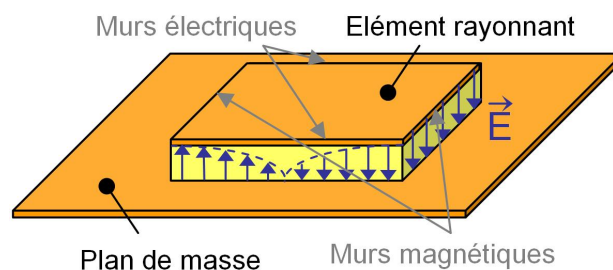


FIGURE 1.2 – Cartographie du champ \vec{E} dans la cavité d'une antenne microruban.

En pratique, il est possible de court-circuiter le patch en son centre avec un mur métallique

vertical qui le relie au plan de masse [10]. Il en résulte une antenne ayant une longueur physique de $\lambda_g/4$ dite antenne quart d'onde (réduction de dimension de 50 %). Elle porte le nom de Planar Inverted-F Antenna ou PIFA (Fig. 1.3). Cette antenne ayant déjà fait l'objet de nombreuses études [11], [12], [13], nous ne détaillerons pas son fonctionnement.

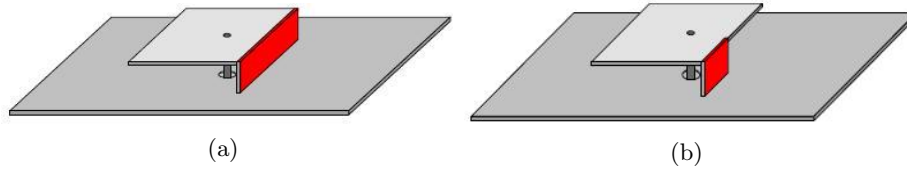


FIGURE 1.3 – PIFA avec court-circuit(a) plan, (b) languette.

Parmi les solutions alternatives au court-circuit plan, certaines consistent à utiliser soit toute une rangée de vias, soit, pour un court-circuit partiel, un seul via (cas limite) [14] ou bien encore une petite languette. L'inductance effective globale de l'antenne augmente et les trajets de courants sur l'élément rayonnant sont naturellement rallongés, ce qui entraîne une diminution de la fréquence de résonance, équivalente à une réduction de la dimension résonante de l'élément comme l'illustre l'équation 1.6. En effet, la fréquence de résonance de l'antenne microruban est principalement déterminée par la longueur de l'élément rayonnant [15], [16]. Pour une approximation à l'ordre zéro la fréquence de résonance pour le mode TM_{100} est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.6)$$

où c est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air, L la longueur physique de l'élément rayonnant (Fig. 1.2) et ϵ_r la permittivité relative.

En conséquence, le choix d'un positionnement du court circuit en coin s'avère judicieux car ainsi la diagonale de l'antenne devient la longueur résonante.

Deux inconvénients majeurs sont généralement observés lors de l'utilisation de la technique de miniaturisation par introduction d'un court-circuit : on constate une dégradation du gain de l'antenne et de la pureté de polarisation.

1.1.3.2 Utilisation d'éléments localisés

Ces éléments localisés peuvent prendre différentes formes, du composant discret au tronçon de ligne conductrice. Concernant les composants discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitives ou encore inductives. En pratique, un composant discret de type résistif (faible résistance de 1 à 2 Ω) peut remplacer le court-circuit languette d'une PIFA. L'inconvénient de cette technique est l'introduction de pertes ohmiques, d'où une baisse de l'efficacité due à la concentration des courants dans la résistance qui, bien que faible, demeure plus résistive qu'un court-circuit [17], [18].

Concernant l'utilisation de tronçons capacitifs ou selfiques, ces techniques ont également pour objectif l'augmentation artificielle de la longueur électrique de l'antenne et donc une diminution de sa fréquence de résonance [19].

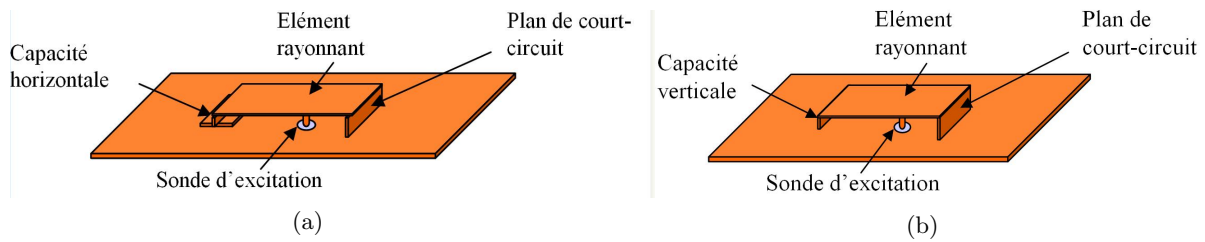


FIGURE 1.4 – PIFA avec (a) capacité verticale, (b) capacité horizontale.

Dans le cas présenté dans la figure 1.4 (a) la capacité est accrue puisque la surface est plus importante que dans le cas (b), ce qui tend à augmenter le facteur de qualité et donc contribue à diminuer la bande passante disponible [20].

1.1.3.3 Modification de la géométrie

La dernière famille de techniques s'intéresse à la modification structurelle de l'antenne en utilisant des fentes, le repliement, des formes fractales ou arbitraires.

Insertion de fentes et/ou création de méandres

La figure 1.5 illustre l'allongement de la longueur électrique de l'élément. En effet, les flèches bleues, représentant le chemin parcouru par le courant, montrent que les fentes jouent le rôle d'obstacle dans le but d'augmenter le trajet effectué par les courants surfaciques. De plus, les fentes ainsi pratiquées sur l'élément rayonnant vont induire des effets capacitifs et selfiques modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [21].

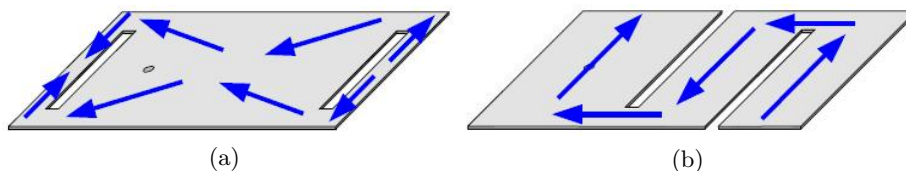


FIGURE 1.5 – Antenne à fente (a) demi-onde non débouchante, (b) quart d'onde débouchante.

La configuration « fente rectiligne » n'est pas la seule existante et l'on peut recenser des structures avec des fentes en H, en U, en papillon ou bien même de forme curviligne, [22], [23], [24]. Il existe aussi des cas où les fentes débouchantes et non débouchantes sont utilisées simultanément [20].

Cependant, le dimensionnement des fentes doit être fait de façon judicieuse afin d'éviter qu'elles rayonnent à leur tour. Enfin, il est important de noter que l'augmentation des dimensions latérales de la fente peut entraîner une augmentation de la polarisation croisée rayonnée [25], en plus de la dégradation de la bande passante et du gain dus à la concentration des courants.

Repliement

Cette technique consiste à modifier la forme de l'élément rayonnant ou à le replier sur lui-

même [26], [27]. Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée.

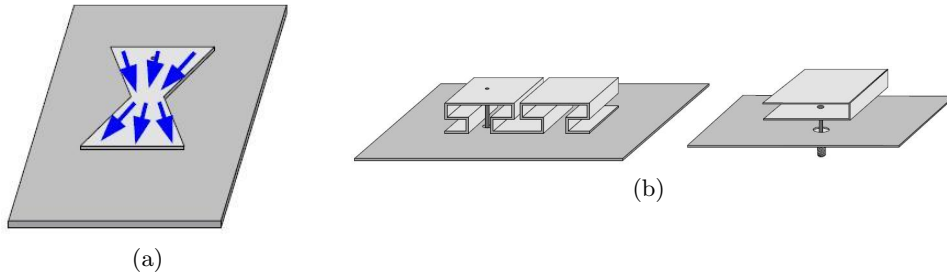


FIGURE 1.6 – Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical.

De telles réalisations conduisent à la concentration des courants électriques dans des zones où l'élément rayonnant comporte des métallisations de faible largeur (cf figure 1.6 (b)). La principale contrepartie de ce type d'opération réside dans l'augmentation des pertes ohmiques et donc une diminution de l'efficacité et du gain. Le cas présenté Fig. 1.6 (a) a également pour vocation d'élargir la bande passante. Dans le second cas de repliement, le désagrément de cette technique réside dans l'augmentation non négligeable de la hauteur de l'antenne [28].

1.1.3.4 Utilisation de substrats diélectriques

Une technique de miniaturisation simple consiste à modifier les caractéristiques radioélectriques de l'environnement proche de l'antenne. Pour des raisons de simplicité de mise en oeuvre, il est préférable, dans le cas des antennes imprimées, de modifier le substrat qui supporte l'élément rayonnant. Ainsi, on concentre les lignes de champ sous l'antenne. Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'un champ électrique appliqué dans un milieu fortement permittif influe sur l'organisation des charges électriques, notamment sur le déplacement des charges et la réorientation des dipôles électriques. Il est en effet bien connu que les matériaux à fort contraste permettent de réduire la taille physique de l'antenne en raison d'une longueur d'onde plus courte dans le matériau [29]. En utilisant un diélectrique avec une permittivité relative élevée, ϵ_r typiquement de l'ordre de 10 à 20, la longueur d'onde guidée λ_g diminue, comme le montre l'équation 1.7.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (1.7)$$

Ce type de chargement conduit à une réduction de la bande passante car le facteur de qualité est augmenté. Ceci est dû à une concentration du champ électrique dans les zones de forte permittivité, ce qui rend difficile le passage progressif de propagation en milieu guidé à une propagation en espace libre. En effet, cette méthode engendre le stockage d'une grande quantité d'énergie électromagnétique dans la région champ proche en raison de l'existence d'un fort contraste d'impédance entre le matériau diélectrique et la région environnante en espace libre [30], [31].

Il en résulte que pour une fréquence de fonctionnement donnée, on peut réaliser une antenne de dimensions réduites par rapport à une antenne qui serait imprimée sur un substrat à permittivité

plus faible. Par exemple, pour une antenne micro ruban, son chargement par un diélectrique peut s'effectuer soit sur toute la surface de l'élément rayonnant soit de façon localisée ou bien dans tout le volume de la cavité. Généralement, l'homme du métier parlera de substrat tronqué.

Toutefois, les matériaux diélectriques disponibles pour ce type d'utilisation possèdent généralement des pertes, $\tan \delta$ de l'ordre de 0.01 à 0.03. De plus, le confinement des lignes de champs électriques dans le substrat diélectrique génère un fort couplage capacitif entre l'antenne et le plan de masse conduisant à une baisse des performances, notamment une chute d'efficacité et donc du gain. Par ailleurs, le comportement fortement résonant de ce type de structure antennaire ne permet l'adaptation d'impédance que sur une bande passante très étroite. Aussi à cause de cette forte résonance, l'efficacité de l'antenne devient plus faible, indépendamment des pertes diélectriques.

Par conséquent l'utilisation de cette technique se limite à des applications pour lesquelles une bande passante réduite et un faible gain ne sont pas problématiques.

En pratique, la miniaturisation des antennes par utilisation de matériaux présentant un fort contraste est devenue attrayante en raison des caractéristiques faible perte des céramiques récemment disponibles (ϵ_r peut atteindre 80 tout en conservant un $\tan \delta$ de l'ordre de 0.001). Les avantages sont donc leurs faibles pertes diélectriques et une excellente stabilité en température.

Pour les antennes de type cavité, comme l'antenne microruban, la miniaturisation se produit plutôt aisément parce que le mode réel est piégée dans le matériau placé entre la pastille métallique supérieure et le plan de masse.

Afin d'illustrer l'utilisation de substrats céramiques, la figure 1.7 (a) présente à la fois la longueur physique et l'efficacité de rayonnement d'une antenne microruban en $\frac{\lambda_g}{2}$ à 900 MHz en fonction de la permittivité du matériau céramique [32]. Par ailleurs, nous présentons quelques exemples d'antennes microruban sur substrat céramique à monter sur plan de masse pour applications GPS disponibles dans le commerce.

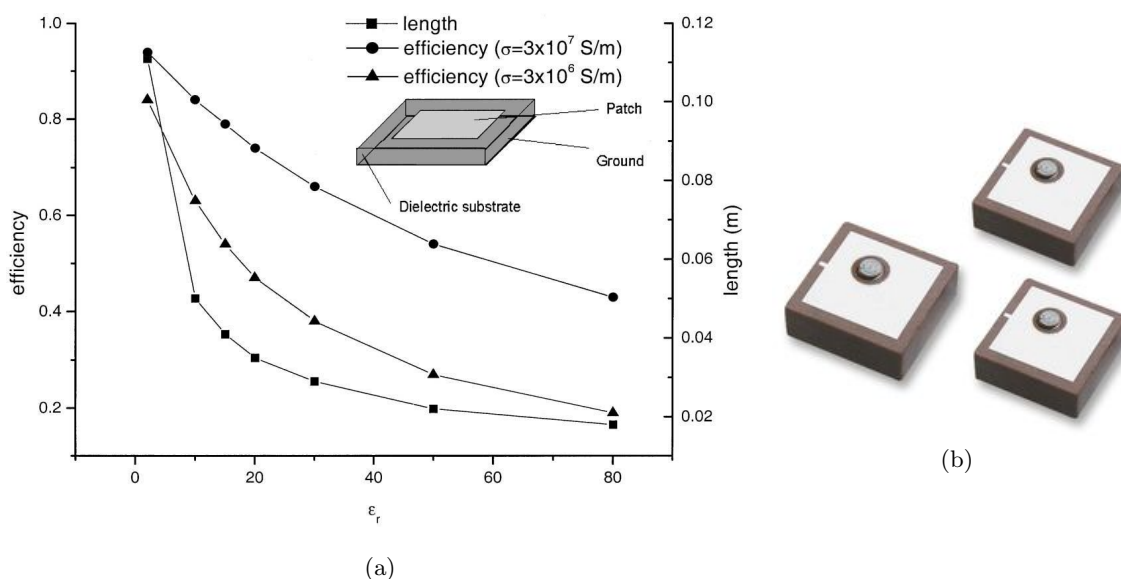


FIGURE 1.7 – (a) Evolution de l'efficacité en fonction de la permittivité, (b) Antennes passives pour GPS (YAGEO).

D'après la figure 1.7 (a), nous constatons, comme l'on pouvait s'y attendre, que la longueur de l'antenne diminue à mesure que la permittivité augmente. Cependant, l'efficacité est également une fonction décroissante de la permittivité. Cela est en partie dû à la réflexion de l'onde à l'interface entre le substrat en céramique et l'air, qui augmente en même temps que ϵ_r . Nous pouvons également évoquer les lois fondamentales régissant les compromis sur la miniaturisation comme explication. En effet, l'augmentation de la permittivité engendre une réduction de la taille qui contribue également à la chute de l'efficacité. Pour des valeurs raisonnables d'efficacité ($> 0,7$) seuls des matériaux avec $\epsilon_r < 30$ peuvent être utilisés.

En dépit des limites théoriques communément admises [1], des chercheurs Hong Kongais proposent une démonstration expérimentale intéressante. Il s'agit de miniaturisation d'antennes planaires sur circuit imprimé, type PIFA microstrip et DRA par chargement du substrat et du supstrat avec des matériaux à très haute permittivité, respectivement $\epsilon_r = 38$ et 80 [33].

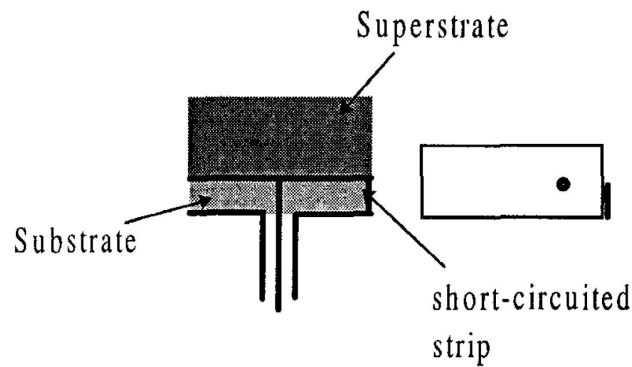


FIGURE 1.8 – Configuration de la PIFA chargée par un diélectrique à forte permittivité.

Pour démontrer l'augmentation du gain malgré la réduction de taille, trois antennes ont été conçues, fabriquées et testées. La première est une simple couche faible permittivité ($\epsilon_r = 2.94$), la seconde est une simple couche haute permittivité ($\epsilon_r = 38$) et la troisième est une double couche (substrat, supstrat) hautes permittivités ($\epsilon_r = 38, 80$). Les deux premières antennes font office de référence.

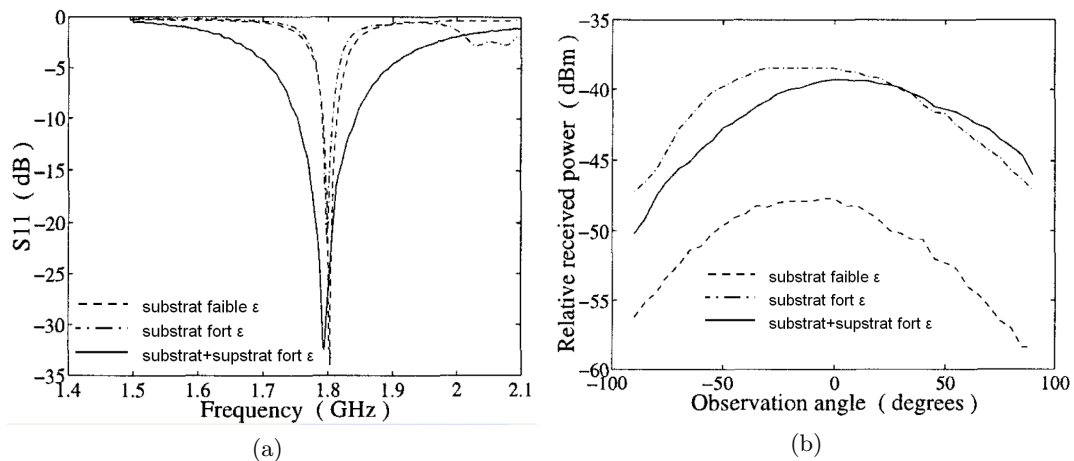


FIGURE 1.9 – (a) Coefficient de réflexion, (b) Diagramme de gain plan E.

	PIFA	Microstrip Antenna	Dielectric Resonator
ϵ_r (substrate)	38	38	38
ϵ_r (supersstrate)	80	80	80
X-section (cm ²)	1.68x0.91	5x2.5	5x2.5
Height in mm	5.4	5.4	5.76
Gain in dBi	> 7.0	5.3	6.9
Bandwidth (%)	1	2.84	3.2

FIGURE 1.10 – Tableau récapitulatif des performances atteintes.

Les résultats montrent que la réduction de taille est obtenue tout en conservant des valeurs de gain comparables à celles d'une antenne de même type avec une constante diélectrique faible. Les pertes sur le gain semblent pouvoir être récupérées grâce à la combinaison appropriée d'un substrat et d'un supstrat.

L'examen de ces techniques dites classiques de miniaturisation montre qu'après plusieurs décennies de recherche, on atteint leurs limites notamment en les combinant entre-elles (structures rayonnantes de plus grande dimensions $\frac{\lambda}{10}$ avec une efficacité de 10% sur quelques pourcents de bande passante sont parmi les meilleurs résultats obtenus). La recherche de nouvelles solutions en rupture fait alors l'objet de nombreuses investigations et la voie matériau semble être l'une des plus prometteuses.

1.1.3.5 Utilisation de substrats magnétiques

Cette partie de l'état de l'art concerne l'incorporation de matériaux magnétiques naturels massifs. A l'instar des matériaux diélectriques, ces matériaux peuvent être, entre autre, utilisés pour réduire la longueur électrique et donc l'encombrement de la structure antennaire d'après l'équation 1.7.

Cette longueur électrique dépend donc directement de la perméabilité relative du milieu équivalent. Dans la plupart des cas, ce sont des matériaux de type ferrite étudiés sur des antennes micro-ruban. Les meilleures perméabilités et permittivités relatives de ces matériaux sont typiquement de l'ordre de $\mu_r=2.5$, $\tan \delta_\mu=0.07$ et $\epsilon_r=13$, ceci jusqu'à 2.5 GHz, comme le montrent [34], [35]. Ceci permet une réduction du volume d'une antenne PIFA pouvant aller jusqu'à 50 % en positionnant judicieusement le matériau magnétique sur et/ou autour des points de forte concentration des courants comme le montre la figure. 1.11.

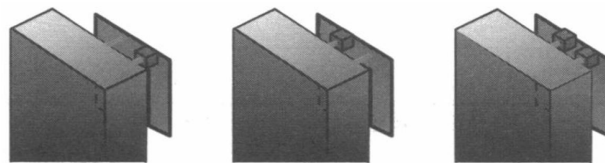


FIGURE 1.11 – Placement d'un fragment de matériau magnétique selon trois configurations : insertion autour de l'alimentation, insertion autour du court-circuit, insertion autour de l'alimentation et du court-circuit.

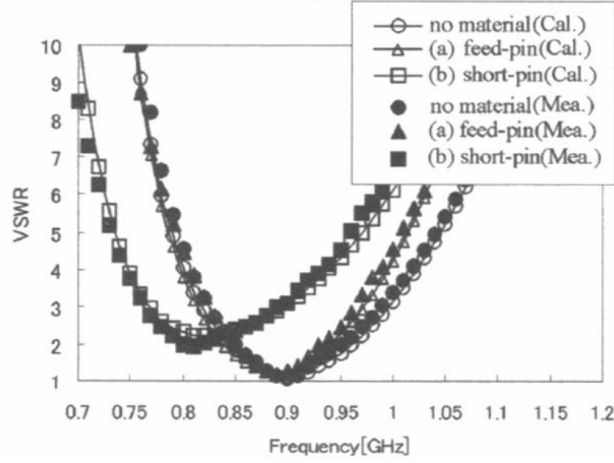


FIGURE 1.12 – VSWR.

Par ailleurs, des expériences d'utilisation de matériaux ferromagnétiques en cavité et de matériaux magnétiques laminés contenant des inclusions magnétiques telles que des couches minces d'hexa ferrite de type Z avec $\epsilon_r=38$ autour du GHz sont également reportées dans la littérature mais les pertes magnétiques limitent de nouveau les performances.

Enfin, Zhong [36] présente une réduction de taille d'une antenne micro-ruban de 40 % en maintenant une largeur de bande de 12 % contre 3.5 % avec un simple diélectrique. Ces résultats sont obtenus théoriquement et expérimentalement avec l'utilisation d'un substrat biologique opérationnel sur la bande 100-300 MHz. Toutefois, on rencontre rarement ces matériaux magnétiques naturels dans la littérature concernant la miniaturisation d'antennes car leurs valeurs de perméabilité relative restent faibles et leurs pertes magnétiques significatives. Le seul avantage repose sur les épaisseurs importantes qui favorisent grandement l'efficacité de l'interaction onde - matière. En effet, ils peuvent être utilisés sur des surfaces ou des volumes, de l'ordre de quelques cm^3 , ou sous forme de cavité par exemple.

L'utilisation des matériaux magnétiques présente donc un point remarquable avec les antennes de type microruban : celui de décaler la bande d'adaptation vers les plus basses fréquences sans trop diminuer la largeur de cette bande [37].

En effet, il a même été montré [38] que les matériaux magnétiques pouvaient avantageusement être utilisés pour élargir la bande passante d'antennes imprimées. La bande passante d'ordre zéro pour une antenne sur un substrat magnétique d'épaisseur t peut être approximée par la formule suivante :

$$BP \approx \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{t}{\lambda_0}}{\sqrt{2}[4 + 17\sqrt{\epsilon_r \mu_r}]} \quad (1.8)$$

Ainsi pour un facteur de miniaturisation donné ($n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ constant) la bande passante de l'antenne peut être améliorée en augmentant le rapport $\frac{\mu_r}{\epsilon_r}$ avec ($\mu_r > \epsilon_r$).

1.1.4 Techniques innovantes

Les techniques classiques de miniaturisation d'aériens, excepté l'utilisation de matériaux magnétiques, ont pour principal défaut de réduire drastiquement la bande passante. Ainsi, il semble assez naturel de s'orienter vers des solutions présentant une perméabilité différente de l'unité. Néanmoins, ces matériaux sont peu disponibles à l'état naturel ou présentent un niveau de pertes magnétiques élevé. Dès lors, l'apparition de matériaux artificiels susceptibles de fournir des substrats aux propriétés désirées a permis d'obtenir un degré de liberté supplémentaire par rapport aux matériaux naturels .

De nouvelles méthodes de miniaturisation d'éléments rayonnants, en rupture avec les précédentes, pourraient consister à utiliser des matériaux aux propriétés physiques fabriquées non disponibles naturellement. Les travaux de recherche sur ces nouveaux matériaux (souvent appelés matériaux composites ou méta-matériaux) se sont intensifiés ces dernières années grâce notamment aux progrès de la micro-électronique permettant leur réalisation.

Nous présentons ici les premières applications intéressantes dans divers domaines de l'électromagnétisme et notamment concernant les dispositifs rayonnants. Un point bibliographique est proposé sur l'utilisation de plusieurs grandes catégories de méta-matériaux .

1.1.4.1 Introduction aux métamatériaux

Depuis une décennie, on observe une activité scientifique croissante traitant de matériaux aux propriétés fabriquées non disponibles naturellement. Une part importante de ces travaux est notamment dédiée à la recherche de solutions de miniaturisation d'antenne pour des applications hyperfréquences. Les métamatériaux sont aujourd'hui devenus un domaine de recherche incontournable grâce à leurs propriétés singulières qui promettent de répondre aux besoins des applications microondes et optiques modernes.

On entend par métamatériaux des structures composites complexes, avec en général une répétition périodique, dont le comportement macroscopique présente des caractéristiques inédites, parfois surprenantes, comme un indice de réfraction négatif. Si l'on combine deux ou plusieurs matériaux, par exemple des inclusions métalliques intégrées au sein d'une matrice diélectrique, le matériau résultant est un composite électromagnétique artificiel. Le nouveau matériau ainsi obtenu se comportant de façon différente est usuellement appelé métamatériau ou matériau composite artificiel. Ainsi, ces particularités peuvent fournir plus de degrés de liberté dans l'obtention des fonctionnalités désirées par un réarrangement adéquat de la composition du matériau. Même s'il s'agit généralement de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme un matériau homogène n'existant pas à l'état naturel, cette classe de matériaux peut tout aussi bien inclure les composites contenant des inclusions ferromagnétiques que ferrimagnétiques.

Néanmoins, cette thématique de recherche en est encore à ses débuts, une recherche fondamentale est exigée pour mieux comprendre et exploiter les phénomènes observés. Ces investigations doivent englober des approches variées pour la modélisation et la caractérisation de ces matériaux composites structurés.

De nombreuses études [39], [40] ont été récemment menées pour l'utilisation de tels matériaux comme substrat d'antenne microruban. La section suivante s'attache, entre autre, à présenter des

techniques de miniaturisation à l'aide de tels matériaux.

1.1.4.2 Utilisation de matériaux magnéto-diélectriques

Comme mentionné précédemment, une technique classique de réduction de la taille d'une antenne planaire consiste à charger le volume sous l'élément rayonnant avec différents matériaux. D'ordinaire, les techniques classiques utilisent des matériaux diélectriques ou magnétiques, désormais la combinaison des deux fait l'objet d'études approfondies [41], [42], [43].

Dans la référence [41], Mosallaei et Sarabandi ont développé un matériau constitué d'un empilement de couches diélectriques et magnéto-diélectriques de type Z hexaferrite, récemment fabriqué par des chercheurs de Trans-Tech Inc (Fig. 1.13 (a)), pour miniaturiser une antenne micro ruban. Ses caractéristiques sont $\mu_r \approx \epsilon_r \approx 16$ et les tangentes de pertes diélectriques et magnétiques valent respectivement 0.002 et 0.02. Ainsi, pour obtenir un matériau magnéto-diélectrique avec $\mu_r > \epsilon_r$, une configuration périodique 1D de diélectrique ($\epsilon_r = 2.2$ et $\tan\delta = 0.001$) et d'hexaferrite d'épaisseurs équivalentes a été choisie comme le montre la figure 1.13 (a).

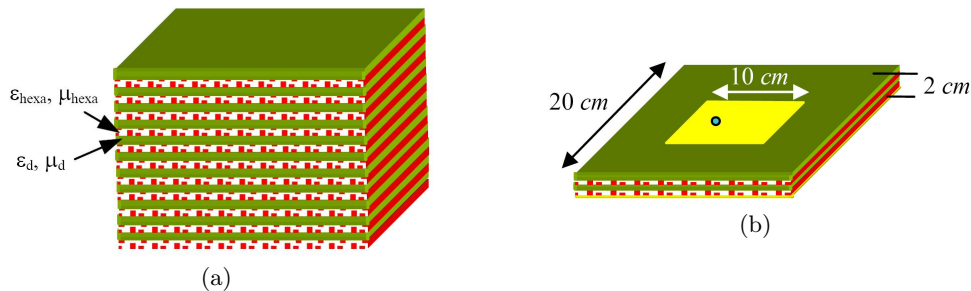


FIGURE 1.13 – (a) Structure composite périodique alternant couches magnéto-diélectriques et diélectriques, (b) Antenne microruban sur substrat périodique.

Ils ont alors réalisé la structure de la figure 1.13 (b), constituée d'une pastille métallique de dimensions 10 x 8 cm imprimé sur quatre couches de ce matériau (d'épaisseur totale de 2cm), le tout placé sur un plan de masse de 20 x 20 cm.

Les coefficients de réflexion, de l'antenne imprimée sur quatre couches du matériau développé et sur le matériau diélectrique seul ($\epsilon_r = 23,7$) sont présentés sur la Figure 1.14. Le diagramme de rayonnement de l'antenne imprimée sur le nouveau matériau y est également représenté.

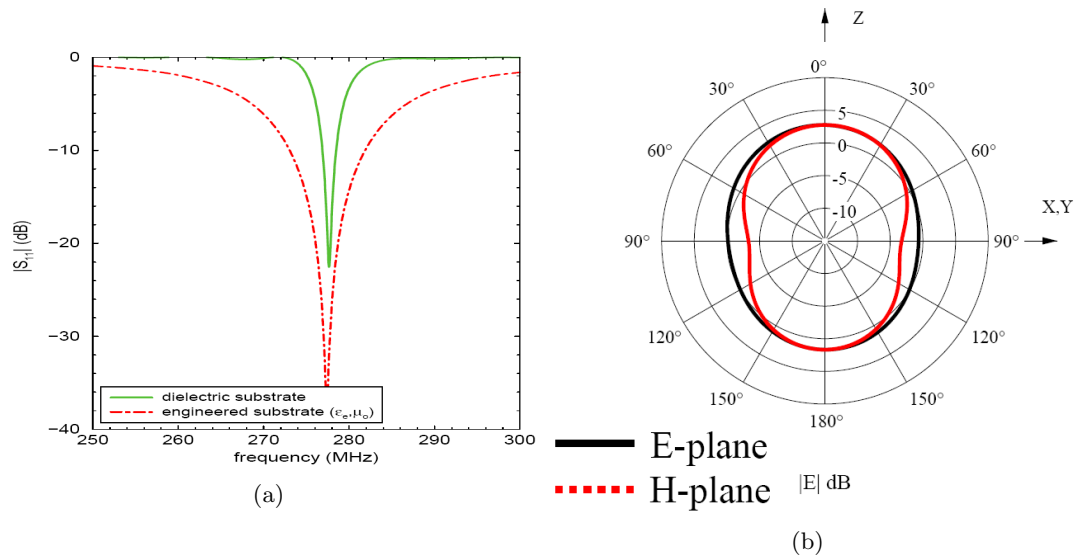


FIGURE 1.14 – (a) Coefficient de réflexion, (b) Diagramme de rayonnement sur substrat développé.

Pour obtenir le même facteur de miniaturisation en utilisant seulement un matériau diélectrique ($\mu_r = 1$) sa permittivité devrait être de $\epsilon_r = 23,7$. L'ajout de matériaux à forte perméabilité permet l'introduction d'un effet inductif qui contrebalance le comportement capacitif dû à la forte permittivité diélectrique. En conséquence on observe une augmentation de la bande passante, multipliée par 6, et de l'efficacité tout en obtenant un coefficient de miniaturisation égal à 5.4.

D'autres travaux semblent avoir satisfait les exigences simultanées de taille compacte, de large bande passante (50%), d'efficacité élevée et de fonctionnement à polarisation circulaire en UHF grâce l'emploi d'un matériaux magnéto-diélectrique en couches épaisses (0.5 cm).

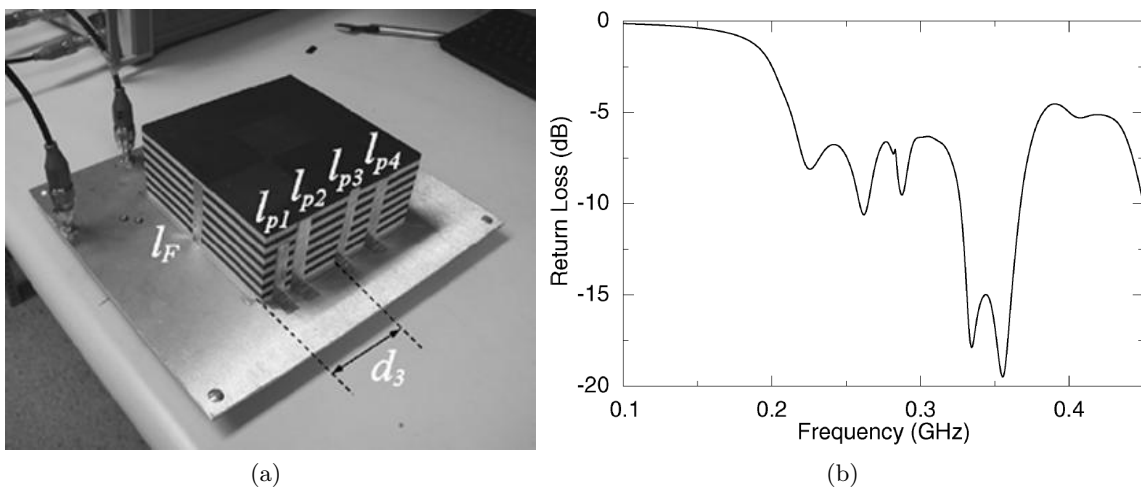


FIGURE 1.15 – (a) Antenne réalisée avec excitation et éléments parasites dans le dispositif de mesure, (b) Coefficient de réflexion.

Pour atteindre ces performances les auteurs de [44] ont combiné trois approches. D'une part, ils ont utilisé une source volumétrique de type structure MDRA (Magneto Dielectric Resonator Antenna), par opposition aux antennes filaires ou planaires, comme élément rayonnant de l'antenne.

D'autre part, cette structure rayonnante est composée de couches magnetodielectriques dont la conception permet la maîtrise des valeurs de la permittivité et de la perméabilité contribuant ainsi à la miniaturisation. Enfin une alimentation résonante et de nombreux éléments parasites (sondes de court-circuit entre couches) sont intégrés au MDRA afin d'élargir la bande.

Un prototype d'antenne UHF fonctionnant sur 240-420 MHz avec une dimension linéaire inférieure à 0.15λ à la fréquence la plus basse a été fabriqué et testé, les résultats sont résumés dans le présent document.

Ces résultats intéressants demeurent tout de même limités en terme d'efficacité à cause d'importantes pertes dans le substrat d'hexaferrite ($\tan \delta_\mu = 0.04$ et $\tan \delta_\epsilon$ environ 5 à 10 fois moindre que les pertes magnétiques)). En effet, le gain de l'antenne reste faible aux fréquences hautes (-3 ± 1 dBi) car les pertes magnétiques augmentent alors.

Par ailleurs, Ikonen a mené une étude analytique poussée [39] concernant l'impact de l'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques naturels sur les performances de l'antenne. Le pouvoir miniaturisant de tels matériaux étant d'ores et déjà établi, il était légitime de s'interroger sur leur influence sur le gain et le facteur de qualité de l'antenne. L'objectif de ces travaux est double, il s'agit d'une part de donner une explication physique simple de l'avantage des matériaux magnétiques sur la miniaturisation d'antennes et d'autre part de passer en revue les matériaux magnétiques, contenant des inclusions magnétiques naturelles, disponibles au régime micro-ondes. Théoriquement, il en ressort une utilisation potentielle intéressante de films ferromagnétiques laminés, même si de nombreuses limitations ont déjà été identifiées dans la littérature.

Le substrat utilisé est composé d'un diélectrique : $\epsilon_{ref} = 2.85(1-j0.01)$ et d'un matériau magnéto-diélectrique $\epsilon_{ref} = 2(1-j0.01)$, $\mu_{ref} = 1.461(1-j0.0284)$ pour la fréquence $f_0 = 580$ MHz. Le coefficient de réflexion de l'antenne pour le diélectrique et le composite, respectivement calculé avec la méthode TLM et simulé avec un outil EM 3D est présenté dans la figure 1.16.

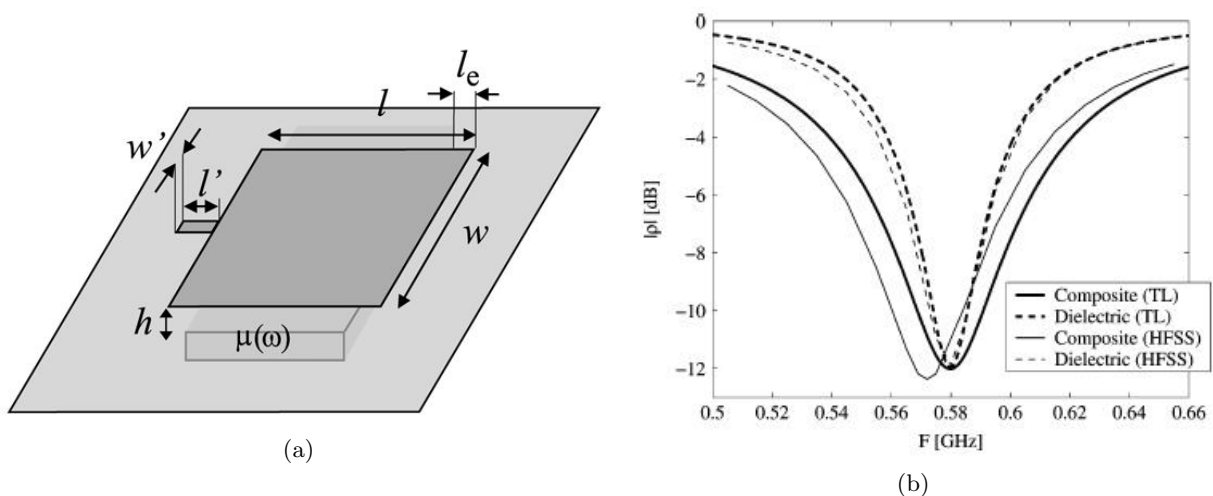


FIGURE 1.16 – (a) Illustration schématique de la géométrie de l'antenne, (b) Coefficient de réflexion.

TABLE 1.1 – Caractéristiques de la bande passante.

Chargement	BP (%)	Q_0	η_r (%) (TLM)	η_r (%) (Cavité)	Q_r (TLM)	Q_r (Cavité)
Composite (TLM)	9,45	14,15	48,4	45,7	29,2	31,0
Diélectrique (TLM)	4,94	27,08	73,8	72,8	36,7	37,2
Composite (HFSS)	9,90	13,45	-	48,4	-	27,8
Diélectrique (HFSS)	5,50	24,25	-	75,8	-	32,0

Les dénominations TLM et Cavité font référence au type de modèle utilisé, à savoir d'une part le modèle des lignes de transmission et d'autre part la théorie de la cavité. *BP* définit la bande passante à -6 dB, η_r est l'efficacité de rayonnement calculée par la méthode numérique de la sphère de Wheeler dans le cas TLM, Q_0 et Q_r représentent respectivement le facteur de qualité non chargé prenant en compte seulement les pertes par rayonnement et le facteur de qualité de rayonnement. Cette étude a permis de montrer que le composite, constitué de particules magnétiques naturelles insérées dans le substrat diélectrique, surpasse un substrat diélectrique conventionnel, en terme de réduction du facteur de qualité de rayonnement.

Des auteurs coréens ont proposé une structure d'antenne PIFA à méandres sur substrat magnéto-diélectrique fonctionnant dans la bande VHF [45]. Un matériau composite en résine de ferrite et des films ferrimagnétiques ont été utilisés pour les couches magnéto diélectriques. La ferrite composite est constituée d'un mélange de poudres de ferrite Ni-Zn et d'une résine diélectrique. Ce matériau composite possède une permittivité de 5,3 et une perméabilité variant de 9,2 à 0,8 dans la bande de fréquence 100 MHz-10 GHz.

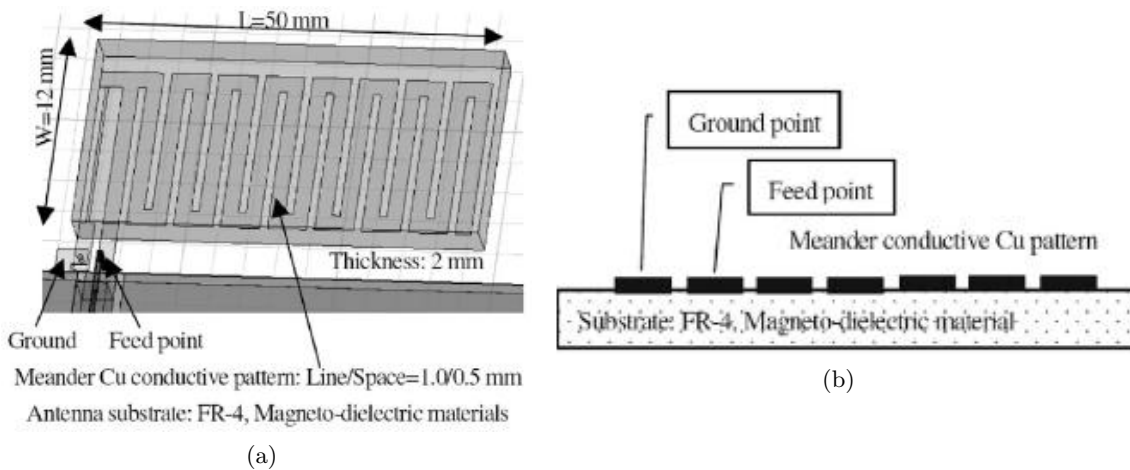


FIGURE 1.17 – (a) Géométrie de l'antenne PIFA méandrée, (b) Vue en coupe de l'ensemble antenne sur substrat.

L'antenne, représentée sur la figure 1.17 a été réalisée sur le composite magnéto-diélectrique et sur un substrat verre-époxy de type FR-4. L'utilisation d'un substrat magnéto-diélectrique a permis une miniaturisation de l'antenne de 67 %. Toutefois, une telle réduction de taille ne peut être obtenue que sur des bandes de fréquence relativement basses pour des raisons d'augmentation de pertes aux fréquences plus élevées.

Enfin, d'autres auteurs coréens ont également évalué en simulation l'apport d'un composite magnéto-diélectrique sur une antenne méandrée de type microruban [46]. Leurs travaux viennent

ni plus ni moins conforter l’hypothèse émise par Hansen et Burke [38] stipulant que le compromis entre bande passante et taille peut être plus favorable lorsque $\mu > 1$.

1.1.4.3 Utilisation de matériaux magnétiques artificiels

Afin de pallier aux problèmes de disponibilité de matériaux magnétiques naturels fonctionnant en régime faible pertes aux fréquence SHF, les matériaux magnétiques artificiels sont apparus comme étant une solution prometteuse. Une première technique vise à concevoir des matériaux magnétiques artificiels, à base de structures périodiques métalliques électriquement petites intégrées dans des substrats diélectriques (split ring resonator, complementary split ring resonator, solenoid, cellule omega). Ces techniques souffrent de faibles valeurs de perméabilité (2 à 15 typiquement) et d’un fonctionnement très faible bande [47].

Dans l’antenne microruban proposée par Hao et al., le plan de masse uniforme est remplacé par un plan de masse périodiquement gravé de motifs métalliques CSRR, comme le montre la figure 1.18. Cette antenne a été fabriquée en utilisant deux substrats diélectriques différents, $\epsilon_r = 3$ et $\epsilon_r = 4.7$.

Les résultats de mesure confirment que la fréquence de résonance de l’antenne chargée par CSRR est significativement inférieure à celle sur substrat conventionnel et que la bande passante est améliorée. Cependant, ces performances se dégradent lors de l’emploi d’un diélectrique de permittivité supérieure. Cela est d’autant plus visible sur les valeurs de gain maximum. En effet, il passe de 6 dBi à 2 dBi puis de 1.3 dBi à -0.5 dBi avec et sans CSRR respectivement pour des valeurs de permittivité relative de 3 et 4.7.

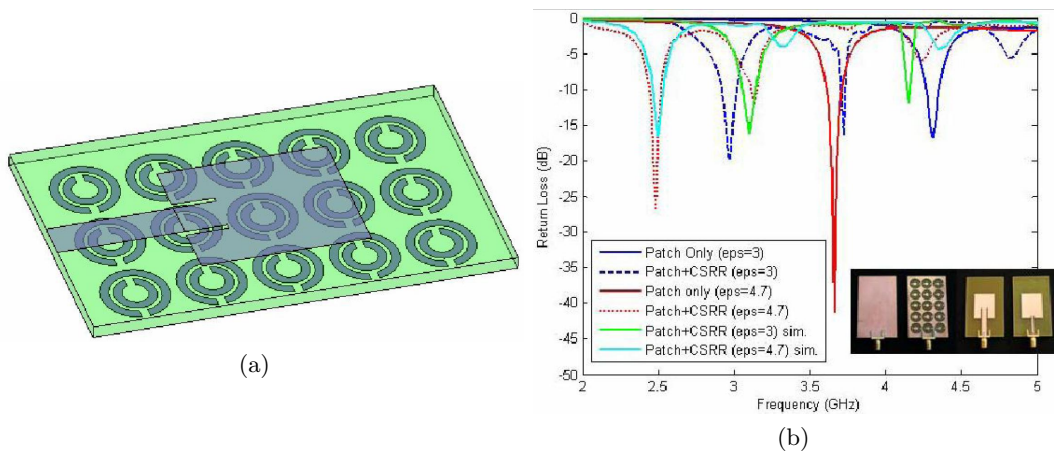


FIGURE 1.18 – (a) Géométrie de l’antenne microruban chargée par CSRR, (b) Coefficient de réflexion.

Maslovski et Ikonen ont récemment développé un motif appelé metalsolenoid créant un comportement magnétique de façon artificielle lors d’un agencement particulier. Karkkainen et Ikonen ont utilisé un réseau dense et compacte de SRR comme substrat magnétique artificiel pour réduire la fréquence de résonance d’une antenne microruban [48], [49]. L’antenne étudiée numériquement est une antenne patch carré de 60 mm x 60 mm alimentée par un câble coaxial placé à 1mm du bord (Fig. 1.19). La distance entre l’élément rayonnant et le plan de masse est $H = 10$ mm. A

vide, la simulation par la méthode FDTD donne une fréquence de résonance à 2.18 GHz. Différentes configurations idéales ont été étudiées, toutes en absence d'une matrice diélectrique qui joue habituellement le rôle de support mécanique. La première configuration concerne l'orientation des SRR et la seconde l'altitude à laquelle ils sont placés ainsi que que le nombre de couches empilées entre le plan de masse et l'élément rayonnant.

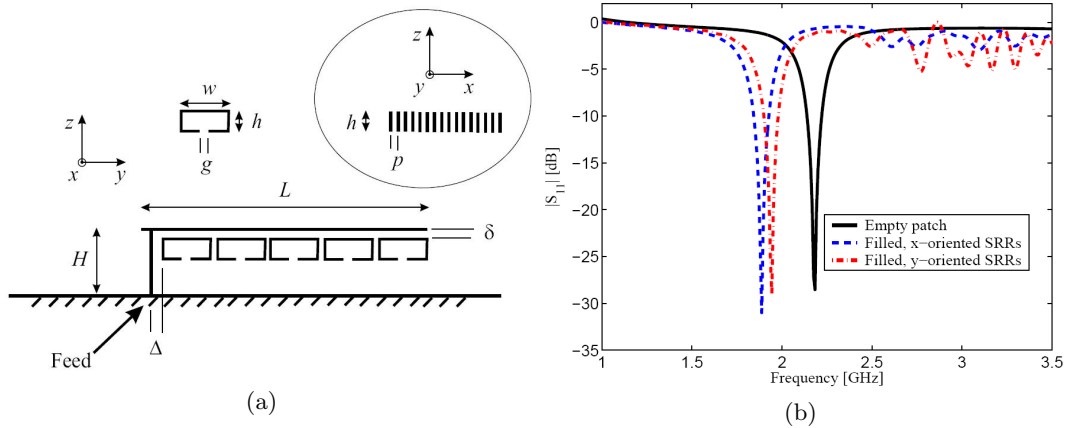


FIGURE 1.19 – (a) Vue en coupe schématique de l’antenne patch modélisée, (b) Coefficient de réflexion de l’antenne sur différents substrats.

Il résulte d’une telle étude un effet avéré de l’orientation des empilements de SRR sur la fréquence de résonance. En effet, l’examen de l’orientation des inclusions selon l’axe x ou y indique, comme le montre la figure 1.19, que la direction selon l’axe x semble à privilégier car le déplacement de la fréquence de résonance est plus important dans ce cas. En effet, dans cette configuration, le couplage du champ \vec{H} avec les particules est optimal car il est ainsi traversant. Enfin, une antenne sur substrat contenant un empilement de deux couches de SRR a été réalisée et les résultats indiquent un accroissement des phénomènes précédemment observés.

Afin de valider ces résultats numériques, ces mêmes auteurs ont proposé une réalisation [50]. A la fréquence de fonctionnement de l’antenne chargée par une matrice diélectrique, en Rogers R/T Duroid 5870, hébergeant ce motif, $f = 2,07$ GHz, les parties réelles de μ_{eff} et ϵ_{eff} sont respectivement estimées à 1,25 et 8,5. La permittivité relative pour le diélectrique de référence conduisant au même facteur de miniaturisation est $\epsilon_r = 10.8(1 - j.0037)$.

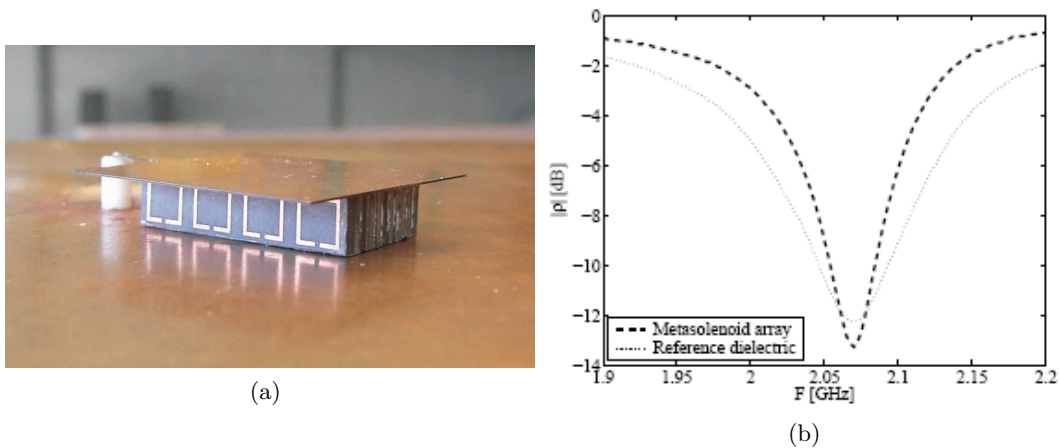


FIGURE 1.20 – (a) Photo de l’antenne patch réalisée, (b) Coefficient de réflexion de l’antenne sur différents substrats.

TABLE 1.2 – Paramètres de l’antenne mesurée.

Chargement	V (cm ³)	BP _{-6dB} (%)	Q ₀	η (%)
Réseau de metasolenoïd	9,2	3,2	41,5	89
Diélectrique	9,2	5,5	24,3	92

Il a été démontré (cf tableau 1.2) que les matériaux composites artificiellement magnétiques dispersifs mènent à un meilleur facteur de qualité.

En effet, la bande passante n’est pas améliorée en cas d’utilisation de matériaux affichant un comportement de type loi Lorentzienne par rapport un diélectrique conventionnel conduisant à la même réduction de taille. En réalité, il semblerait que la dispersion fréquentielle joue un rôle important sur la bande passante en impédance de l’antenne chargée. Néanmoins il ressort de cette étude que ce type de substrat dispersif peut être avantageusement utilisé pour miniaturiser les antennes.

Il est intéressant de noter que ces constatations se démarquent singulièrement des résultats couramment admis concernant l’amélioration de la bande passante lors d’utilisation de matériaux magnétiques naturels.

De nombreux travaux se situent à la frontière de ces différentes techniques, par conséquent il devient délicat de les classer rigoureusement. C’est pourquoi des recouvrements peuvent être observés.

Utilisation de matériaux main gauche

Une troisième technique cherche à utiliser l’effet main gauche (ϵ , μ simultanément négatifs) au sein d’une structure rayonnante pour en réduire les dimensions. Des exemples de structures rayonnantes de type dipôle chargé par un matériau main gauche démontrent la faisabilité de réduction de taille mais dénoncent également une perte drastique de performances, notamment d’efficacité, liée à la réalisation matérielle du matériau main gauche (composants discrets) [51].

Des auteurs chinois ont proposé une piste explorant les potentialités de miniaturisation d’une antenne patch à l’aide de tels matériaux, également nommés milieu dispersif double négatif [52].

Dans cet article, les auteurs considèrent une antenne patch partiellement chargée successivement par un traditionnel substrat à milieu ϵ_r, μ_r positifs, un milieu non dispersif à ϵ_r, μ_r négatifs et un milieu dispersif à ϵ_r, μ_r négatifs. L'obtention du milieu à ϵ_r, μ_r négatifs est basée sur la théorie des SRR. Ainsi, le dimensionnement du patch est choisi de manière à obtenir une fréquence de fonctionnement à 7.7 GHz, fréquence à laquelle le matériau double négatif affiche $\epsilon_r = \mu_r = -0.9$. Les résultats présentés sur la figure 1.21 sont obtenus numériquement en employant un modèle de ligne de transmission.

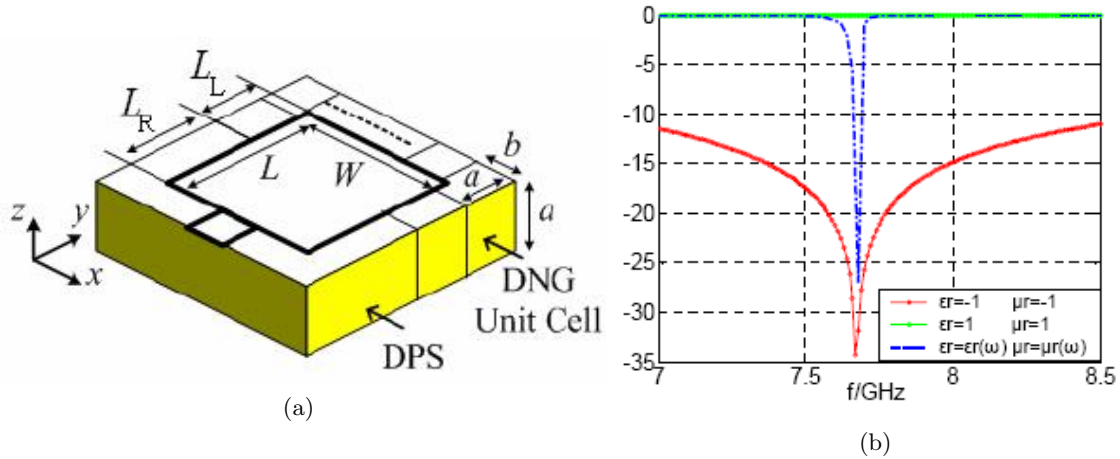


FIGURE 1.21 – (a) Illustration de la configuration de l'antenne (b) Coefficient de réflexion calculé pour différents substrats.

Les résultats montrent que lorsque l'antenne est entièrement chargée par le substrat classique, cette dernière ne peut rayonner parce que sa longueur électrique est seulement $0,2\lambda$. En revanche, lorsque l'antenne est chargée à moitié par le substrat DNG idéal non dispersif avec $\epsilon_r = -1$ et $\mu_r = -1$, elle peut fonctionner sur une large bande. Enfin, lorsqu'il s'agit du matériau réaliste dispersif, nous observons un fonctionnement de l'antenne à 7,7 GHz donc pour une longueur électrique de 0.2λ même si elle ne peut offrir les performances équivalentes à l'hypothétique substrat DNG non dispersif.

Il résulte de cette étude qu'un chargement partiel judicieux de l'antenne avec un matériau à ϵ_r, μ_r négatifs peut réduire ses dimensions de façon significative (de l'ordre de $0.2\lambda_0$) mais ne peut être envisagé pour des applications large bande. Cette approche prospective demeure purement théorique et nécessiterait une réalisation pour être réellement concluante.

1.1.4.4 Utilisation de surfaces haute impédance

Une autre technique largement décrite dans la littérature s'intéresse aux matériaux présentant une impédance de surface complexe. Ces matériaux permettent généralement de réduire la hauteur des antennes en contrôlant la phase des ondes réfléchies sur le plan de masse réflecteur ou en simulant un conducteur magnétique parfait (surface haute impédance). Initialement, ces matériaux n'ont pas été proposés sous l'appellation métamatériaux. Cependant, ces méta-matériaux ou méta-surfaces sont à nouveau basés sur le principe de répétition de motifs élémentaires de taille réduite (mushroom, anneaux), ainsi la frontière entre matériaux magnétiques artificiels et surfaces hautes

impédances devient de plus en plus floue. De telles surfaces constituent une alternative à une couche de matériau magnétique pour obtenir une impédance élevée.

L'article suivant illustre parfaitement la convergence de ces nouvelles méthodes de conception de métamatériaux.

Un nouveau type de surface haute impédance (SHI) a été récemment introduit par C.R. Simovski [53]. Les auteurs de [42] et [43] ont proposé d'utiliser ces surfaces comme matériau magnétique artificiel pour la conception d'antennes. La nouvelle SHI est simulée et une antenne microruban, dont la cavité a été partiellement remplie par ce composite, est mesurée afin de déterminer dans quelle mesure les dimensions de l'antenne peuvent être réduites.

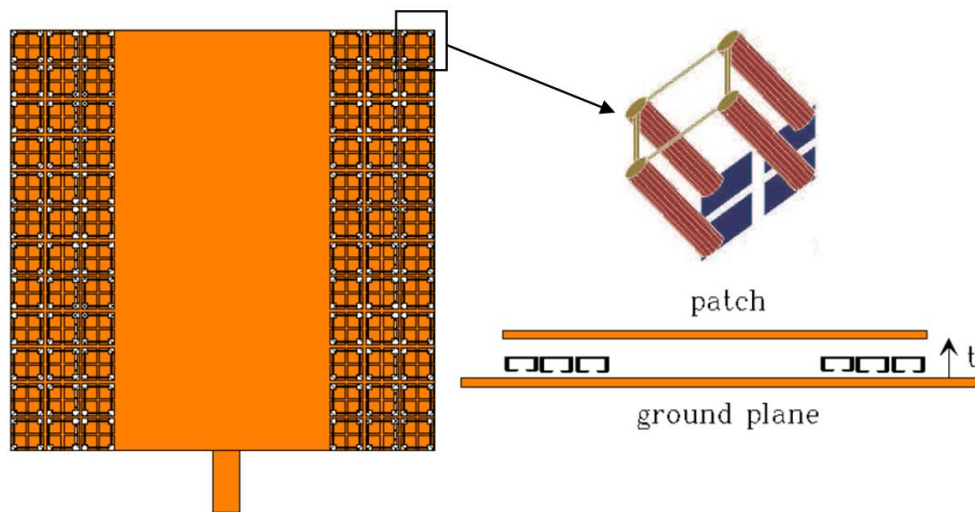


FIGURE 1.22 – Géométrie de l'antenne microruban réalisée sur un substrat partiel d'une couche et 3 colonnes de matériau magnétique artificiel.

A première vue, le type de motif utilisé semble similaire à celui introduit par Ikonen [39] mais les conclusions sont littéralement opposées. En effet, un pourcentage de miniaturisation atteignant 40% est annoncé tout en conservant les caractéristiques de la bande passante d'une antenne microruban $\frac{\lambda}{2}$ sur substrat air. Il est donc nécessaire de détailler le comportement spécifique de ce type de substrat.

A certaines fréquences, les surfaces à haute impédance se comportent comme des couches de matériaux magnétiques effectifs. Les conducteurs magnétiques artificiels ne sont pas similaires aux matériaux magnétiques naturels isotropes. Ceux-ci ne peuvent pas être correctement décrits en termes de perméabilité magnétique. Une formulation est possible pour introduire une perméabilité effective, mais elle sera fortement dépendante de la polarisation et de l'angle de l'onde plane incidente. L'idée développée est donc d'utiliser des matériaux artificiels qui possèdent à la fois les propriétés d'un conducteur magnétique artificiel et d'un composite magnéto-diélectrique sur une large bande de fréquence.

Plusieurs antennes de différentes tailles ont été réalisées sur le même substrat en vue d'étudier le comportement fréquentiel du matériau, notamment son efficacité en fonction de la fréquence. De plus, l'élément rayonnant a été placé à différentes hauteurs pour observer l'impact du changement de champ appliqué sur la réponse du matériau. En effet, la hauteur de l'antenne microruban a été

modifiée afin d'obtenir un facteur de miniaturisation maximal. Enfin, les auteurs ont étudié l'impact du nombre de colonnes de cellules. La figure suivante représente l'effet du matériau magnétique artificiel sur différentes géométries d'antenne.

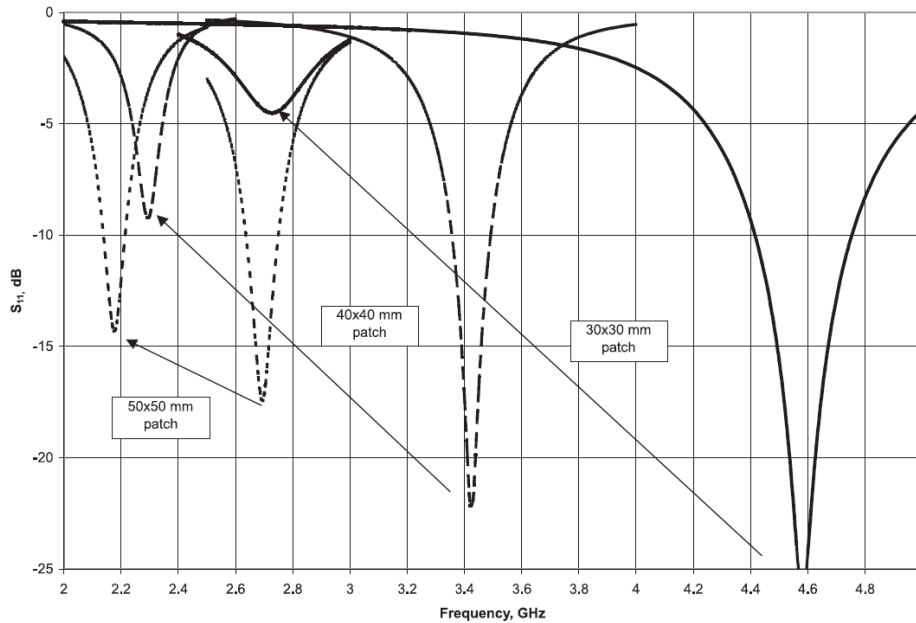


FIGURE 1.23 – Coefficient de réflexion [42].

TABLE 1.3 – Paramètres de l'antenne mesurée.

Taille de l'antenne	Type de substrat	Épaisseur du substrat	Miniaturisation
50×50 mm	$\epsilon_r=2,2$	4 mm	19,1%
50×50 mm	1 colonne	4 mm	24,1%
50×50 mm	2 colonnes	4 mm	20,1%
50×50 mm	3 colonnes	4 mm	33%
50×50 mm	$\epsilon_r=2,2$	6 mm	10,9%
50×50 mm	1 colonne	6 mm	15,6%
50×50 mm	2 colonnes	6 mm	21,4%
50×50 mm	3 colonnes	6 mm	25,1%
40×40 mm	$\epsilon_r=2,2$	4 mm	17%
40×40 mm	3 colonnes	4 mm	32%
30×30 mm	$\epsilon_r=2,2$	4 mm	17%
30×30 mm	3 colonnes	4 mm	40%

Ces résultats indiquent que les propriétés magnétiques de ce matériau sont meilleures à des fréquences élevées, plutôt vers 4,5 GHz que 2 ou 3 GHz. D'autre part, ces résultats montrent que l'augmentation du nombre de colonnes n'est pas directement corrélée à l'évolution du pourcentage de réduction de taille. Ceci traduit l'importance d'une bonne répartition spatiale du matériau, à savoir dans les zones où la distribution de courant surfacique est élevée (1.3). Les auteurs se sont également attachés à déterminer la perméabilité effective du matériau magnétique artificiel établi à partir d'une surface à haute impédance. Compte tenu des remarques faites sur la dépendance spatiale des propriétés du substrat, les valeurs obtenues sont à prendre avec précautions. Ils en déduisent les valeurs de perméabilité pour une antenne de 30 mm^2 suivantes $\mu_r=1.575$ et $\mu_r=2.43$

respectivement pour 1 colonne et 3 colonnes.

Les auteurs Mosallaei et Sarabandi ont proposé un concept d'une nouvelle surface à impédance reactive (RIS) comme substrat pour antenne planaire. Ce substrat permet de miniaturiser la taille de l'antenne et significativement augmenter à la fois la bande passante et son efficacité. Pour produire une surface présentant des caractéristiques d'impédance réactive, une structure périodique d'éléments résonants imprimée sur un diélectrique métallisé sur une face a été conçue.

Le prototype réalisé est composé de deux couches indépendantes fabriquées séparément sur un substrat céramique. Le matériau diélectrique utilisé pour le substrat de l'antenne est une silicate de magnésium Trans-Tech D-6, plus connu sous le nom de Forsterite alors que le substrat RIS est fait en titanate de magnésium calcium Trans-Tech MCT-25.

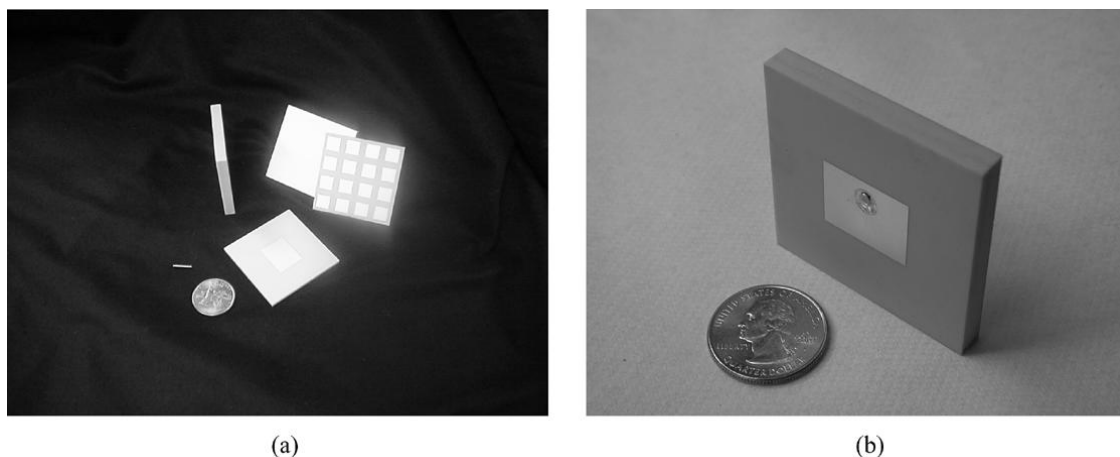


FIGURE 1.24 – Fabrication de l'antenne microruban sur substrat RIS (a) Silicate de magnésium et blocs de titanate de calcium de magnésium métallisés et imprimés (b) Antenne assemblée.

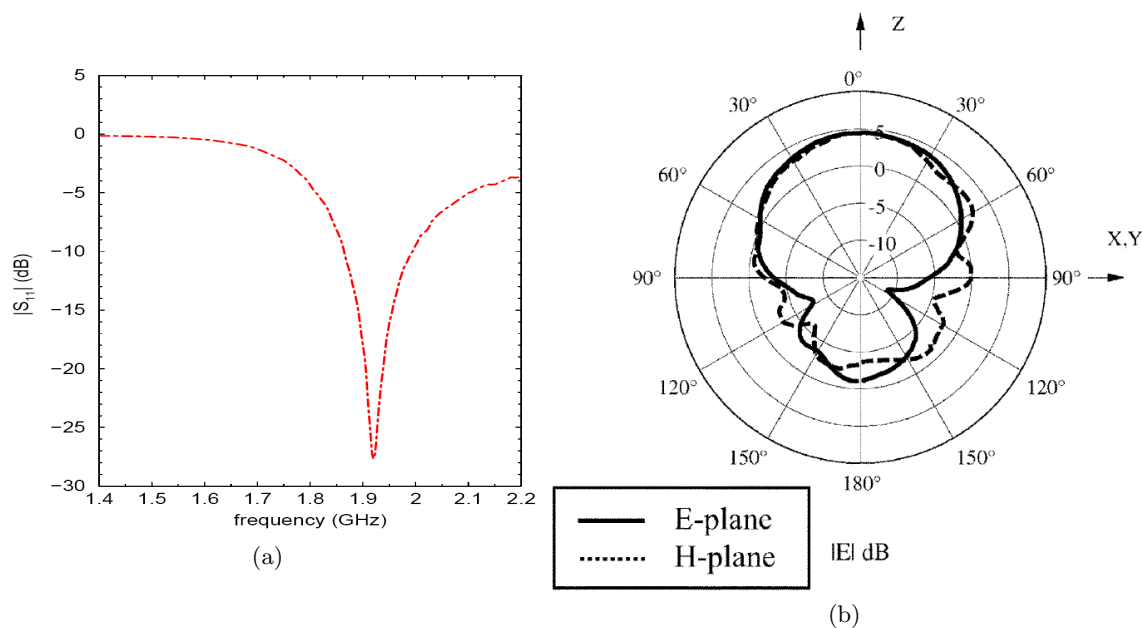


FIGURE 1.25 – (a) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (b) Diagramme de rayonnement.

Ainsi, une antenne microruban en $\frac{\lambda}{10}$ imprimée sur substrat RIS, comme le montre la figure 1.25, possède les caractéristiques suivantes, $BW = 6.7\%$, $G = 4.5$ dBi et une efficacité de rayonnement de 90%. En dessous de sa fréquence de résonance, le substrat RIS affiche un comportement inductif, ainsi, si la fréquence de résonance de l'antenne est inférieure à celle du substrat alors il atténue les propriétés capacitives de l'antenne. La capacité de la surface à stocker de l'énergie magnétique compense l'énergie électrique emmagasinée en champ proche par l'antenne sous sa fréquence de résonance et par conséquent contribue à réduire sa taille, et ce, en dépit d'une amélioration de ses performances par rapport à une antenne microruban conventionnelle.

Enfin, le dernier exemple de miniaturisation d'antennes proposé s'attache plus particulièrement à réduire l'épaisseur d'une antenne dipôle planaire large bande [54]. L'absence de contrainte d'encombrement surfacique permet aux auteurs de satisfaire simultanément des exigences de faible épaisseur, de directivité et de large bande. Ils répondent dès lors au besoin croissant de transmission haut débit tout en minimisant les radiations arrière. Le prototype développé consiste en un dipôle de type noeud papillon plaqué sur une surface à haute impédance. La surface haute impédance réalisée comporte un grand nombre de charges localisées permettant la suppression de forts courants présents en bordure de plan de masse. La figure 1.26 présente le prototype et son coefficient de réflexion.

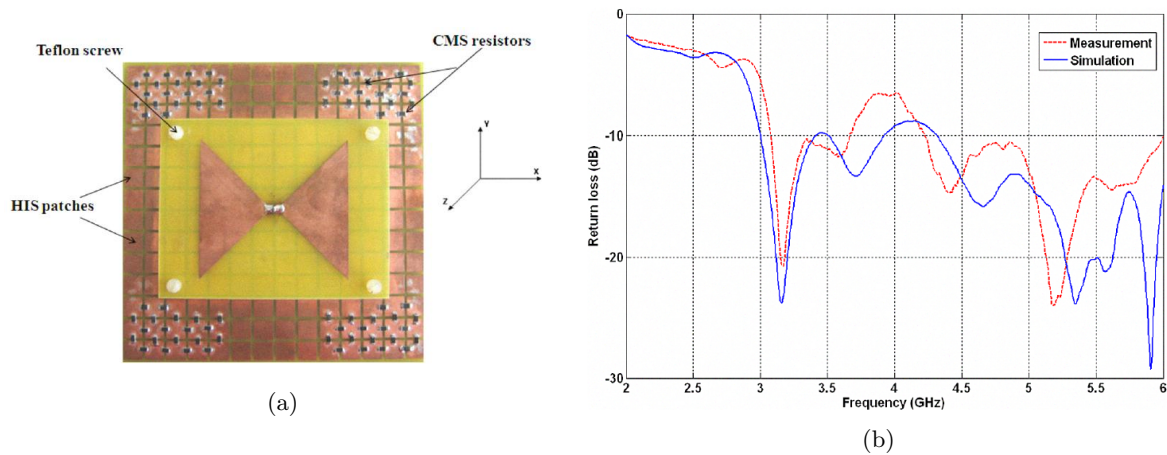


FIGURE 1.26 – (a) Antenne dipolaire sur HIS (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

L'antenne faible épaisseur $\frac{\lambda}{20}$ introduite affiche une adaptation d'impédance correcte et un gain maximum variant de 3.3 dB à 9.35 dB sur une gamme de fréquence allant de 3.2 GHz à 5 GHz.

1.1.5 Conclusion

Le passage en revue des différentes techniques de miniaturisation révèle une large gamme de méthodes souvent complémentaires et qui peuvent se confondre selon l'approche que l'on adopte. Il en ressort que la réduction de la taille d'un dispositif rayonnant entraîne systématiquement des conséquences sur le rayonnement et l'efficacité de l'aérien. Dans la plupart des cas, la configuration d'antenne optimale sera celle utilisant au mieux l'espace alloué, limitant les fortes concentrations

de courant sur les conducteurs pour minimiser les pertes ohmiques et utilisant un minimum de substrat à perte. Ainsi, la conception de dispositifs rayonnants suggère une optimisation spécifique pour chaque application. En effet, l'obtention du meilleur compromis entre le volume occupé par l'antenne, son gain et sa bande passante sera fortement dépendant des exigences fixées par l'application envisagée.

Après avoir introduit de nombreuses techniques de miniaturisation d'antenne dites classiques, nous avons mis en évidence que chacune est soumise à des limitations physiques bien identifiées, notamment concernant la bande passante. Les travaux présentés sur la miniaturisation des antennes imprimées, basés sur l'utilisation de substrats à fort indice de réfraction, ont montré l'intérêt des matériaux magnétiques, qu'ils soient naturels ou artificiels, pour l'amélioration des performances (bande passante, efficacité). Par conséquent, la piste que nous retenons pour atteindre cet objectif de miniaturisation consiste à employer des matériaux magnéto-diélectriques, qui allient une perméabilité magnétique à une permittivité diélectrique, tout en conservant des niveaux de pertes acceptables pour des fréquences allant jusqu'à plusieurs GHz.

L'utilisation de nouveaux matériaux devient donc une solution à considérer. Dans ce contexte, les études portant sur les matériaux tiennent une place stratégique.

1.2 Les matériaux magnéto-diélectriques pour applications radiofréquences

Cette partie a pour objectif de présenter les grandeurs caractéristiques des matériaux magnétiques et magnéto-diélectriques hyperfréquences naturels afin d'amorcer une comparaison sommaire avec les métamatériaux.

1.2.1 Introduction

Les matériaux magnétiques doux ont fait l'objet d'un grand nombre de travaux, dont l'objectif principal reste l'élargissement des propriétés magnétiques douces naturelles aux fréquences élevées. Traditionnellement développés pour des applications à basse fréquence (Hz, kHz, ...), puis dans la gamme du MHz (capteurs, têtes d'enregistrement, inductances, transformateurs, absorbants radars, ...), ces matériaux deviennent exploitables aujourd'hui jusqu'à des fréquences de l'ordre du GHz.

A cheval sur les domaines de la microélectronique et du magnétisme, de nouveaux matériaux permettent de commencer à aborder la gamme de fréquences jusque là réservée aux traditionnelles ferrites en bénéficiant en plus d'une autopolarisation et d'une très haute intégrabilité. Des améliorations substantielles de performances, de compacité et de fonctionnalité ont dès lors été envisagées. Ainsi, le LETI a récemment proposé une approche en rupture avec l'état de l'art des matériaux ferromagnétiques doux, permettant d'atteindre des performances en terme de perméabilité et de fréquence inaccessibles par les techniques traditionnelles.

L'objectif de cette étude est d'analyser les potentialités de ce nouveau concept de matériau magnétique à couplage d'échange pour des applications RF et plus particulièrement antennaires. Pour cela, ce chapitre est consacré, dans un premier temps, à un rappel des notions de magnétisme nécessaires à la compréhension des phénomènes mis en jeu donc utiles pour la suite de notre étude. Puis dans un deuxième temps il permet de dresser un état de l'art des ferromagnétiques doux à forte aimantation. Dans un troisième temps, nous développerons un modèle de calcul des paramètres radioélectriques effectifs pour une application aux empilements de couches minces magnéto-diélectriques conductrices.

1.2.2 Rappels en magnétisme

1.2.2.1 Origine du magnétisme et classification

Généralement, l'immersion totale d'un solide quelconque dans un champ magnétique ne conduit à aucun effet particulier sur sa structure ou ses propriétés. Cependant, l'application d'un champ magnétique extérieur \vec{H} sur toute substance dite magnétique produit une induction magnétique \vec{B} à l'intérieur et à l'extérieur de cette dernière. En effet, le champ magnétique au voisinage de l'échantillon peut être multiplié par un facteur cent voire mille car chacun des atomes de ce solide, au contact d'un champ magnétique, se comporte comme un petit aimant caractérisé par un moment magnétique \vec{m} . L'existence du moment magnétique atomique est déterminée par le mouvement des électrons autour de l'atome. Ainsi, le magnétisme des atomes résulte du mouvement des électrons qui induisent un moment magnétique dit orbital \vec{m} , associé à leur révolution autour du noyau,

ainsi qu'un moment magnétique dit de spin ou moment cinétique \vec{l} , associé à leur rotation sur eux-mêmes.

La formule suivante montre la relation qui relie les deux grandeurs induction \vec{B} et champ magnétique \vec{H} ainsi que le moment magnétique :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M} \quad \text{exprimée dans le système SI} \quad (1.9)$$

$$\vec{B} = \vec{H} + 4\pi\vec{M} \quad \text{exprimée dans le système CGS} \quad (1.10)$$

μ_0 correspond à la perméabilité magnétique du vide (vaut $4\pi \cdot 10^{-7}$ en SI et 1 en CGS) et l'aimantation \vec{M} représente la densité volumique de moments magnétiques dans la substance.

La grandeur caractéristique des matériaux magnétiques est la perméabilité s'écrivant μ . Cette grandeur complexe représente la capacité du matériau à réagir à un champ magnétique, radio-fréquence pour les cas qui nous intéressent. La partie réelle μ' caractérise l'aptitude du matériau à canaliser les lignes de champ magnétiques environnantes alors que sa partie imaginaire μ'' caractérise la capacité du matériau à dissiper l'énergie par effet joule. Bien que tout matériau magnétique possède une perméabilité, celle-ci est généralement faible si l'ensemble du matériau ne réagit pas de manière homogène.

Afin de quantifier les contributions relatives orbitales et de spin au moment magnétique, le rapport gyromagnétique $\vec{\gamma}$ a été introduit par Landé dès 1921 [55] :

$$\vec{\gamma} = \frac{\vec{m}}{\vec{l}} \quad (1.11)$$

Pour des raisons historiques, seul le système CGS est employé dans l'état de l'art, c'est pourquoi nous nous conformons à ce choix [56].

Concernant la classification des matériaux, les grandeurs suivantes permettent de distinguer trois principales classes de matériaux [56], [55].

$$\vec{M} = \chi \vec{H} \quad (1.12)$$

$$\vec{B} = (1 + 4\pi\chi) \vec{H} \quad (1.13)$$

χ est la susceptibilité magnétique du milieu et $\mu = 1 + 4\pi\chi$ est la perméabilité magnétique relative du matériau. χ et μ , étant des tenseurs de grandeurs complexes respectivement microscopique et macroscopique, caractérisent l'aptitude du matériau à s'aimanter sous l'effet d'un champ magnétique extérieur ou bien sa capacité à canaliser les lignes de champs magnétiques environnantes. Trois types de comportements magnétiques peuvent être définis à partir des valeurs de χ ou μ , conduisant à la classification suivante :

- Diamagnétisme : $\chi < 0$ mais $\chi \approx 10^{-5}$
- Paramagnétisme : $\chi > 0$ mais $\chi \approx 10^{-3}$
- Ferromagnétisme : $\chi > 0$ mais $\chi \approx 10^{+2} - 10^{+6}$

Dans les paragraphes suivants, nous décrivons les classes de comportement magnétique les plus répandues et nous en proposons une brève interprétation phénoménologique à l'échelle microscopique. On distinguera les comportements diamagnétiques, paramagnétiques, ferromagnétiques, antiferromagnétiques et ferrimagnétiques.

Le diamagnétisme

Nous nous intéressons en premier lieu au comportement diamagnétique, qui constitue la « réponse magnétique » la plus universelle puisque partagée par tous les matériaux, qu'ils soient intrinsèquement magnétiques ou non. Il est caractérisé par $\chi < 0$ et de faible amplitude $\chi \approx 10^{-5}$, le diamagnétisme définit en général des substances qui ne comportent que des atomes non magnétiques. L'origine du diamagnétisme résulte de l'effet d'un champ magnétique donnant à l'ensemble du mouvement électronique une vitesse angulaire de rotation autour de la direction du champ magnétique appliqué, il s'agit du phénomène classique d'induction. Ce moment magnétique induit est proportionnel au champ appliqué et s'oppose à ce dernier. C'est l'origine du diamagnétisme qui est donc un phénomène tout à fait général mais qui peut être masqué par les autres phénomènes dont l'effet est plus important.

Le paramagnétisme

Le paramagnétisme concerne la situation où les atomes magnétiques sont dilués au sein de la substance étudiée et donc sans interactions. Il est défini par $\chi > 0$ mais $\chi \approx 10^{-3}$ ou moins. Son origine s'explique par le fait que lorsque les atomes possèdent leur propre moment magnétique permanent, le diamagnétisme (toujours présent) est masqué par le paramagnétisme. Sous l'effet d'un champ magnétique extérieur, ces atomes, petits aimants permanents, s'orientent selon le champ appliqué et l'amplifient. Ce phénomène est limité par l'agitation thermique et dépend fortement de la température.

TABLE 1.4 – Quelques valeurs de susceptibilité.

Exemples de matériaux paramagnétiques	
Matière	χ
Na	$8,6 \cdot 10^{-6}$
Al	$7,7 \cdot 10^{-6}$
Mn	$1,2 \cdot 10^{-4}$
Pt	$1,2 \cdot 10^{-5}$
CoO	$0,75 \cdot 10^{-3}$

Le ferromagnétisme

Par définition, c'est la propriété qu'ont certains corps à s'aimanter très fortement sous l'effet d'un champ magnétique extérieur, et pour les matériaux magnétiques durs (aimants) de garder une aimantation importante même après la disparition du champ extérieur. L'application d'un champ

magnétique \vec{H} résulte en un alignement et une réorientation des domaines ferromagnétiques et conduit à un cycle d'hystérésis. On parle alors d'une aimantation spontanée, c'est-à-dire présentant une polarisation magnétique même en champ nul, ou rémanente très élevée et χ devient très grand tout en variant avec \vec{H} . Les moments magnétiques d'atomes voisins sont parallèles entre eux. Par ailleurs, il est intéressant de noter qu'au-delà d'une certaine température critique T_C (température de Curie), les ferromagnétiques perdent leurs propriétés magnétiques et se comportent comme des paramagnétiques car plus la température augmente, plus l'agitation thermique des atomes augmente. Ces derniers deviennent plus mobiles et moins stables. Ainsi, dans les corps ferromagnétiques, les fluctuations des moments magnétiques atomiques, au-delà de la température de Curie sont telles, que le corps perd toute organisation magnétique et devient paramagnétique.

L'antiferromagnétisme

Par opposition au ferromagnétisme, les matériaux antiferromagnétiques se caractérisent par un arrangement anti-parallèle des atomes voisins comme le montre la figure 1.28.

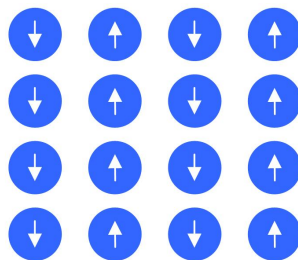


FIGURE 1.27 – Réseau de spins dans un matériau antiferromagnétique.

Dans ce type de matériaux les ions magnétiques sont partagés entre deux sous-réseaux entre lesquels agissent de puissantes interactions négatives qui créent, à basse température, des aimantations spontanées partielles orientées en sens inverse mais d'égale amplitude. Par conséquent elles se détruisent [57]. Les matériaux antiferromagnétiques présentent alors une aimantation macroscopique spontanée nulle.

Le ferrimagnétisme

Par définition, un matériau ferrimagnétique est un matériau qui possède deux sous-réseaux qui n'ont pas la même aimantation. A l'intérieur d'un domaine, les moments de spins des atomes peuvent être opposés ; le moment résultant étant positif, négatif ou nul. Il existe une analogie évidente entre ferrimagnétiques et antiferromagnétiques. En effet, les aimantations spontanées partielles orientées en sens inverse sont inégales et donnent ainsi une résultante observable. Les ferrites, qui sont des ferrimagnétiques, sont donc des antiferromagnétiques imparfaits.

Récapitulatif des classes de matériaux

Le schéma suivant regroupe les différentes classes de matériaux présentés en fonction de leur densité de flux.

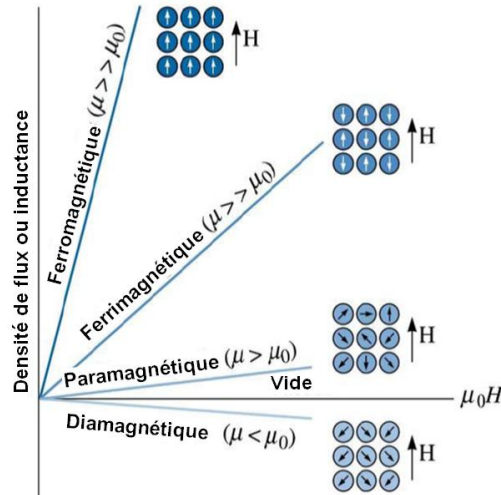


FIGURE 1.28 – Classification des matériaux magnétiques doux.

1.2.2.2 Généralités

Nous décrivons ici les termes d'énergie qui permettent de définir les états stables de l'aimantation.

Energies mises en jeu

Au sein d'un matériau magnétique un grand nombre d'énergies d'origines différentes sont mises en jeu. On trouve par exemple de façon non exhaustive les termes d'énergie de Zeeman, d'échange, de magnétostriction, de champs démagnétisants, d'anisotropie induite ou encore d'anisotropie magnétocristalline [55], [58]. Cependant nous allons, dans un premier temps, nous intéresser uniquement à l'énergie de champ démagnétisant ou magnétostatique propre parfois appelée à tort énergie de champ dipolaire [59]. Dans la section 1.2.2.2, nous nous intéresserons plus particulièrement à l'énergie d'anisotropie, qu'elle soit d'échange ou magnétocristalline.

Lorsque l'on considère un corps ferromagnétique, de dimension finie, plongé dans un champ magnétique extérieur \vec{H}_{ext} il apparaît aux bords de l'échantillon des pôles magnétiques, comme l'illustre la figure 1.29, par analogie avec l'électrostatique, qui induisent un champ à l'intérieur du matériau. Il s'agit du champ démagnétisant \vec{H}_d , de direction inverse à l'aimantation \vec{M}_s qui tend à s'opposer au champ extérieur et diminue ainsi le champ magnétique perçu à l'intérieur du matériau.

Pour certaines géométries particulières, le champ démagnétisant peut avoir une expression simple. Dans le cas d'une aimantation uniforme, c'est la limitation spatiale de l'échantillon qui est à l'origine du champ démagnétisant. En effet, ce phénomène s'explique par le fait que la composante normale de l'aimantation subisse une discontinuité à travers la surface ($div \vec{M}_s \neq 0$). Ce champ démagnétisant introduit une anisotropie supplémentaire, dite de forme, car les composantes du tenseur représentant \vec{H}_d ne sont généralement pas égales. D'après la figure 1.29, nous pouvons voir que l'énergie qui est associée au champ démagnétisant est principalement à l'origine des domaines dans les matériaux ferromagnétiques.

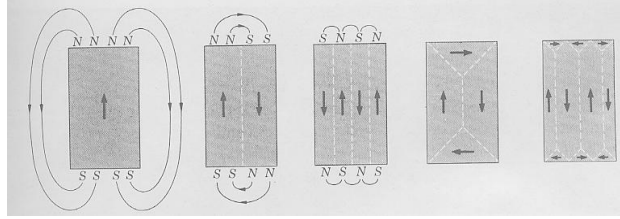


FIGURE 1.29 – Représentation schématique de l’origine des domaines à partir de l’illustration du phénomène de pôles magnétiques [60].

Toutefois, c’est sous l’action combinée des diverses énergies mentionnées précédemment que s’établit la structure en domaines magnétiques.

Domaines magnétiques et parois

Dans la réalité, un corps ferromagnétique sera le siège de toutes ces énergies mises en jeu mais naturellement il cherchera à en minimiser la résultante globale. La minimisation de la somme de toutes les énergies antagonistes amène l’aimantation à se répartir en domaines. Ainsi, au niveau macroscopique, Pierre Weiss a montré qu’un matériau ferromagnétique se subdivise spontanément en domaines comme l’illustre la figure 1.30 et les domaines magnétiques sont également appelés domaines de Weiss [61].

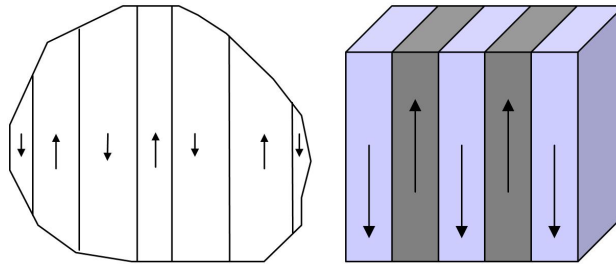


FIGURE 1.30 – Représentations schématiques de différentes répartitions en domaines.

Les domaines sont des zones séparées par des parois, à l’intérieur desquelles, l’aimantation reste homogène mais dont la direction moyenne diffère pour chaque domaine. Ces parois, communément appelées parois de Bloch, comprennent un certain nombre de plans atomiques dans lesquelles l’orientation des moments passe progressivement de celle d’un domaine à un autre.

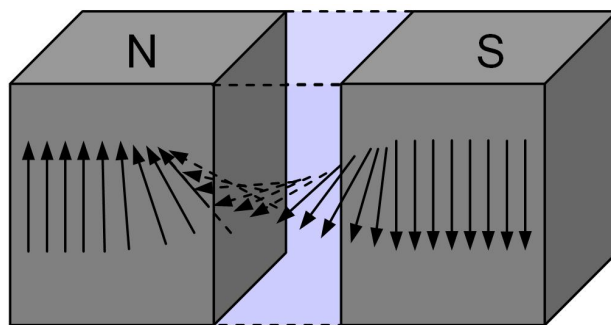


FIGURE 1.31 – Transition entre deux domaines à 180° à travers une paroi de Bloch.

Anisotropie

Si d'un point de vue macroscopique les ferromagnétiques sont isotropes, il n'en est pas de même au niveau local. En particulier, il existe une anisotropie magnétique qui peut être contrôlée par un choix des compositions et des traitements thermiques après la trempe. L'anisotropie magnétique, liée à la structure quadratique de l'alliage, est la tendance du vecteur aimantation à s'aligner suivant une direction particulière appelée l'axe de facile aimantation. Dans un matériau magnétique quelconque la direction de l'aimantation est déterminée par une compétition entre l'énergie dipolaire et les diverses sources d'anisotropie, principalement l'anisotropie magnétocristalline, l'anisotropie liée aux contraintes mécaniques, l'anisotropie uniaxiale induite et l'anisotropie de forme.

Lorsqu'un matériau est aimanté selon son axe de facile aimantation la perméabilité est élevée et la saturation magnétique est aisée comme on peut le voir sur la figure 1.32. Lorsqu'il est aimanté dans la direction difficile, un champ de module $H_k = \frac{2K}{M_s}$ (H_k et M_s étant respectivement le champ d'anisotropie et l'aimantation à saturation) est nécessaire pour faire pivoter la direction de l'aimantation en présence d'une densité d'énergie d'anisotropie K . K représente la différence des énergies d'aimantation suivant les axes facile et difficile.

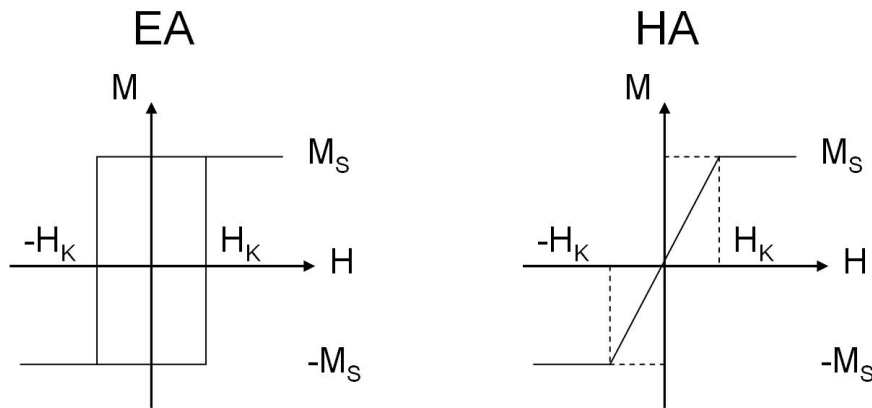


FIGURE 1.32 – Courbes d'aimantation d'une couche ferromagnétique uniaxiale : comportements selon l'axe facile (EA) et selon l'axe difficile (HA).

1.2.2.3 Dynamique de l'aimantation

La perméabilité étant fortement dispersive dans le régime hyperfréquence, elle nécessite d'être détaillée contrairement à la permittivité qui est relativement constante dans le régime microonde.

Dans un premier temps nous allons introduire les équations de base et le formalisme du modèle de Landau-Lifschitz-Gilbert ou LLG. Ensuite, une présentation succincte des mécanismes de relaxation de l'aimantation sera faite.

Le comportement dynamique de l'aimantation en haute fréquence n'existe que sur l'axe difficile du matériau. La perméabilité est supérieure à 1 et présente un comportement particulier en fonction de la fréquence avec l'apparition d'une fréquence de résonance spécifique. Sur l'axe facile, la perméabilité s'amortit très rapidement et vaut 1 quelque soit la fréquence considérée.

L'origine de la théorie dynamique s'appuie sur la relation immuable entre moment magnétique

\vec{m} et moment cinétique \vec{l} :

$$\vec{m} = \gamma \cdot \vec{l} \quad (1.14)$$

γ étant le rapport gyromagnétique. D'après le principe fondamental de la dynamique nous pouvons écrire l'équation du mouvement :

$$\frac{d\vec{m}}{dt} = \gamma \cdot \vec{m} \times \vec{H}. \quad (1.15)$$

Nous pouvons alors introduire le modèle gyromagnétique de Landau-Lifshitz-Gilbert (LLG), basé sur l'hypothèse du macrospin qui suppose l'aimantation homogène au sein du matériau donc l'absence de parois et domaines magnétiques. L'approximation macrospin consiste à décrire le comportement de l'aimantation du matériau comme identique à celle d'un spin unitaire bien que la réalité soit plus complexe avec notamment la division en domaines. Ce modèle phénoménologique est le plus couramment utilisé, il est très robuste et permet de décrire le comportement dynamique de la plupart des matériaux magnétiques [62] :

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = -\gamma(\vec{M} \times \vec{H}) + \frac{\alpha}{M_S} \left[\vec{M} \times \frac{\partial \vec{m}}{\partial t} \right] \quad (1.16)$$

où γ est la constante gyromagnétique et α le facteur d'amortissement, $\vec{M} \times \vec{H}$ et $\vec{M} \times \frac{\partial \vec{m}}{\partial t}$ représentent respectivement le terme de précession et le terme d'amortissement.

La résolution de cette équation en régime de faible perturbation ($\alpha \ll 1$) permet d'aboutir à l'expression littérale de la perméabilité en fonction de la fréquence. Ainsi, nous obtenons l'expression suivante :

$$\mu' = 1 + \frac{\gamma 4\pi M_S (\gamma H + \gamma 4\pi M_S + j\omega\alpha)}{(\gamma H + j\omega\alpha) (\gamma 4\pi M_S + j\omega\alpha) - \omega^2}. \quad (1.17)$$

Pour représenter le spectre de perméabilité nous utilisons le formalisme complexe où la perméabilité s'écrit :

$$\mu(f) = \mu'(f) - j\mu''(f) \quad (1.18)$$

μ' et μ'' sont les parties réelle et imaginaire de la perméabilité.

Cependant, cette description théorique du comportement dynamique des matériaux magnétiques, basée sur le phénomène de gyromagnétisme, néglige l'existence de mécanismes de relaxation de l'aimantation.

Mécanismes de relaxation de l'aimantation

Un phénomène d'origine électromagnétique apparaît dans tout conducteur parcouru par un courant alternatif. Il s'agit de l'effet de peau qui provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. En d'autres termes, la distance que doit

parcourir une onde dans un milieu à pertes pour être atténuée jusqu'à une valeur e^{-1} soit 36.8 % est définie comme l'épaisseur de peau δ . Son expression est la suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma \pi f \mu_r}}. \quad (1.19)$$

Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur conduisant à des pertes par effet joule ou pertes ohmiques plus importantes. En réalité, cela signifie que le courant ne circule pas de façon homogène dans toute la section du conducteur, la section utile du conducteur est ainsi réduite.

Toutefois, ce phénomène peut également apparaître lorsqu'un matériau métallique est plongé dans un champ magnétique variable \vec{H}_{ext} ou lorsqu'il est placé à proximité d'un conducteur parcouru par un courant alternatif. En effet, \vec{H}_{ext} génère un champ électrique \vec{E} lié à l'induction magnétique \vec{B} , d'après les équations de Maxwell, par la relation suivante :

$$\vec{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (1.20)$$

Ce champ électromoteur crée des boucles de courants induits appelées courants de Foucault qui génèrent elles-mêmes un champ magnétique induit au centre du matériau \vec{H}_{ind} dont le sens est opposé au champ extérieur \vec{H}_{ext} . Ces boucles se forment seulement sur une épaisseur caractéristique, on retrouve l'effet de peau. Il en découle une pénétration partielle du champ extérieur au coeur du matériau. En conséquence, le champ interne au matériau diminue voire disparaît.

En définitive, ce phénomène écranne totalement ou partiellement le phénomène de résonance gyromagnétique conduisant ainsi à une baisse de la perméabilité effective. Nous pouvons alors assimiler directement la contribution des courants de Foucault à l'amortissement effectif α [63].

1.2.3 Etat de l'art des matériaux magnétiques hyperfréquences

Après nous être intéressé au formalisme théorique des propriétés magnétiques et en particulier à la description des processus de dynamique de l'aimantation ou aux mécanismes régissant la perméabilité, nous focalisons sur leurs applications en hyperfréquences.

1.2.3.1 Introduction

Dans cette section, nous étudierons principalement des matériaux contenant des ferromagnétiques doux, c'est-à-dire des matériaux dont les états d'aimantation sont facilement réversibles (à opposer aux matériaux ferromagnétiques durs utilisés comme aimants). Ces matériaux sont d'ores et déjà largement utilisés dans les domaines de l'électrotechnique (inductances, transformateurs) [64] et de l'enregistrement magnétique (têtes d'écriture et de lecture) [65] pour conduire le flux magnétique. Généralement, ces matériaux sont associés à des matériaux diélectriques et sont qualifiés de matériaux composites.

Comme l'indique leur nom, les matériaux magnéto-dielectriques consistent en une partie diélectrique et une partie magnétique. Concernant la partie diélectrique, la permittivité relative

est supposée être constante dans la gamme de fréquence considérée. En revanche, pour la partie magnétique, la perméabilité relative présente une forte dispersion des comportements associés au phénomène de résonance gyromagnétique. qui conduisent à l'expression suivante :

$$F_r = \gamma \sqrt{M_s H_{eff}}. \quad (1.21)$$

Deux équations fondamentales comptent respectivement pour les matériaux ferrimagnétiques (1.22) et ferromagnétiques (1.23). Ces équations indiquent clairement que μ'_{DC} diminue lorsque F_r augmente. Ainsi, pour conserver à la fois un fort niveau de perméabilité et ce jusqu'à des hautes fréquences, le niveau de l'aimantation à saturation M_s doit être choisi le plus grand possible :

$$\mu'_{DC} = 1 + \frac{4\pi}{3} \gamma \frac{M_s}{F_r} \quad (1.22)$$

$$\mu'_{DC} = 1 + \left(\gamma \frac{M_s}{F_r} \right)^2 \quad (1.23)$$

où M_s est l'aimantation à saturation, γ est la constante gyromagnétique et H_{eff} est le champ magnétique effectif.

Idéalement, un matériau capable de fournir une forte perméabilité et de faibles pertes jusqu'à quelques gigahertz serait d'un grand intérêt dans la communauté des concepteurs RF. Ce tableau pourrait être réaliste si forte perméabilité (μ'_{DC}) et haute fréquence de résonance gyromagnétique (F_r) étaient accessibles simultanément. Cependant, il semble impossible de combiner ces conditions avec un alliage simple de matériaux d'après l'équation 1.23.

Par conséquent, les matériaux magnéto-diélectriques pour applications RF ont été étudiés depuis très longtemps afin d'étendre leurs propriétés douces naturelles aux fréquences hautes [66].

Dans la section suivante, nous présentons l'état de l'art actuel des matériaux utilisés dans les applications RF et notamment antennaires.

1.2.3.2 Ferrites et grenats

Après plus d'un demi-siècle d'utilisation, ces matériaux bien connus, appartenant à la classe des ferrimagnétiques, ne peuvent posséder, par définition, que des aimantations résultantes faibles. En effet, ces matériaux se présentant habituellement sous forme massive possèdent généralement une faible perméabilité car sous cette forme l'ensemble du matériau ne réagit pas de manière homogène. Ils ont traditionnellement été les matériaux magnétiques utilisés par défaut dans les applications antennaires. En effet, des antennes microruban sur substrat ferrite ont su se rendre attractives car elles offrent une grande agilité dans le contrôle des caractéristique du rayonnement de l'antenne [66]. Cependant, l'aimantation à saturation est faible (typiquement 0,1 à 0,3 T) parce que les ferrites contiennent exclusivement des inclusions ferrimagnétiques. De plus, la plupart des ferrites ont des propriétés isotropes et doivent être saturées pour supprimer les domaines magnétiques complexes rémanents responsables des fortes pertes magnétiques aux fréquences basses. Ainsi, un fort champ magnétique statique extérieur est habituellement requis pour la polarisation du matériau. Ce champ

de couplage \vec{H}_{DC} est nécessaire pour le déplacement et l'ajustement de la fréquence de résonance F_r aux fréquences hautes selon l'expression 1.21 dans laquelle \vec{H}_{eff} se réduit à \vec{H}_{DC} . Enfin l'usage des ferrites est en pratique limité aux fréquences inférieures au GHz car au-delà elles présentent un comportement fortement dissipatif. En définitive, les ferrites affichent une perméabilité modérée de l'ordre de 10 à 20 et une permittivité de 3 à 6 à 2 GHz. En revanche, les ferrites offrent l'avantage unique d'être de parfaits isolants électriques, ce qui convient, entre autre, aux hautes fréquences.

1.2.3.3 Ferromagnétiques doux en couche mince de dimension finie

Dans cette section nous nous intéressons plus particulièrement aux couches minces d'alliages ferromagnétiques.

Contrairement aux ferrites, en couche mince l'aimantation est grandement homogène dans le plan des couches, du fait des très faibles épaisseurs, et est généralement orientée dans une direction particulière de façon naturelle par opposition au recours à des moyens de polarisation extérieure. On peut donc simplifier la dynamique de l'aimantation en se plaçant dans l'approximation « macrospin », c'est-à-dire d'une réponse homogène dans tout le matériau.

Ainsi, les propriétés d'une couche mince magnétique sont en général anisotropes et hystérétiques [57]. En effet, si le matériau est déposé sous champ magnétique en couches minces alors il est même généralement uniaxial, on distingue dès lors un axe facile qui présente une aimantation à champ nul et un comportement hystérétique, caractérisé par son aimantation à saturation $4\pi M_s$ et son champ coercitif H_c . A 90° de l'axe facile se trouve l'axe difficile qui idéalement ne présente pas de caractère hystérétique et se caractérise par son champ d'anisotropie H_k en général supérieur au champ coercitif H_c .

Par définition, les matériaux ferromagnétiques affichent une perméabilité de l'ordre de 500 à 1000 à 2 GHz nettement supérieure aux ferrimagnétiques grâce à leur aimantation à saturation naturellement élevée (typiquement de 1 à 2 T). Cependant, les ferromagnétiques sont métalliques et des laminations avec des couches minces isolantes sont requises pour s'affranchir des courants de Foucault en haute fréquence. Habituellement, de tels matériaux ferromagnétiques laminés ne sont pas considérés comme des matériaux magnéto-diélectriques puisque des diélectriques amorphes conventionnels de type dioxyde de silicium (SiO_2) sont utilisés pour l'isolation, ce qui conduit à une faible permittivité effective. Comme nous l'avons mentionné précédemment, la plupart des matériaux ferromagnétiques affichent une anisotropie uniaxiale naturelle H_k qui contribue à augmenter la fréquence de résonance gyromagnétique F_r selon l'équation 1.21 avec H_{eff} réduit à H_k . Toutefois, H_k demeure plutôt faible (< 100 Oe) et F_r limitée à quelques GHz ; ainsi pour décaler F_r vers les fréquences plus hautes, l'application d'un champ statique devient également incontournable comme pour les ferrites.

Afin de s'affranchir du phénomène de déplacement des parois des domaines magnétiques, trop dissipatif en haute fréquence, les films ferromagnétiques doux sont de bons candidats pour des applications dynamiques car ils peuvent posséder un caractère anisotrope uniaxial.

Dans la suite de ce mémoire, nous nous intéresserons plus particulièrement aux matériaux présentant un faible champ coercitif garantissant de faibles niveaux de pertes ainsi qu'une bonne tenue en fréquence.

1.2.3.4 Matériaux magnéto-diélectriques aux propriétés effectives artificielles

Ces matériaux se comportant comme des milieux à permittivité ou perméabilité artificielle, sont en majorité des composites à base de métal et d'isolant. Le concept de perméabilité artificielle date des années 1980 mais ces composites sont étudiés depuis une cinquantaine d'années. Récemment, Pendry [67] a popularisé cette notion, cependant, la conception de composites qui ne présentent qu'un seul des paramètres radioélectrique artificiel demeure délicate. Ces deux grandeurs sont liées car, dans le meilleur des cas, on obtient un composite principalement diélectrique ou principalement magnétique selon une seule direction et une certaine polarisation. Le concept de matériaux à perméabilité artificielle s'attache à créer des dipôles électriques et magnétiques artificiels. Les composites obtenus de cette manière sont nommés composites à inclusions dipolaires résonantes comme par exemple, les Split Ring Resonators (SRR) présentés par Pendry [67]. Un SRR typique se compose de deux anneaux fendus imbriqués comme le montre la Figure 1.33.

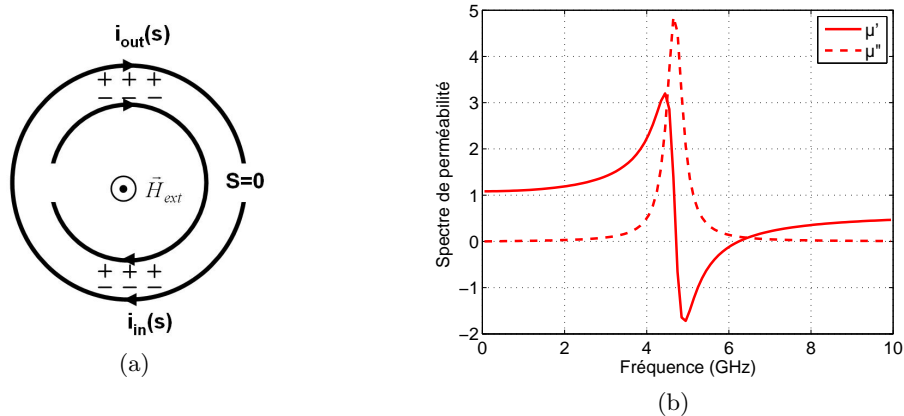


FIGURE 1.33 – (a) Split Ring Resonator (b) allure caractéristique de la réponse d'un motif SRR.

où s représente la surface associée au contour des anneaux.

Leur fonctionnement repose sur le phénomène de résonance électromagnétique des inclusions qui créent une polarisation artificielle. La dimension des inclusions métalliques est donc liée à la longueur d'onde incidente. Lorsqu'un champ magnétique externe perpendiculaire au plan des anneaux est appliqué, l'ouverture pratiquée dans les anneaux empêche le flux de courant induit autour de ce dernier. Un SRR fournit une structure résonante de dimension bien moindre que la longueur d'onde de la résonance.

Désormais la littérature regorge de structures fonctionnant sur le principe décrit par Pendry et les dénominations se sont multipliées [68], [40], [69], [70], [71], [72], [73], [49], [74]. La liste suivante en donne un aperçu :

- MG Matériaux Gauchers (Matériaux main Gauche)
- MIN Matériaux (Métamatériaux) à indice négatif
- LHM Left-Handed Media (Materials)
- DNG Double Negative Media
- NIM Negative Index Media

1.2.3.5 Hétérostructures en couches minces à forte perméabilité

Il est possible, à ce jour, de dresser un état de l'art respectif des matériaux magnétiques et des matériaux ferroélectriques en couches minces pour les hyperfréquences mais aucun concernant l'association des deux. Un ferroélectrique se distingue d'un diélectrique par une large permittivité et une polarisation rémanente. Le seul domaine connexe existant est celui des ferrites hyperfréquences.

L'élaboration de structures artificielles se fait par empilement alterné de couches minces. Selon la fonctionnalité recherchée chaque couche peut être magnétique et métallique, semi-conductrice ou isolante.

Pour surmonter les limitations précédemment mentionnées pour les ferrites, le recours à l'usage de films de FeCo possédant une aimantation à saturation très élevée ($4\pi M_s \approx 2$ T), qui ne sont pas naturellement doux, au sein d'un empilement multicouches à polarisation par couplage d'échange a été proposé [75]. Des couche minces ferromagnétiques originales pour applications RF ont récemment été développées [76]. Ces matériaux consistent en un empilement multicouches avec alternance de Titanate de Strontium et couches Ferromagnétiques (F) couplées à des couches Anti-ferromagnétiques (AF). La figure 1.34 présente un cliché du matériau obtenu par Microscopie Electronique à Balayage (MEB).

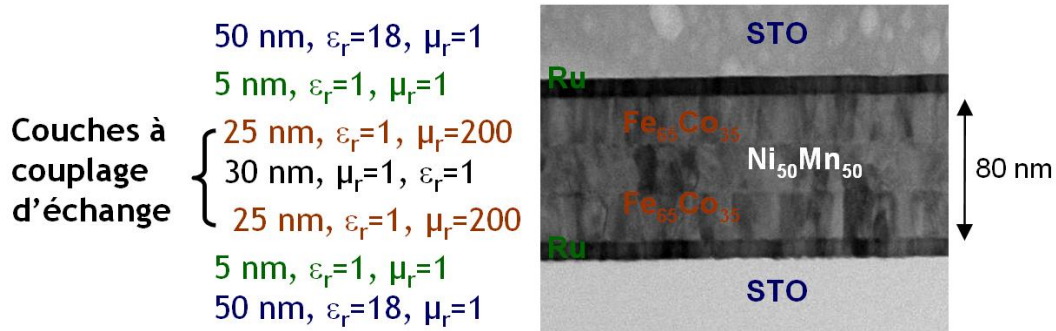


FIGURE 1.34 – Cliché MEB d'un empilement FeCo/NiMn/FeCo.

Ce matériau amorphe est obtenu par dépôt physique en phase vapeur, c'est-à-dire une méthode de dépôt sous vide adaptée aux films minces. La combinaison de couches F/AF crée une auto-polarisation de la couche F et permet ainsi d'utiliser des matériaux à aimantation ultime comme le FeCo ($4\pi M_s = 2.4$ T), possédant habituellement trop de pertes pour des applications RF. Ainsi, avec un empilement FeCo(25nm)/NiMn(30nm)/FeCo(25nm), le résultat de ce couplage est une forte perméabilité anisotrope ($\mu_{DC} = 196$ pour $F_r = 5$ GHz) et de faibles pertes jusqu'à 3 GHz, comme le montre la figure 1.35.

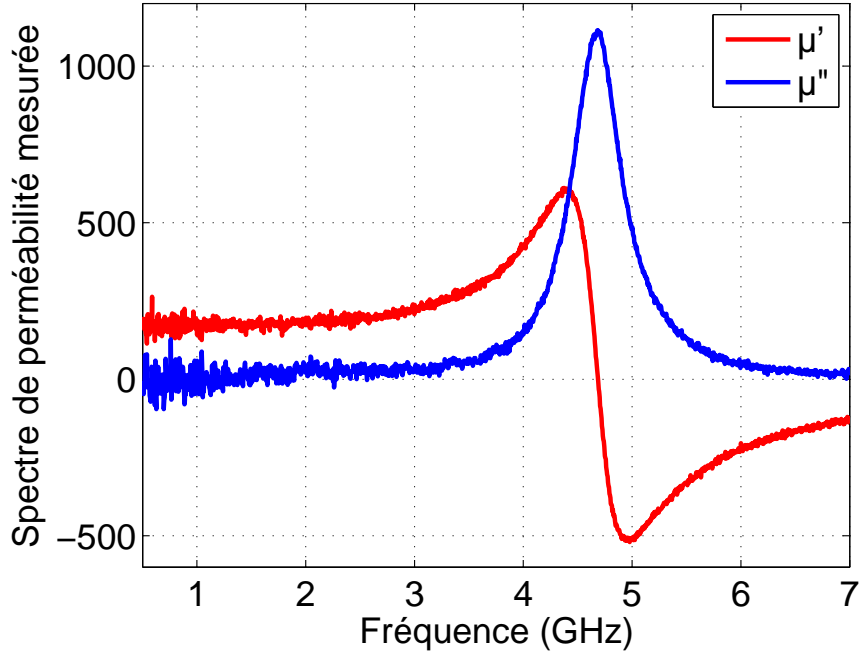


FIGURE 1.35 – Perméabilité complexe mesurée d'un empilement FeCo/NiMn/FeCo.

Cependant, de tels matériaux souffrent de limitations dues à la conductivité du FeCo et du NiMn conduisant à un faible taux de remplissage ($t_r = \frac{cF}{e_{AF}} \approx 1.7$). Par conséquent, il est primordial de veiller à prendre des couches conductrices dont l'épaisseur est au moins deux fois inférieure à l'épaisseur de peau pour éviter les courants de Foucault. En effet, l'importance du respect de cette contrainte a été démontrée grâce au développement d'un modèle théorique de la perméabilité dynamique pour les empilements de couches minces [77]. Dans le cas d'une couche mince ferromagnétique de dimensions finies, en considérant une lame mince d'épaisseur e très inférieure aux dimensions latérales, constituée d'un matériau de conductivité σ , de perméabilité complexe intrinsèque $\mu_0\mu_{int}$ plongée dans un champ magnétique de pulsation ω dirigé selon l'axe z et se propageant selon l'axe y , le champ \vec{H} s'écrit alors de la façon suivante :

$$\vec{H} = H_0 e^{j\omega t \vec{z}}. \quad (1.24)$$

Le champ \vec{H} peut ainsi être calculé dans le matériau à partir des équations de Maxwell. D'après la relation suivante établie par Berthault et al. [77] on en déduit la perméabilité selon le modèle dynamique électromagnétique :

$$\mu = \mu_{DC} \left[\frac{2\delta}{(1+j)e} \tanh \left(\frac{(1+j)e}{2\delta} \right) \right]. \quad (1.25)$$

La figure suivante illustre le mécanisme de relaxation de l'aimantation du aux courants de Foucault à travers une comparaison des épaisseurs mises en jeu.

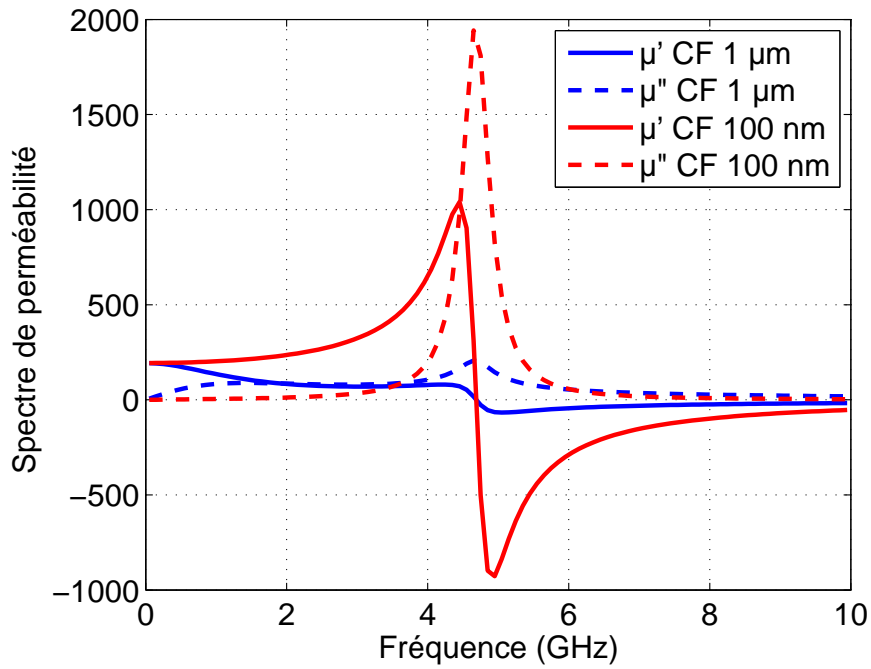


FIGURE 1.36 – Spectres de perméabilité théorique avec prise en compte des courants de Foucault pour des empilements FeCo/NiMn/FeCo d’épaisseur totale de 100 nm et 1 μm .

Nous observons une chute de la perméabilité et un accroissement des pertes dans le cas d’une couche d’épaisseur 1 μm (courbe bleue). Il est donc primordial d’utiliser des couches très minces pour conserver la réponse magnétique intrinsèque de l’empilement F/AF/F.

Pour conclure, il est important de retenir que ces hétérostructures combinent l’avantage du ferromagnétisme pour la perméabilité élevée et une solution originale pour la polarisation magnétique intrinsèque de l’ensemble avec le couplage d’échange. Afin d’optimiser la conception et l’utilisation de ces nouveaux matériaux, il est nécessaire de connaître leurs propriétés intrinsèques. Devant la complexité de ces matériaux, les méthodes classiques de mesures des paramètres constitutifs (permittivité, perméabilité) deviennent obsolètes. C’est pourquoi une nouvelle méthode de détermination des paramètres radioélectriques effectifs est présentée par la suite.

1.3 État de l'art des surfaces à haute impédance en contexte antennaire

Dans la section 1.1, nous avons déjà évoqué l'utilisation de surfaces à haute impédance visant la réduction de taille des aériens. L'objectif de cette partie est de présenter plus en détail l'intérêt de différentes surfaces à haute impédance utilisées dans des contextes antennaires et plus particulièrement pour leur intégration. Pour cela, nous proposons un bref tour d'horizon de ces matériaux.

1.3.1 Introduction

Les surfaces conductrices sont utilisées comme réflecteurs ou plans de masse dans de nombreuses applications antennaires mais elles conduisent parfois à des effets néfastes sur les performances de l'antenne [6]. La présence d'un plan réflecteur redirige la moitié du rayonnement dans la direction d'intérêt, permettant d'une part d'améliorer le gain de l'antenne de 3 dB et d'autre part de réduire la sensibilité de l'antenne sur un demi-espace. Malheureusement, si l'antenne est trop proche de la surface conductrice, la phase de l'onde incidente est inversée à la réflexion, ce qui entraîne une interférence destructive avec l'onde directe. Cela équivaut à dire que les courants image dans la feuille conductrice annulent les courants dans l'antenne, résultant en une faible efficacité de rayonnement.

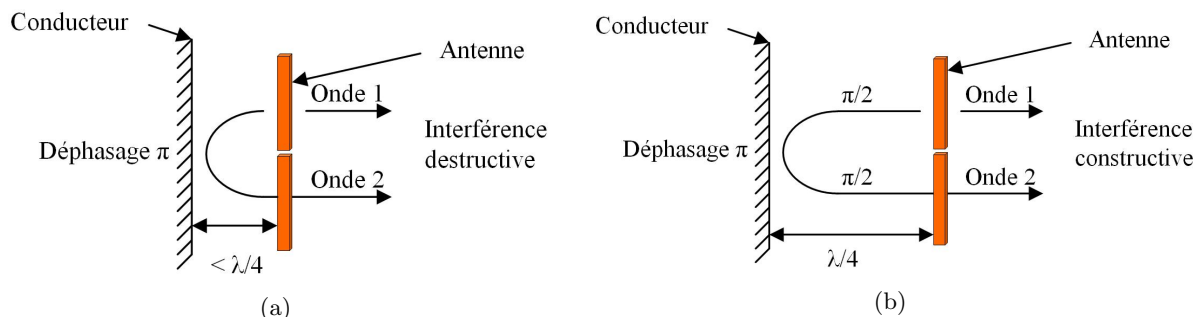


FIGURE 1.37 – (a) Dipôle planaire plaqué sur un plan de masse (b) Dipôle planaire à $\lambda/4$ d'un plan de masse.

La figure 1.37 montre une antenne à proximité d'un conducteur plan métallique. L'antenne est dès lors court-circuitée par la surface de métal lorsque la distance qui les sépare est très inférieure à $\lambda/4$. Ce concept très théorique doit toutefois être modéré. La distance marquant la frontière entre interférences constructives et destructives est moins catégorique que cela. Nous aborderons précisément ce point dans le paragraphe 3.5.2.1.

Une autre propriété des métaux est qu'ils sont favorables aux ondes de surface. Si une antenne est placée sur un plan de masse, on peut observer la propagation de courants à la surface du conducteur. Dans le cas d'un plan de masse infiniment grand, les courants de surface ne conduiraient qu'à une légère réduction de l'efficacité de rayonnement. En réalité, le plan de masse est toujours fini et les courants se propagent jusqu'à ce qu'ils atteignent une extrémité.

Théoriquement, il est possible de caractériser deux types de surfaces réfléchissantes, les conducteurs électriques parfaits et leur dual, les conducteurs magnétiques parfaits. La figure 1.38 présente les comportements respectifs de deux type de surface théoriques à proximité d'une simple antenne filaire.



FIGURE 1.38 – Fil parcouru par un courant sur des surfaces PEC et PMC.

À la différence des conducteurs électriques parfaits, les conducteurs magnétiques parfaits réfléchissent les ondes électromagnétiques sans inversion de phase, ainsi l'onde réfléchie n'est plus déphasée de 180° par rapport à l'onde incidente mais demeure en phase avec cette dernière. Ce comportement théorique permet alors le rayonnement d'une antenne même à proximité au lieu de le détruire. En effet, une onde plane d'incidence normale arrivant sur une telle surface se voit totalement réfléchi (coefficient de transmission nul $T = 0$) avec un coefficient de réflexion $\Gamma = 1$, contrairement aux surfaces conductrices pour lesquelles $\Gamma = -1$.

Cependant, ce type de surface n'existe pas dans la nature. Afin de solutionner le problème d'interférences destructives décrit figure 1.37 (a), il est possible de modifier les propriétés radiofréquence d'une surface en intégrant une texture spéciale sur le conducteur qui la compose (cf figure 1.38). On désigne dès lors par conducteur magnétique artificiel toute surface présentant un comportement PMC sur une bande de fréquence plus ou moins étendue. Ces méta-surfaces permettent donc de reproduire artificiellement les PMC. La figure 1.38 présentant les configurations de champs magnétiques et électriques au voisinage de telles surfaces.

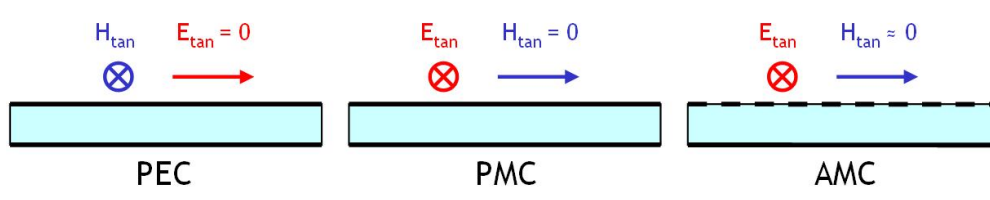


FIGURE 1.39 – Configuration des champs.

Depuis une dizaine d'années, la littérature regorge d'exemples prouvant que les surfaces à haute impédance (SHI ou HIS en anglais) et plus particulièrement les conducteurs magnétiques artificiels (AMC en anglais) peuvent être de bons candidats pour contourner le problème mentionné précédemment.

Enfin, il est d'usage de les classer parmi les structures à Bande Interdite Photonique (BIP) ou Bande Interdite Electromagnétique (BIE) ou encore Electromagnetic Band Gap (EBG) en anglais car généralement elles n'autorisent la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface que pour certaines bandes de fréquences.

Ainsi, le terme de haute impédance usité pour désigner ces surfaces trouve son origine dans le fait que ces matériaux de type composite se comportent comme des surfaces homogènes affichant

une très haute impédance à la fréquence de résonance.

Cependant, cette classification ne s'avère pas suffisamment rigoureuse comme l'ont montré les auteurs de [78] et [79]. En effet, certaines structures n'exhibent aucune bande interdite en fréquence même si elles affichent un comportement assimilable à une surface homogène possédant une haute impédance. Ces aspects seront détaillés ultérieurement.

1.3.2 Les différents types de SHI

De nombreux chercheurs se sont intéressés à ces métasurfaces et il en résulte une très grande variété allant des plus simples au plus exotiques. Ces structures sont généralement composées d'un matériau diélectrique sur lequel est imprimé, en face supérieure, un réseau périodique planaire de motifs unitaires et un plan de masse en face inférieure. Dans la suite, nous allons distinguer deux grandes catégories ; la première concerne les structures qui possèdent un contact électrique franc entre couches supérieures et inférieures et la seconde est composée de celles qui ne possèdent pas de via.

1.3.2.1 Les mushrooms

En 1999, un article majeur présentant une structure à bande interdite électromagnétique a été publié par Sievenpiper et Yablonovitch dans [80]. Après avoir été largement déclinée, celle-ci peut désormais être constituée d'un réseau 2D de pastilles métalliques carrées ou hexagonales, reliées au plan de masse par l'intermédiaire d'un via. Au choix, le motif périodique peut être placé dans l'air ou directement imprimé sur un support diélectrique.

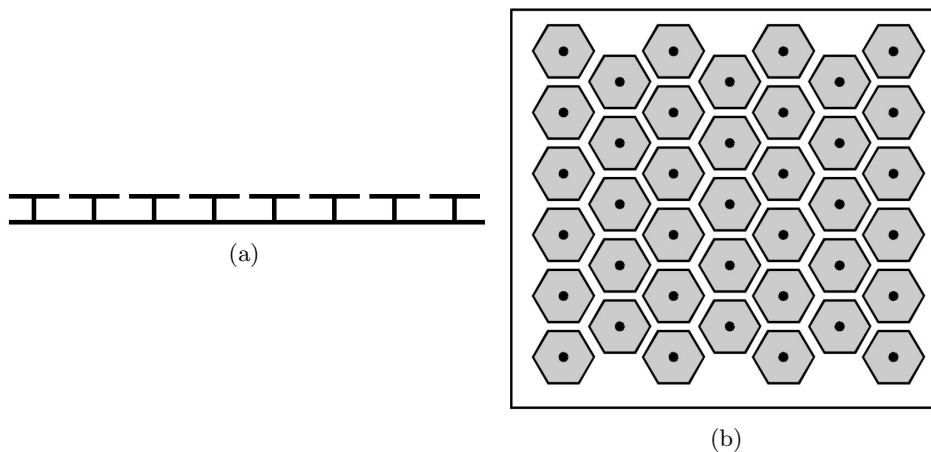


FIGURE 1.40 – (a) Vue en coupe d'un « champ de champignons » (b) Vue de dessus d'un « champ de champignons ».

Lorsque les dimensions des inclusions et leur espacement sont très petites devant la longueur d'onde, leurs propriétés électromagnétiques peuvent être décrites en utilisant des éléments localisés (condensateurs et inductances). Cette structure se comporte comme un circuit LC parallèle résonant et peut ainsi être simplement modélisée.

Ce concept de matériaux équivalent à une surface à haute impédance a été introduit dans le but de supprimer les ondes de surface d'une antenne microruban pour augmenter son rendement.

Cependant, des limitations en terme de largeur de bande existent. En effet, le caractère haute impédance n'agit que dans une bande limitée de fréquences et en dehors de cette bande de travail, la surface réagit comme une surface conductrice continue. De plus, la stabilité des propriétés de haute impédance avec l'incidence et la polarisation présente également des limitations [81].

1.3.2.2 Les réseaux périodiques planaires

Une étude menée en 2005 par Feresidis et al. [82], a montré que des structures périodiques planaires peuvent afficher un comportement haute impédance. Ce phénomène n'est valide que sur une certaine plage de fréquence et seulement pour les ondes planes en incidence normale.

Par réseau périodique planaire nous entendons toute surface texturée qui ne comporte pas de via assurant la continuité électrique entre les motifs et plan de masse. L'absence de vias facilitant grandement la réalisation technologique de telles structures, un engouement sans précédent est né dans la communauté scientifique pour leur développement. Aujourd'hui un très grand nombre de motifs distincts ont été analysés, caractérisés et comparés. Dans ce paragraphe nous n'en donnerons qu'un bref aperçu sans s'attarder sur leurs avantages et inconvénients respectifs, cet exercice étant partiellement repris dans le troisième chapitre.

En premier lieu, nous pouvons présenter les surfaces constituées d'un réseau de pastilles carrées qui, par leur simplicité de mise en oeuvre, s'imposent naturellement comme le réseau périodique planaire le plus répandu. Les réseaux métalliques périodiques planaires se comportent comme des conducteurs magnétiques artificiels lorsque qu'ils sont placé sur un substrat diélectrique au dessus d'un plan de masse.

La figure 1.41 présente des exemples de ce type de structure, aussi appelé surface capacitive en raison de son comportement capacitif, ou surface inductive, son dual, affichant un comportement inductif.

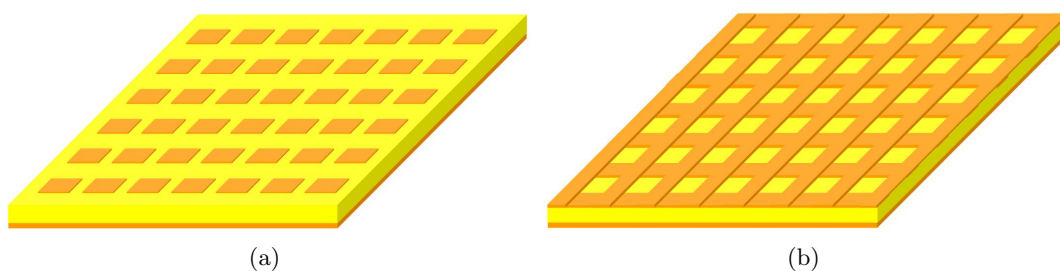


FIGURE 1.41 – (a) Surface périodique de type capacitif (b) surface périodique de type inductif.

Ces structures permettent d'assurer une des deux propriétés caractéristiques des surfaces à haute impédance. En effet, les structures proposées présentent les propriétés d'un PMC, elles introduisent notamment une phase du coefficient de réflexion de zéro degré aux ondes incidentes.

Une seconde structure bien connue, dénommée Uniplanar Compact-Photonic Bandgap (UC-PBG), a été publiée par Itoh et al. dans [83]. La structure est constituée de cristaux compacts périodiquement disposés dans deux dimensions (figure 1.42).

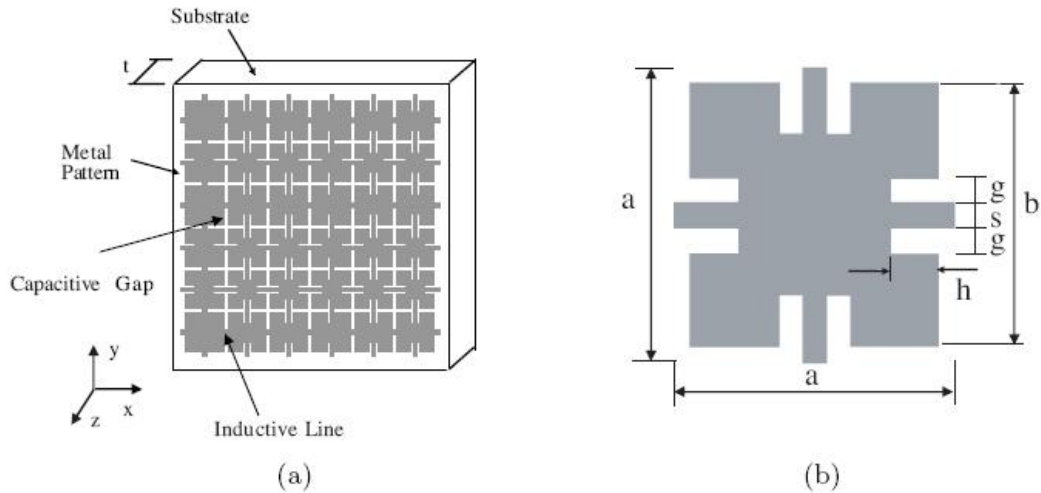


FIGURE 1.42 – (a) Schéma du motif métallique UC-PBG sur substrat diélectrique, (b) cellule unitaire.

Cette géométrie de motif unitaire a été largement étudiée par de nombreux auteurs et trouve aujourd’hui un grand nombre d’applications, notamment dans les domaines des circuits micro-ondes [84] et des antennes [85].

L’article [86] présente les caractéristiques de différents types d’AMC, dont, entre autres, celles des pastilles carrées. L’intérêt des auteurs porte sur la modélisation analytique de tels dispositifs et permet d’évaluer les bandes passantes respectives des différentes structures. En particulier, ils mettent en avant le fort potentiel des pastilles carrées à conserver la bande passante.

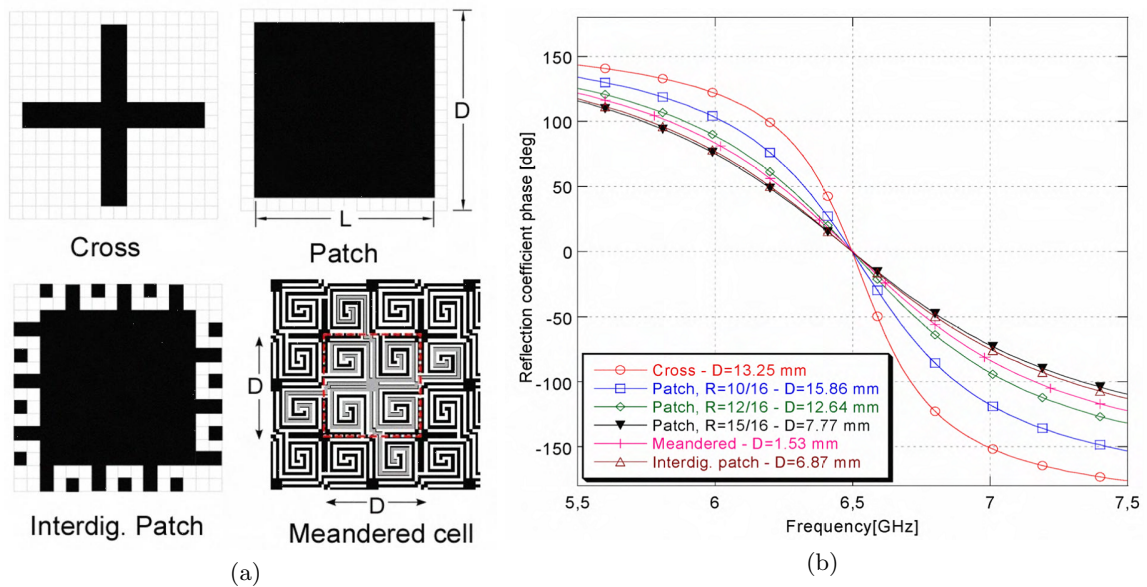


FIGURE 1.43 – (a) Exemples de motifs élémentaires (b) phases des coefficients de réflexion respectives.

En vrac, la figure 1.44 présente une série d’exemples divers et variés proposée par [87]. Les auteurs s’attachent à montrer les différences majeures entre structures avec et sans via de mise à

la masse. Ils s'attardent notamment sur l'étude des largeurs de bande respectives. Est également présenté par les auteurs de [88], un arrangement périodique d'inclusions métalliques basées sur la courbe de Hilbert.

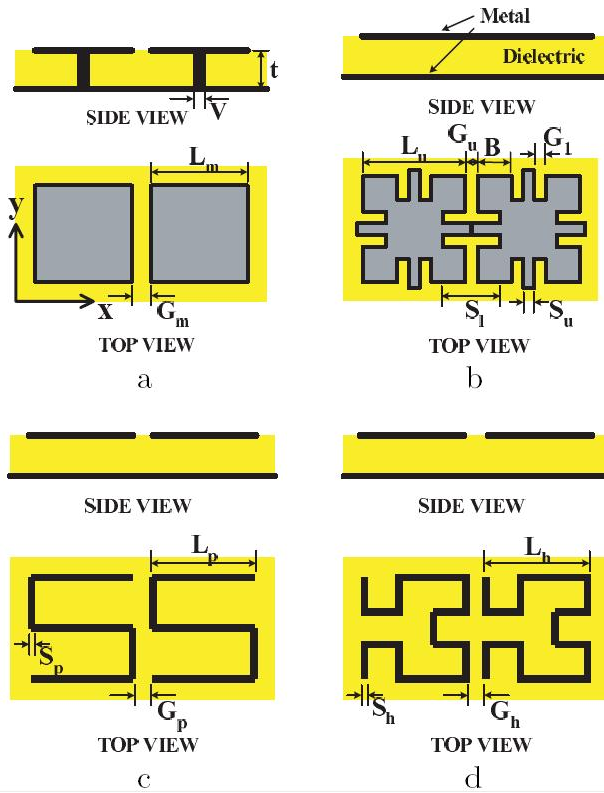


FIGURE 1.44 – Schémas de surfaces SHI/AMC : a. Mushroom-like EBG, b. UC-EBG, c. first-order Peano curve, et d. second-order Hilbert curve.

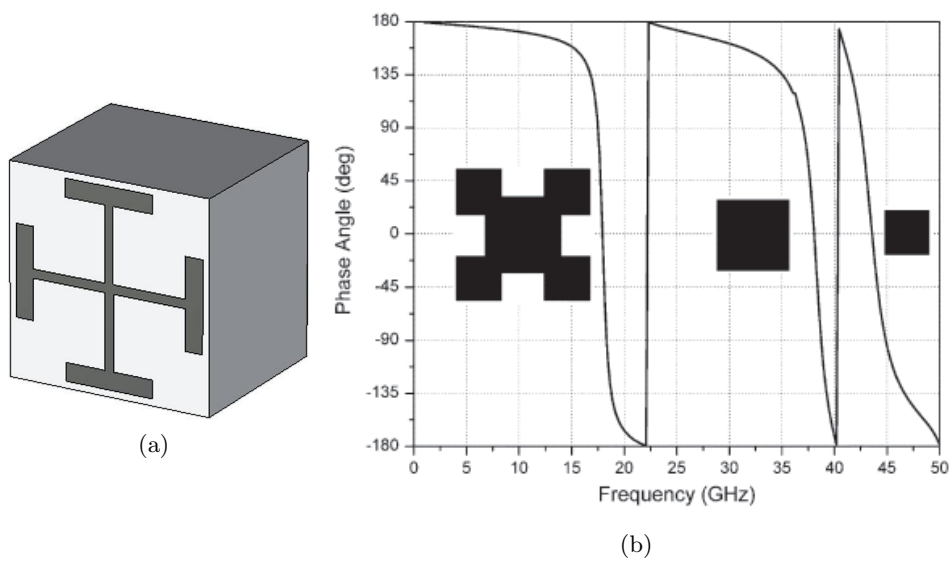


FIGURE 1.45 – (a) Cellule unitaire d'AMC basé sur la croix de Jerusalem (b) réponse fréquentielle pour la structure PBG compacte uniplanaire.

Par ailleurs, les auteurs des travaux présentés dans [89] proposent un modèle analytique pour prédire la fréquence de résonance et la bande passante d'un motif original inspiré de la croix de Jerusalem (cf figure 1.45 (a)). Enfin, la figure 1.45 (b) tirée des travaux de [90] illustre la réalisation d'un motif capable de produire de multiples fréquences de résonance à l'aide d'une structure complexe. En effet, nous observons chaque fréquence de résonance et la partie du motif élémentaire qui y est associée.

1.3.3 Les champs d'applications

Les propriétés électromagnétiques uniques des structures à haute impédance ont conduit à un large panel d'applications dans la conception d'antennes. Les paragraphes suivants résument une partie des différentes fonctionnalités adressées par ces structures. Les catégories proposées ne sont en réalité pas si distinctes car d'éventuels chevauchements sont identifiables. Dans cette partie, nous ne reviendrons pas sur le potentiel de miniaturisation d'aériens à l'aide de telles structures présenté dans la section 1.1.4.4.

1.3.3.1 Substrat pour l'amélioration des performances d'antenne

Parmi les champs d'application de telles structures, les travaux de Qu [91] présentent une antenne microruban sur EBG double couche comme plan de masse comme le montre la figure 1.46 (a).

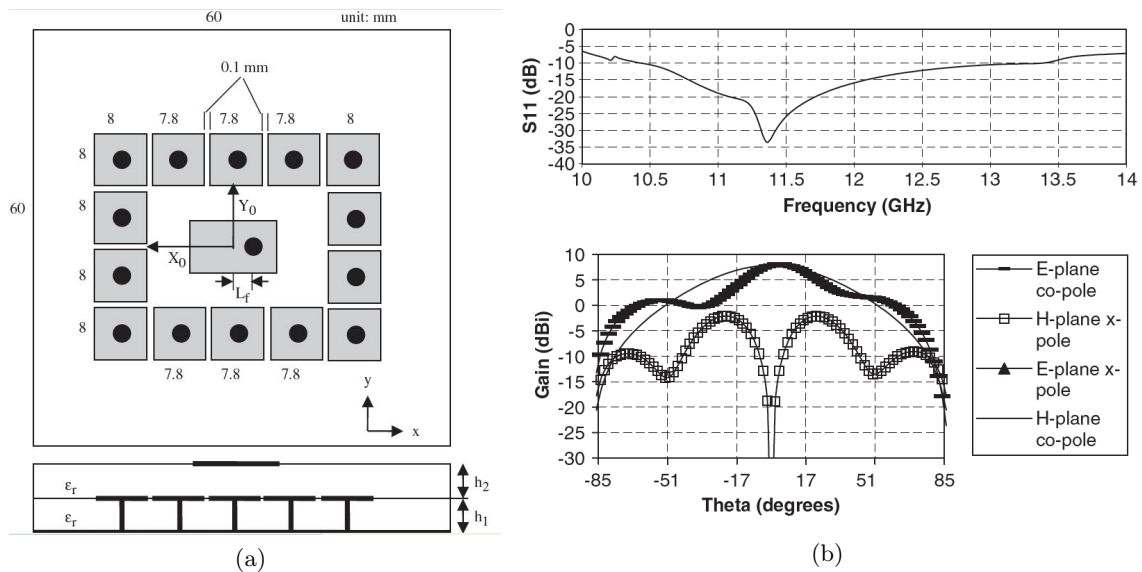


FIGURE 1.46 – (a) Géométrie de l'antenne double couche sur EBG (b) coefficient de réflexion et diagramme de gain.

Après avoir caractérisé les surfaces réalisées, les antennes patch ont été conçues pour fonctionner successivement à l'intérieur et en dehors de la bande interdite. Pour un fonctionnement de l'antenne hors bande interdite, une bande passante de 24,7% a été obtenue, alors que son gain a également été augmenté de près de 3 dB par rapport à l'antenne de référence affichant un gain maximum de 5 dBi (Fig.1.46 (a)).

Un autre exemple probant d'amélioration des performances a été donné par Coccioli et al [85]. Les résultats calculés et mesurés montrent qu'en raison de la suppression des ondes de surface, l'antenne microruban montée sur le substrat UC-PBG offre un gain maximum de 3 dB plus élevé que la même antenne gravée sur un substrat diélectrique de même épaisseur et même constante diélectrique déposé sur un plan de masse.

1.3.3.2 Substrat pour la réduction du couplage

Un autre champ d'application de ces surfaces concerne la réduction des ondes de surface afin de limiter les lobes secondaires induits par la finitude du plan de masse [85] ou les couplages inter-éléments dans les réseaux d'antennes [92].

Par exemple, la comparaison entre les résultats d'une antenne microruban classique avec une antenne microruban sur un substrat PBG, dans l'article [93], montre une réduction remarquable du niveau des modes de surface. Cela peut être observé sur le diagramme de rayonnement (les ondulations dues aux modes de surface ont presque disparu) et sur la cartographie du champ électrique dont les niveaux sont réduits (Figure 1.47).

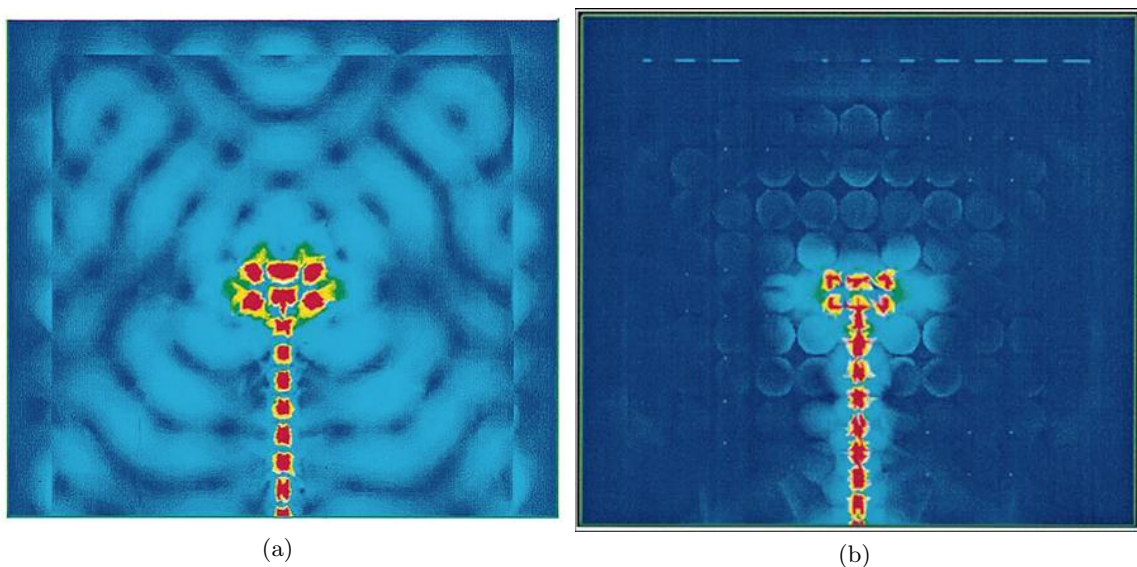


FIGURE 1.47 – Illustration de la réduction des ondes de surface (a) plan de masse (b) matériau à bande interdite.

Enfin, le rayonnement arrière est également considérablement réduit et une augmentation de l'efficacité de l'antenne est observée.

Par ailleurs, sur la figure 1.48, une surface haute impédance de type « mushroom » est utilisée pour réduire le couplage entre deux patches adjacents [92].

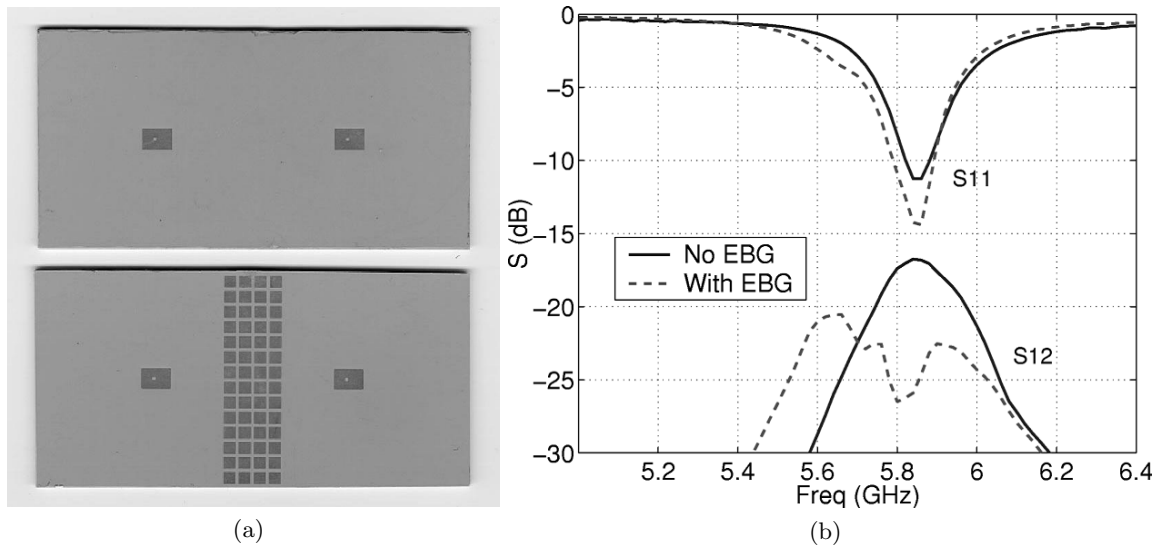


FIGURE 1.48 – Illustration de la réduction du couplage entre deux patches adjacents (a) photo du dispositif (b) coefficients de réflexion et de transmission.

Plusieurs configurations d’antennes microrubans en réseau ont été réalisées et, dans le meilleur des cas, une réduction de 8 dB du couplage mutuel à la fréquence de résonance est observée.

Enfin, Tretyakov a montré que des surfaces à haute impédance de type « mushroom » peuvent être employées comme structures absorbantes dédiées à la furtivité avec des performances insensibles à l’angle d’incidence pour des ondes polarisées TM [94].

1.3.3.3 Substrat pour antennes plaquées sur un plan métallique

Le dernier champ d’application de ces structures concerne leur faculté à permettre le plaquage d’antennes sur un plan métallique.

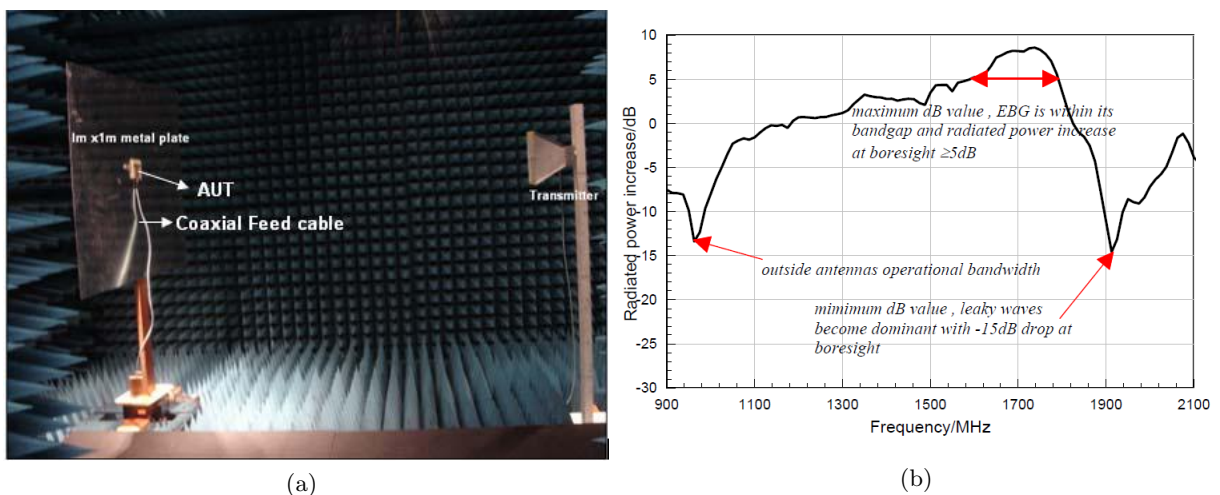


FIGURE 1.49 – (a) Dispositif de mesure de diagramme de rayonnement, en chambre anéchoïde, d’un monopole sur un réseau EBG 4x4 motifs sur plaque d’aluminium de 1 m² (b) évolution du gain mesuré en fonction de la fréquence pour une antenne/EBG sur un large plan métallique.

Ce champ d'application prend tout son sens dans les domaines de l'automobile et l'aérospatial qui sollicitent le fonctionnement d'aériens en contexte perturbé par de larges plans métalliques (carrosserie ou carlingue).

Langley a prouvé que la suppression des lobes arrières par utilisation d'EBG, même de taille réduite, permet de rendre l'antenne ainsi conçue tolérante à une plateforme métallique [95]. Il a en effet placé l'antenne sur EBG près d'un plan métallique d'une surface d'un m^2 , simulant une carcasse de véhicule, pour démontrer que le fonctionnement de l'antenne demeure stable même à très grande proximité de la structure métallique.

La figure 1.49 présente le dispositif de mesure et le gain maximum relevé.

Les auteurs n'ont observé aucun changement majeur sur l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Le gain mesuré a lui légèrement augmenté (0.5 dB) mais le ratio lobes avant sur lobes arrières est passé de 10 dB à 35 dB. Ils en concluent que la combinaison antenne/HIS fonctionne comme prévu et s'avère insensible à son environnement proche sur un demi-espace. Il est alors possible de parler d'intégration d'antennes.

Chapitre 2

Optimisation de l'interaction onde/matière dans les applications radiofréquences et couches minces

Sommaire

2.1	Introduction	55
2.2	Modélisation de paramètres radioélectriques effectifs	56
2.3	Etude de lignes de transmission	70
2.4	Etude de topologies d'antennes appropriées	77
2.5	Antenne microruban sur substrat anisotrope	104
2.6	Conclusions	109

2.1 Introduction

Une première mise à jour bibliographique a été effectuée pour actualiser l'état des connaissances à la fois sur l'utilisation de matériaux magnétiques et de méta matériaux pour la miniaturisation des antennes. En particulier, nous avons précédemment présenté une catégorie de matériaux : les hétérostructures en couches minces à forte perméabilité qui comportent un empilement spécifique que nous utilisons tout au long de ce chapitre.

Ce chapitre a pour objectif principal de déterminer les dispositifs susceptibles de répondre à la problématique d'optimisation de l'interaction onde/matière lors d'utilisation de couches minces magnétiques anisotropes. Pour cela, nous développons quatre axes distincts depuis l'étude des phénomènes de dilution jusqu'à la conception d'une antenne. Nous débutons par une étude théorique sur les empilements de couches minces complexes que nous réutiliserons tout au long de ce chapitre. Ensuite, notre attention se porte sur l'analyse de lignes de transmission conformément aux travaux préalablement menés par l'équipe qui développe le matériau.

Enfin, nous allons nous intéresser aux topologies d'antennes susceptibles de réunir les conditions nécessaires à l'excitation du matériau magnétique. Puis nous présentons un concept innovant à

travers une application spécifique d'élargissement de la bande passante d'une antenne microruban imprimée.

2.2 Modélisation de paramètres radioélectriques effectifs : application aux couches minces magnéto-diélectriques

Au cours des dernières années, le développement de matériaux composites a connu un essor important. Dans le domaine de la microélectronique haute fréquence, de nouveaux matériaux magnéto-diélectriques laminés en couches minces sont apparus [76]. Ainsi, leur intégration dans les composants passifs hyperfréquences, telles que les inductances, offre d'ores et déjà d'intéressantes perspectives [64]. Cependant, l'étude de tels dispositifs requiert une attention toute particulière, notamment pour la simulation électromagnétique et la compréhension des phénomènes physiques mis en jeu. En effet, leurs caractéristiques propres, telles que leur faible épaisseur (≈ 50 nm) inférieure à l'épaisseur de peau, la forte conductivité des couches magnétiques et leurs propriétés d'anisotropie, nécessite une analyse approfondie. Cette section s'inscrit dans une démarche visant à proposer un modèle analytique de cas d'empilements de matériaux couches minces pour une illumination particulière. En plus de fournir un outil de compréhension des mécanismes intrinsèques de ces empilements, l'idée consistait à pallier en partie aux limites des simulateurs, engendrées par un facteur d'échelle trop important lors de la simulation de structures rayonnantes. Typiquement, la modélisation en éléments finis d'une antenne compacte en $\lambda/2$ à 3 GHz nécessite un volume de calcul dont les plus grandes dimensions sont au moins un million de fois supérieures à l'épaisseur de la couche la plus mince (limite de finesse de résolution du maillage de certains logiciels, par exemple HFSS). Ces aspects étant détaillés dans la section 2.4, nous ne nous attarderons pas sur ce point ici. Cette section a un objectif double, d'une part, l'étude de l'impact, sur la permittivité, d'un fort contraste entre couches fortement conductrices et non conductrices, et d'autre part une meilleure compréhension des mécanismes de relaxation de l'aimantation. Pour cela, nous nous appuyerons sur la confrontation entre modélisation analytique et simulations électromagnétiques sur une structure simplifiée de guide d'onde permettant les simulations.

Pour caractériser l'interaction entre ondes électromagnétiques et un milieu complexe fini ou infini, de type matériau laminé périodique, nous avons choisi deux approches distinctes, l'une analytique et l'autre numérique, respectivement basées sur la théorie des milieux effectifs anisotropes (AEMT) et la méthode des éléments finis (HFSS) [96].

2.2.1 Méthode AEMT

Dans cette méthode, le matériau périodique magnéto-diélectrique est assimilé à un milieu effectif anisotrope représenté par des tenseurs de permittivité et perméabilité. Ainsi, les caractéristiques de propagation des ondes dans un milieu donné sont déterminées analytiquement. Il a été démontré que cette méthode permet de déterminer les paramètres radioélectriques effectifs d'un empilement multiple de couches minces lorsque la direction de propagation et la polarisation de l'onde incidente sont définies comme le montre la figure 2.1, [41].

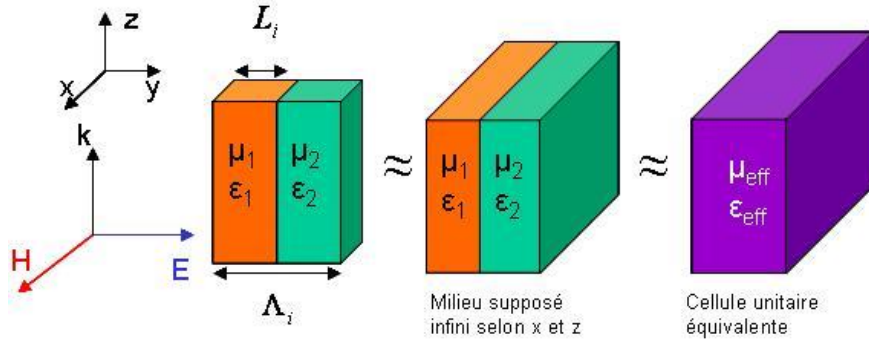


FIGURE 2.1 – Modèle d'empilement bicouche.

En effet, cette méthode, applicable aux empilements périodiques, fournit des résultats satisfaisants, et ce pour des valeurs de périodes jusqu'à $\lambda_g/2$ et des épaisseurs de couches relativement fines. Cependant, le milieu de propagation doit être considéré infini selon les directions x et z , comme le montre la figure 2.1, afin d'obtenir les paramètres constitutifs de chaque couche. Dans le cas particulier où $\Lambda_i \ll \lambda_i$ (λ_i étant la longueur d'onde dans la $i^{\text{ème}}$ couche) cette formulation peut se résumer à la solution quasi statique suivante :

$$\frac{1}{\epsilon_{eff}} = \frac{1}{\epsilon_i} \frac{L_i}{\Lambda_i} + \frac{1}{\epsilon_{i+1}} \left(1 - \frac{L_i}{\Lambda_i}\right) \quad (2.1)$$

$$\mu_{eff} = \mu_i \frac{L_i}{\Lambda_i} + \mu_{i+1} \left(1 - \frac{L_i}{\Lambda_i}\right) \quad (2.2)$$

$$\text{avec } \Lambda_i = L_i + L_{i+1}.$$

La méthode AEMT permettant la caractérisation de matériaux composites périodiques s'avère transférable, aux milieux composés d'empilements multiples non périodiques. Il s'agit d'une méthode récursive qui permet dès lors de traiter un grand nombre de couches.

2.2.1.1 Validation numérique

Le problème à résoudre consiste à étudier l'interaction d'une onde avec un composite périodique magnéto-diélectrique conducteur dans le cas d'un problème de réflexion-réfraction d'une lame à face parallèles de même épaisseur d et de paramètres effectifs $(\mu_{eff}, \epsilon_{eff})$.

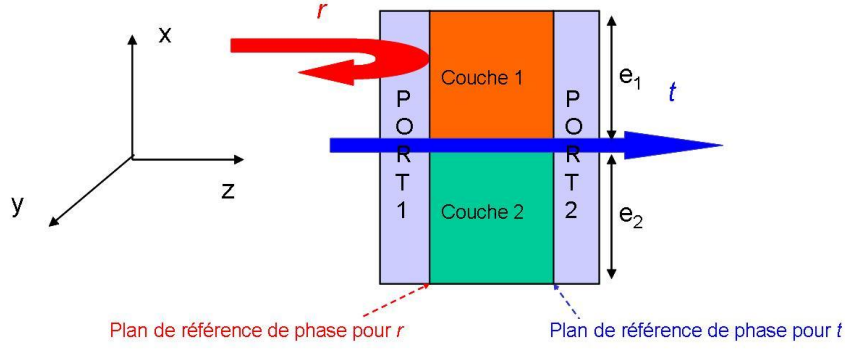


FIGURE 2.2 – Lame d'épaisseur d contenant un empilement de deux couches.

Afin de valider le modèle analytique précédent, il est apparu intéressant d'utiliser l'outil de simulation électromagnétique HFSS dont le code de calcul est basé sur la méthode des éléments finis. Il permet le calcul du comportement électromagnétique d'une structure et notamment la détermination des paramètres S_{11} et S_{21} . Le choix de la structure étudiée s'est porté vers un guide d'onde de type parallèle plat, dimensionné de façon à ce que seul le mode TEM se propage suivant l'axe z . Ainsi, les paramètres S_{11} et S_{21} peuvent être assimilés aux coefficients de réflexion r et de transmission t de Fresnel. L'extraction des coefficients va nous permettre de remonter aux paramètres électromagnétiques de propagation, à savoir l'impédance d'onde complexe Z et l'indice de réfraction n .

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1 + r^2) - t^2 e^{-2jk_0 d}}{(1 - r^2) - t^2 e^{-2jk_0 d}}} \quad (2.3)$$

et

$$n = n' - jn'' \quad (2.4)$$

$$n = \frac{\arctan\left(\frac{\text{Im}(Y)}{\text{Re}(Y)}\right) \pm m\pi}{k_0 d} - \frac{\ln|Y|}{k_0 d} \quad (2.5)$$

où r est le coefficient de réflexion, t le coefficient de transmission, k_0 nombre d'onde et d épaisseur totale de l'empilement. La variable intermédiaire Y est définie par :

$$Y = e^{-jnk d} \quad (2.6)$$

$$Y = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (2.7)$$

où

$$X = \frac{e^{-jnk_0 d}}{2t} \left(1 - r^2 + t^2 e^{-jnk_0 d}\right). \quad (2.8)$$

Pour cela, nous utilisons l'algorithme Nicolson-Ross-Weir [97], [98] qui est une méthode d'inversion, issue du domaine optique, couramment utilisée pour la caractérisation des matériaux en réflexion/transmission. A partir de l'impédance d'onde et de l'indice de réfraction d'une lame à faces parallèles équivalente, l'algorithme permet de calculer les paramètres effectifs constitutifs ϵ_{eff} et μ_{eff} .

$$\epsilon_{eff} = \frac{n}{Z} \quad (2.9)$$

$$\mu_{eff} = Z \cdot n. \quad (2.10)$$

2.2.2 Contribution

2.2.2.1 Méthode proposée

Initialement, la méthode AEMT se limitait à l'étude de matériaux non dispersifs et non conducteurs. Dans cette étude, nous nous attachons à prendre en compte le caractère conducteur des couches magnétiques dans les méthodes d'homogénéisation de composites en hyperfréquence. Pour cela, nous veillons d'une part à intégrer la contribution des courants de Foucault dans le calcul de la perméabilité et d'autre part à injecter la conductivité dans l'expression complexe de la permittivité. Concernant la prise en compte des courants de Foucault dans les mécanismes de relaxation de l'aimantation, deux formulations sont identifiables dans la littérature, [99] et [77]. Ces formulations s'appuient sur un modèle théorique de la perméabilité dépendant de la fréquence. D'une part, ils utilisent les équations de Maxwell et la géométrie du matériau transformé (considération d'une lame d'épaisseur d) pour déduire de l'induction moyenne dans cette lame la perméabilité extrinsèque. D'autre part, le formalisme de Landau Lifshitz et Gilbert (modèle LLG) est utilisé pour tenir compte de l'évolution en fréquence de la perméabilité intrinsèque, (équation 2.12). Aussi, nous avons inséré l'équation 2.11 dans l'équation 2.2 pour chaque couche.

$$\mu_i = \mu_{LLG_i} \left[\frac{2\delta_i}{(1+j)L_i} \tanh \frac{(1+j)L_i}{2\delta_i} \right] \quad (2.11)$$

$$\mu_{LLG_i} = \frac{\gamma_i 4\pi M_{S_i} (\gamma_i H_{eff_i}) + \gamma_i 4\pi M_{S_i} + j\omega\alpha_i}{(\gamma_i H_{eff_i} + j\omega\alpha_i) (\gamma_i 4\pi M_{S_i} + j\omega\alpha_i) - \omega^2} \quad (2.12)$$

avec

$$\delta_i = \sqrt{\frac{1}{\sigma_i \pi f \mu_{LLG_i}}} \quad (2.13)$$

où δ_i est l'épaisseur de peau, α_i le facteur d'amortissement, M_{S_i} l'aimantation à saturation, γ_i le facteur gyroscopique et \vec{H}_{eff_i} le champ magnétique effectif de la $i^{ème}$ couche.

Ces formulations permettent d'appréhender les mécanismes de relaxation de l'aimantation. Cependant, la première formulation ne permet pas la modélisation d'un empilement multicouche et la seconde ne s'intéresse pas à l'intégration de la conductivité dans la permittivité. Dans le

cas de la permittivité, Von Hippel a développé un modèle électrique équivalent d'un empilement multicouche, chacune représentée par une capacité et une conductance traduisant permittivité, conductivité et épaisseur [100]. L'inconvénient de ce modèle réside dans l'absence de prise en compte de la perméabilité dans les couches.

Or, dans un contexte d'application RF où l'interaction entre onde et matière est primordiale, perméabilité et permittivité sont indissociables. C'est pourquoi nous nous intéressons simultanément à ces deux grandeurs. Nous basons notre étude sur un modèle commun initial (AEMT) enrichi par les différentes contributions précédemment citées. Aussi, nous avons inséré dans l'équation 2.1 l'équation 2.14 pour chaque couche.

$$\epsilon_i = \epsilon'_i - j\epsilon''_i \quad \text{ou} \quad \epsilon_i = \epsilon'_i (1 - j \tan \delta_i) \quad (2.14)$$

avec

$$\tan \delta_i = \frac{\omega \epsilon''_i + \sigma_i}{\omega \epsilon'_i} \quad (2.15)$$

et

$$\omega = 2\pi f \quad (2.16)$$

où $\tan \delta_i$ est la tangente de pertes diélectriques et σ_i la conductivité de la $i^{\text{ème}}$ couche.

Dans la section suivante, nous présentons les résultats obtenus pour une combinaison de ces différents modèles sur plusieurs échantillons mixtes.

2.2.2.2 Présentation des résultats

Dans cette partie, nous illustrons la détermination des paramètres radioélectriques effectifs d'un empilement multicouches. Les empilements étudiés combinent à la fois couches minces de l'ordre de quelques nanomètres et couches plus épaisses créant ainsi une forte dilution. Les résultats suivants présentent aussi bien l'utilisation de couches simples que de couches magnétiques, diélectriques et conductrices. Les courbes ci-dessous, présentent la comparaison entre modèle analytique et simulations électromagnétiques; d'une part pour un empilement de 3 couches minces (figures 2.4 à 2.6) et d'autre part pour des empilements multiples illustrant une forte dilution (figures 2.8 à 2.10). Parmi les couches minces modélisées dans l'empilement, une couche respecte le spectre de perméabilité dynamique issu de la mesure, basé sur un modèle LLG. Il est important de noter que cette couche présente une conductivité de 5 MS/m et qu'elle est la seule couche conductrice.

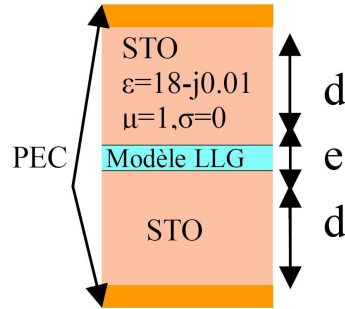


FIGURE 2.3 – Vue en coupe du guide parallèle.

Le matériau magnétique possède les propriétés suivantes :

- $e = 50$ nm
- $\alpha = 0.007$
- $M_s = 23150$ Gauss
- $\gamma = 2,8 \cdot 10^{-6}$
- $H_{eff} = 121$ Oe

et l'épaisseur du matériau diélectrique vaut $d = 1.75 \mu\text{m}$.

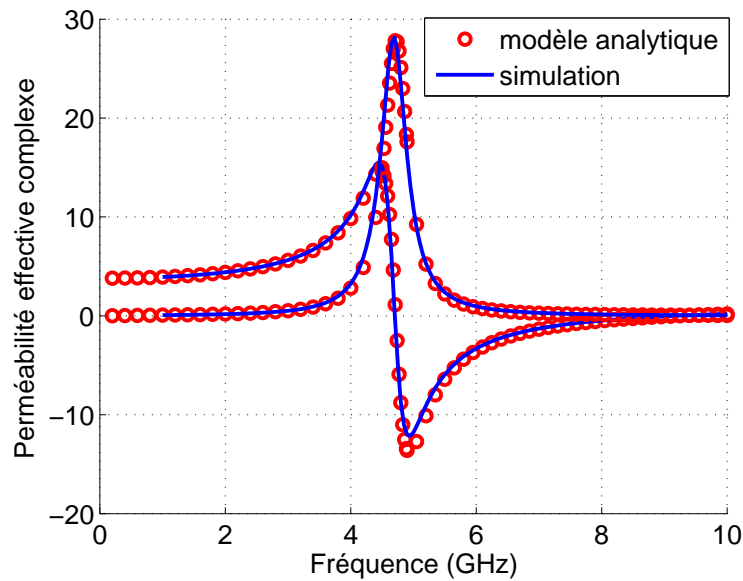


FIGURE 2.4 – Evolution du spectre de perméabilité en fonction de la fréquence.

Nous constatons un très bon accord entre le modèle analytique et le modèle semi-analytique exploitant les résultats de simulation.

Le signe de la partie imaginaire de la perméabilité μ'' dépend de la convention utilisée. Pour mettre en évidence l'impact de la conductivité sur la permittivité, nous comparons sur la figure 2.4 le même empilement mais respectivement en présence puis en absence de conductivité.

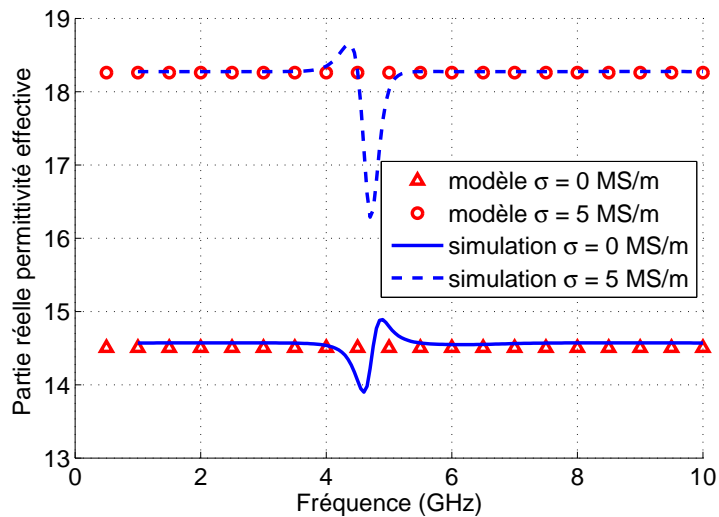


FIGURE 2.5 – Evolution de la partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence.

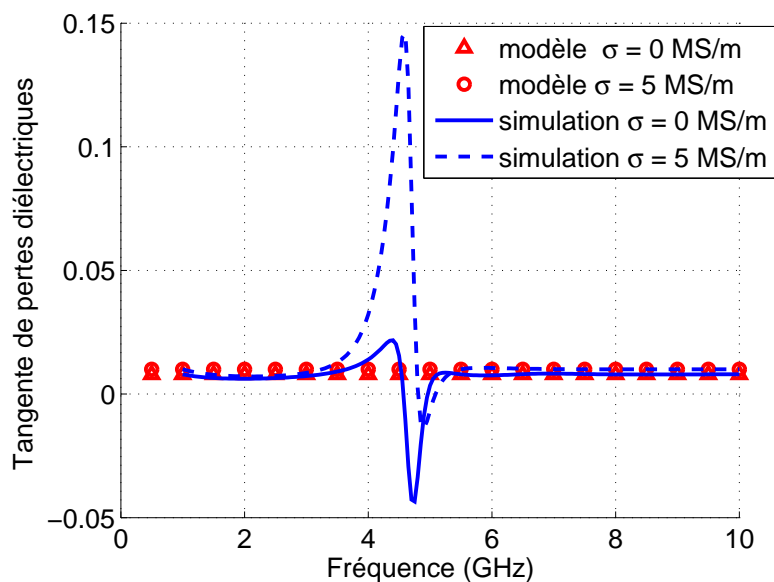


FIGURE 2.6 – Evolution de la tangente de pertes diélectriques en fonction de la fréquence.

Les figures 2.5 à 2.6 montrent une bonne concordance entre le modèle analytique et la simulation électromagnétique. Cependant, des anomalies numériques sont détectées sur la permittivité. En effet, ces anomalies apparaissent du fait des limites de précision admises lors de l'extraction des paramètres S . Les variations d'amplitude observées localement sur les paramètres S surviennent au dix millième de ces valeurs alors que leur post traitement s'attache à traduire une précision d'un ordre inférieur.

La procédure NRW présente également des problèmes d'instabilité lorsque l'épaisseur de l'échantillon mise en jeu s'accorde sur un multiple de la demi-longueur d'onde guidée dans le substrat à mesurer, il s'agit de résonance dimensionnelle. Dans ce cas, cela s'explique par le fait que l'amplitude du coefficient de réflexion est faible donc l'erreur sur ϵ_r est trop importante.

Ces résultats prouvent l'impact de la conductivité sur la permittivité car la valeur réelle présente un niveau supérieur en présence d'une couche conductrice. Cette légère augmentation peut être expliquée par une hypothèse mentionnant la présence de charges d'espace ou polarisation interfaciale due au fort contraste entre 2 milieux distincts, [100].

Le second échantillon étudié a pour objectif de tester la validité du modèle lors d'une forte dilution.

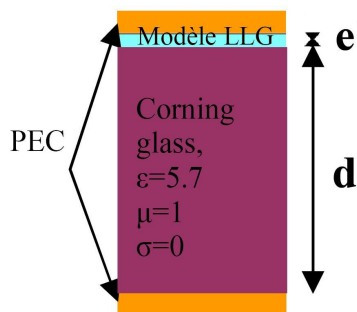


FIGURE 2.7 – Vue en coupe du guide parallèle

Le matériau magnétique possède les propriétés suivantes :

- $e = 50$ nm
- $\alpha = 0.007$
- $M_s = 23150$ Gauss
- $\gamma = 2,8 \cdot 10^{-6}$
- $H_{eff} = 121$ Oe

et l'épaisseur du matériau diélectrique vaut $d = 700$ μm .

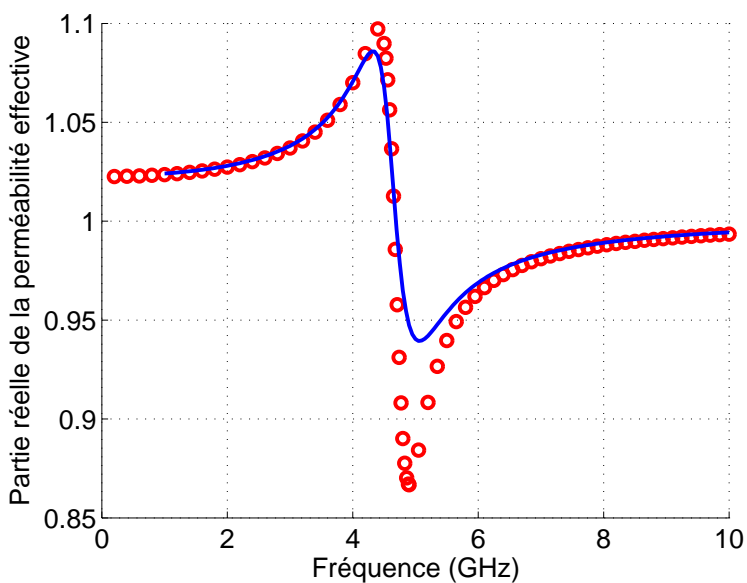


FIGURE 2.8 – Evolution de la partie réelle de la perméabilité en fonction de la fréquence

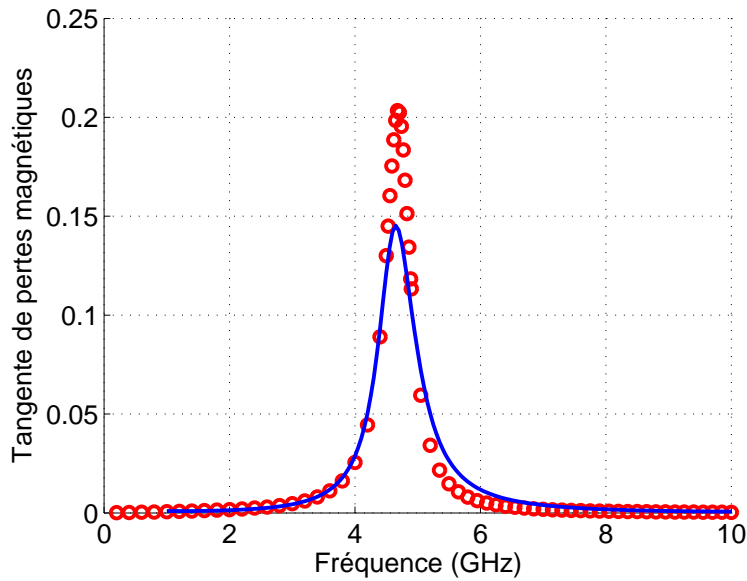


FIGURE 2.9 – Evolution de la partie imaginaire de la perméabilité en fonction de la fréquence

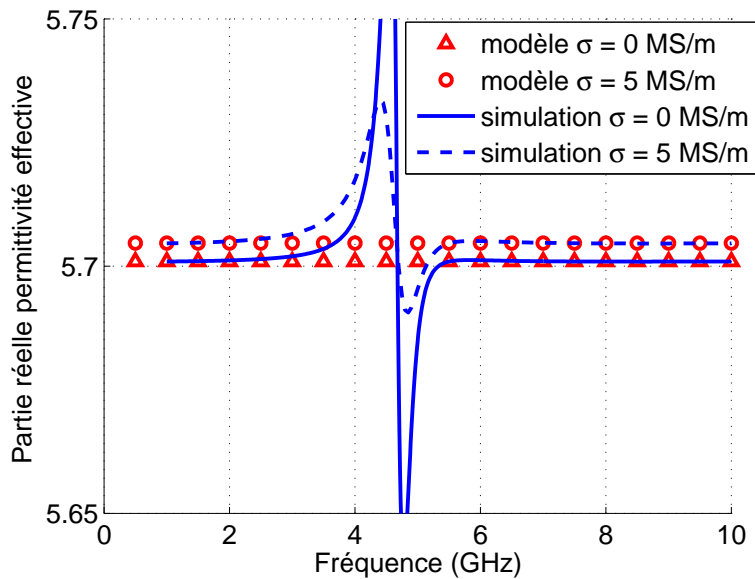


FIGURE 2.10 – Evolution de la partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence

D'après les figures 2.8 et 2.9, nous constatons un bon accord entre le modèle analytique et la simulation électromagnétique sur la perméabilité en dépit d'une faible erreur sur les amplitudes. Enfin, la figure 2.10 illustre à nouveau le phénomène d'augmentation (présence ou non de conductivité) de la permittivité mais ce dans une moindre mesure en cas de forte dilution. Les pertes étant choisies comme nulles, elles ne sont pas représentées ici.

Impact de la conductivité sur la permittivité

Les résultats précédemment obtenus ont permis de mettre en évidence un phénomène particulier concernant la permittivité. En effet, un empilement successif de couches diélectriques et conduc-

trices conduit à un accroissement de la permittivité. Dans ce paragraphe, nous nous attachons d'une part à quantifier cette augmentation artificielle de la permittivité et d'autre part à en comprendre l'origine. Pour cela, nous réalisons un étude paramétrique dans laquelle nous faisons varier l'épaisseur de la couche conductrice ainsi que sa conductivité. Nous utilisons deux méthodes développées précédemment, l'une analytique AEMT et l'autre semi-analytique NRW.

Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'influence, sur la permittivité effective, de la conductivité d'une couche conductrice d'épaisseur constante noyée entre deux couches de substrat diélectrique ($\epsilon_r = 4.4$ et $\tan \delta = 0.02$), comme le montre la figure 2.11 (b). Le choix de l'épaisseur de la couche est arbitraire, en l'occurrence, elle occupe 40% du volume total soit une épaisseur de $e = 400 \mu m$.

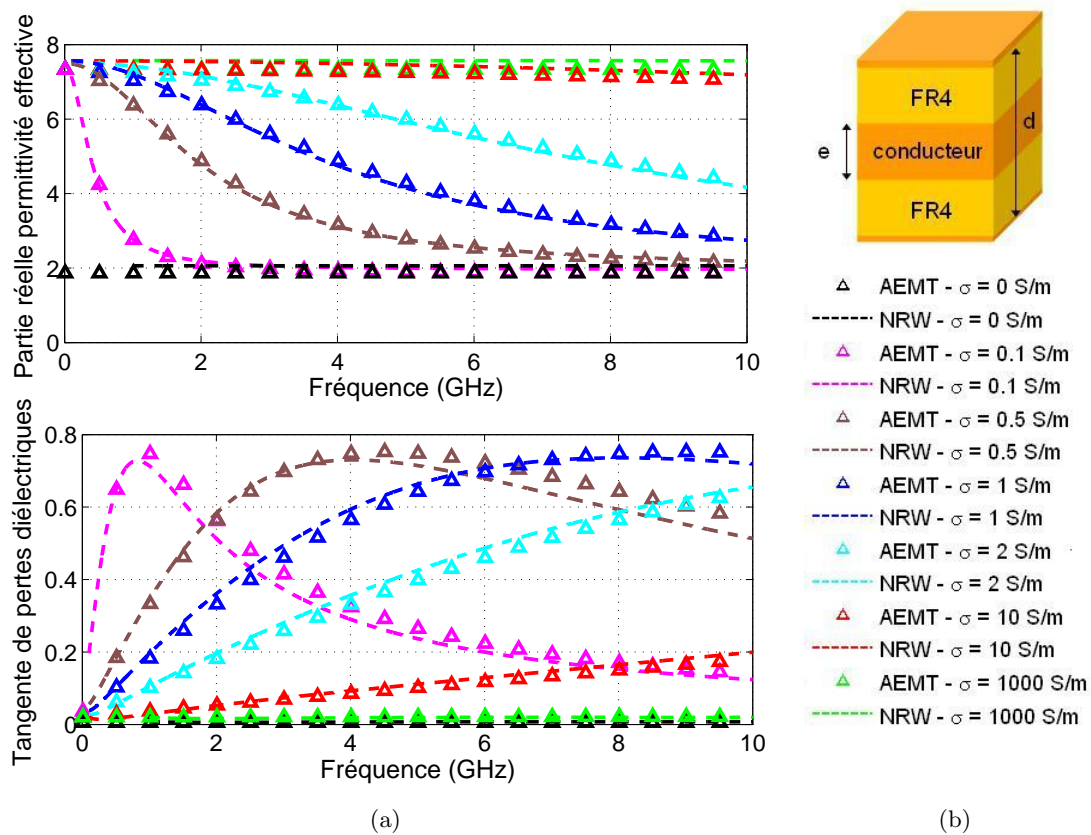


FIGURE 2.11 – (a) Permittivité effective en fonction de l'épaisseur, (b) Représentation schématique de l'empilement

D'après le graphe 2.11, nous pouvons relever deux valeurs seuils de permittivité effective, une limite inférieure $\epsilon_r = 2$ et une limite supérieure $\epsilon_r = 7.5$, respectivement pour des valeurs de conductivité $\sigma = 0$ S/m et $\sigma = 1000$ S/m. La limite supérieure étant atteinte sur la totalité de la gamme de fréquence observée dès 1000 S/m, la représentation graphique de la permittivité pour des valeurs de conductivité supérieures ne présente aucun intérêt. Aussi faible qu'elle puisse être, la conductivité de la couche conduit à une valeur de permittivité effective supérieure à la permittivité relative. Néanmoins, nous observons une dépendance fréquentielle dans le cas de faibles valeurs de conductivité avec une décroissance fonction de la fréquence. Concernant, la tangente de

perles diélectriques, nous constatons qu'elle est également accrue pour les très faibles valeurs de conductivité.

Afin de traduire la dépendance fréquentielle de la permittivité observée pour de faibles valeurs de conductivité, nous traçons dans un second temps l'évolution de la permittivité effective en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs d'une couche non pas en cuivre mais faiblement conductrice ($\sigma = 1 \text{ S/m}$). Pour une question de compatibilité d'échelle, nous présentons les résultats sur deux graphes distincts. La figure 2.12 représente la partie réelle de la permittivité effective et la figure 2.13 les tangentes de pertes diélectriques en fonction de la fréquence. Nous définissons ici le taux de remplissage comme étant le rapport de l'épaisseur de la couche conductrice sur l'épaisseur totale ($\frac{\epsilon}{d}$ avec ϵ et d définis sur la figure 2.11 (b)).

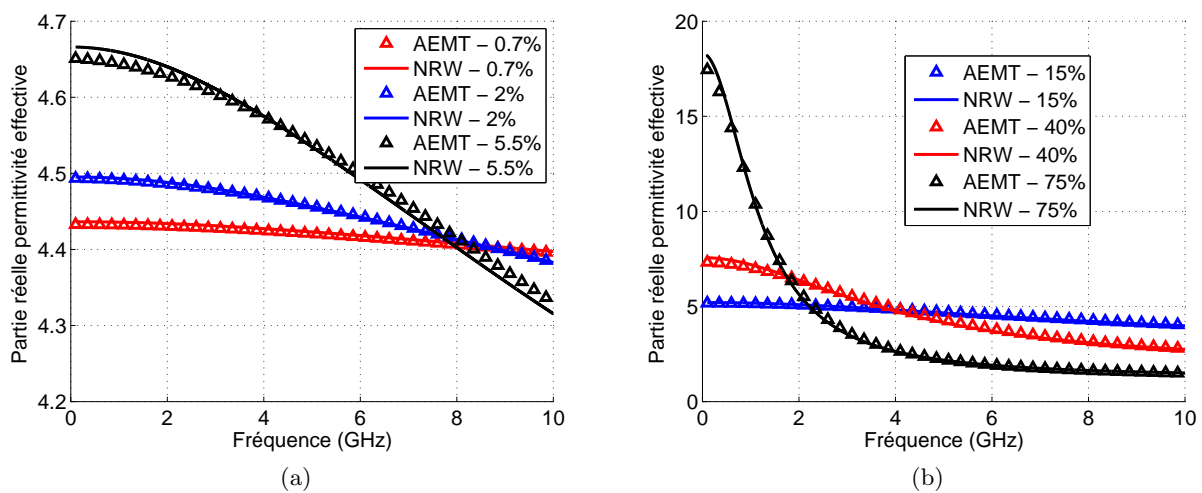


FIGURE 2.12 – Evolution de ϵ_r en fonction de la fréquence : (a) fortement dilué, (b) faiblement dilué

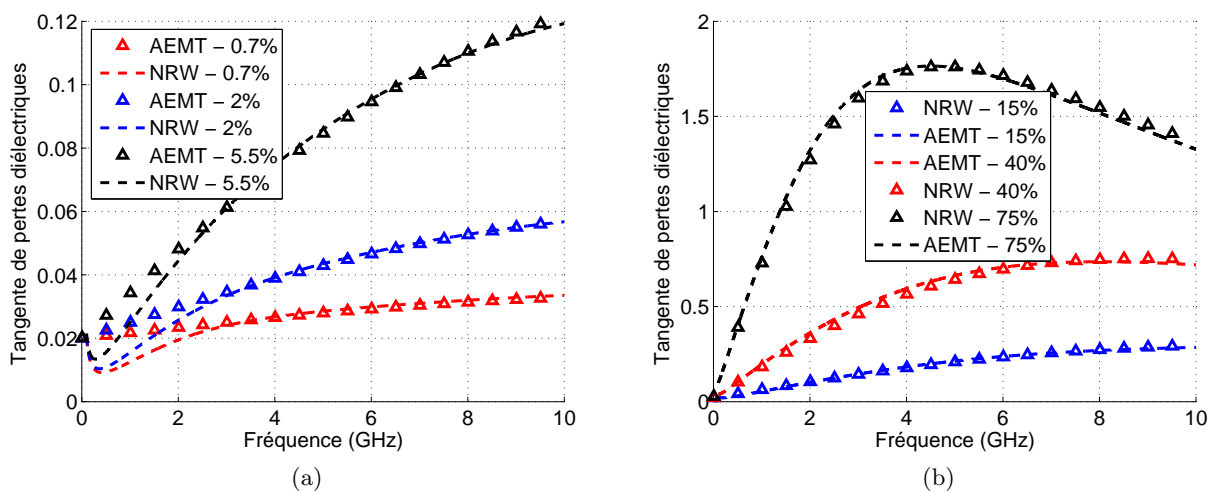


FIGURE 2.13 – Evolution de $\tan \delta_r$ en fonction de la fréquence : (a) fortement dilué, (b) faiblement dilué

Nous notons, d'après les graphes 2.12 et 2.13 les mêmes tendances que celles observées précédemment, à savoir une dépendance fréquentielle de la permittivité. De plus, nous constatons que lorsque la couche occupe 75% du volume total, la permittivité est très nettement accrue sur les fréquences basses et les pertes augmentent sur les hautes fréquences. Malgré une conductivité de 1 S/m, la permittivité effective atteint 17.6. L'objectif maintenant est de quantifier cette augmentation de la permittivité et de la relier aux grandeurs modifiées.

Nous continuons donc avec l'étude d'un empilement comprenant une couche de cuivre ($\epsilon_r = 1$ et $\sigma = 58MS/m$) intercalée entre deux couches de FR4 ($\epsilon_r = 4.4$ et $\tan \delta = 0.02$). Ainsi, la conductivité et l'épaisseur totale demeurent fixes et seule l'épaisseur de la couche évolue. La figure 2.14 présente l'évolution de la permittivité effective en fonction du taux de remplissage.

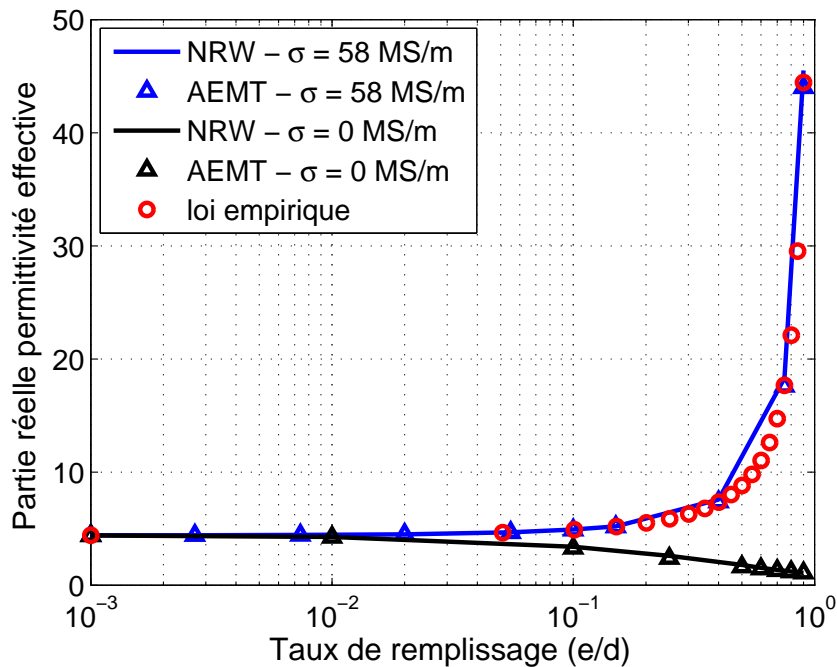


FIGURE 2.14 – Evolution de la permittivité effective en fonction de l'épaisseur

En premier lieu, nous observons un bon accord entre les méthodes analytique et semi-analytique. Ensuite, il est intéressant de noter que la permittivité effective peut être accrue d'un facteur 10 lorsque la couche de FR4 occupe 10% du volume total. Nous pouvons d'ores et déjà établir une tendance sur la valeur de la permittivité en fonction de l'épaisseur totale des couches diélectriques. En effet, il apparaît qu'à mesure que la distance entre l'armature et le bord de la couche conductrice diminue, ou en d'autres termes lorsque e augmente pour d constant, la permittivité augmente.

Afin d'approfondir la compréhension de ce phénomène, une hypothèse mentionnant la présence de charges d'espace ou polarisation interfaciale due au fort contraste entre 2 milieux distincts est avancée [100]. Il a été démontré par Von Hippel que tout empilement associant diélectriques et conducteurs pris entre deux armatures métalliques voit une capacité équivalente s'établir entre ces

dernières. Ainsi nous pouvons exprimer la permittivité effective sous la forme suivante :

$$\epsilon_{eff} = \frac{d}{d-e} \epsilon_r. \quad (2.17)$$

Dès lors nous sommes en mesure de prédire la permittivité effective à l'aide de cette simple formule. Par exemple, si e occupe 15% de l'épaisseur totale alors la permittivité effective sera 4 fois supérieure à la permittivité relative du substrat utilisé. Sur le graphe 2.14, nous relevons $\epsilon_{eff} = 5.17$ ce qui correspond parfaitement à la valeur que l'on peut obtenir grâce à l'équation 2.17.

Illustration de l'effet de la dilution sur la perméabilité

Nous revenons ici sur l'aspect perméabilité face à la dilution. En particulier, nous proposons deux empilements réalistes dont un incluant une épaisse couche d'air qui accroît la dilution.

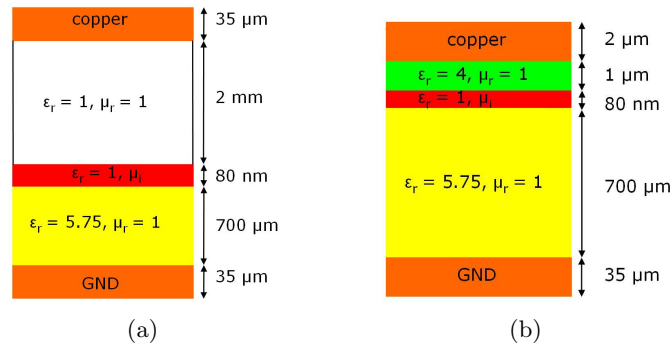


FIGURE 2.15 – Vue en coupe de l'empilement : (a) fortement dilué, (b) faiblement dilué

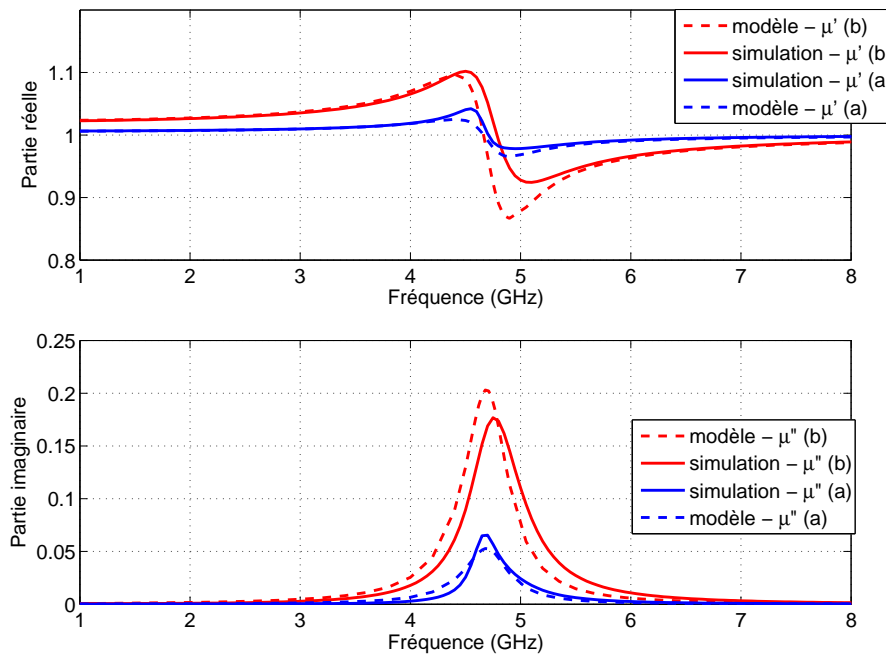


FIGURE 2.16 – Illustration de l'impact de la dilution

Nous comparons deux configurations dans lesquelles la couche magnétique se trouve plus ou moins diluée. Le modèle analytique complet est également comparé au modèle semi-analytique proposé dans la section 2.2.1 afin de valider les lois de dilution présentées ici.

La figure 2.16 illustre l'impact de la dilution sur le profil de perméabilité. Nous constatons dès lors l'importance de minimiser la dilution pour conserver une valeur de perméabilité supérieure à 1 sur la bande basse de fréquence. Par ailleurs, il est important de noter que les épaisseurs mises en jeu pour la couche magnétique ne font pas apparaître les mécanismes de relaxation de l'aimantation. En effet, la perméabilité ne chute qu'en raison de la forte dilution mais le spectre de perméabilité ne subit aucune déformation anormale comme c'était le cas sur la figure 1.36 du chapitre 1 pour une couche d'épaisseur $1 \mu\text{m}$.

2.2.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons démontré la nécessité de prendre en compte le caractère conducteur des couches dans le calcul des paramètres constitutifs d'un empilement de couche minces magnéto-diélectrique. Ainsi, nous constatons que dans le cas d'une utilisation d'un matériau magnétique conducteur en couches minces ($e \approx 100 \text{ nm}$), le mécanisme de relaxation de l'aimantation, lié aux courants de Foucault, n'intervient pas. Cependant, nous relevons un impact non négligeable de la conductivité sur le niveau de permittivité, aussi bien sur sa partie réelle que sur la tangente de pertes diélectriques, et ce, même pour des conditions de faible dilution. Nous avons quantifié et justifié l'origine de l'augmentation artificielle de la permittivité effective par une étude théorique qui prouve que la permittivité effective peut être accrue de façon considérable. Enfin, une illustration de l'effet de la dilution sur la perméabilité a mis en évidence l'intérêt à conserver une faible dilution. Les modèles analytiques ainsi développés permettent d'affiner la représentation des paramètres effectifs d'un empilement multicouches minces.

2.3 Etude de lignes de transmission

Cette section reprend les travaux de l'équipe du laboratoire SPINTEC qui ont motivé l'étude menée durant ce travail de thèse. L'analyse de ce type de dispositifs a l'avantage de permettre également de s'affranchir des problèmes de simulations électromagnétiques rencontrés avec des structures rayonnantes en $\lambda/2$. En effet, nous ne nous intéressons pas aux résonances dimensionnelles des lignes donc nous les choisissons de longueur réduite.

2.3.1 Introduction

Le type de dispositif certainement le plus approprié à l'observation des effets de l'hétérostructure magnéto-diélectrique sur la propagation d'une onde est la ligne de transmission, qu'elle soit de type guide d'onde coplanaire (Coplanar Waveguide ou CPW en anglais) ou de type microruban (MicroStripe ou MS en anglais). La figure 2.17 illustre la configuration des champs adaptée à l'excitation de la couche mince anisotrope. En effet, la propriété d'anisotropie impose de remplir deux conditions devant être simultanément réunies, \vec{E} normal à la couche et \vec{H} tangential à cette même couche. Pour ces deux types de ligne le champ \vec{H} tourne autour du ruban donc il demeure dans le plan de la couche.

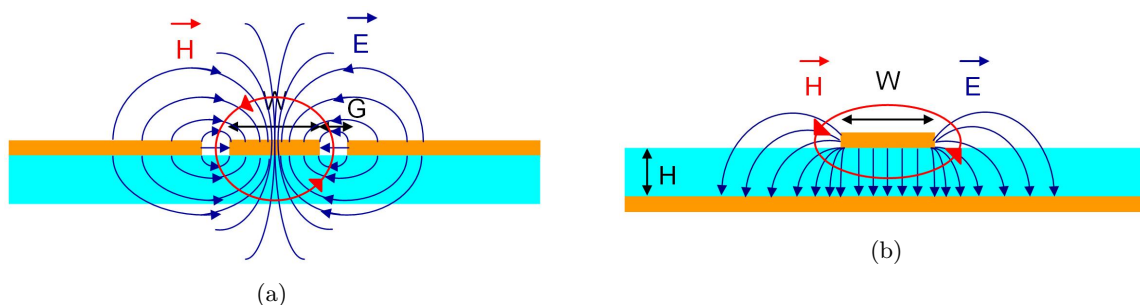


FIGURE 2.17 – Représentation schématique d'une ligne et des champs \vec{E} et \vec{H} associés (a) CPW, (b) MS.

Lorsque l'onde se propage dans une structure guidée, la longueur d'onde n'est plus celle de l'espace libre mais devient inversement proportionnelle à la racine carré du produit des paramètres radioélectriques effectifs du guide comme l'indique l'expression suivante :

$$\lambda_{dispositif} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_{eff}\epsilon_{eff}}}. \quad (2.18)$$

Le choix du substrat utilisé ainsi que les largeurs de métallisation permettent de dimensionner la ligne afin que son impédance demeure adaptée à 50Ω . Or l'équation 2.19 nous indique que l'introduction d'un milieu à perméabilité et permittivité différentes de l'unité vient modifier cette impédance caractéristique de la ligne :

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_{eff}}{\epsilon_{eff}}}. \quad (2.19)$$

Il est donc important de veiller à ce que les dimensions de la ligne soient telles que son impédance caractéristique reste proche de 50Ω pour permettre des comparaisons significatives.

Le paramètre clé de l'étude est la constante de propagation de l'onde γ . Elle comporte une partie réelle, la constante d'atténuation α , qui représente les pertes, et une partie imaginaire, la constante de phase β , qui représente la vitesse de l'onde :

$$\gamma_{dispositif} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\mu_{eff}\epsilon_{eff}}. \quad (2.20)$$

Dans le cas d'une propagation TEM, cette grandeur peut être extraite des paramètres S de la ligne à l'aide des expressions suivantes [101] :

$$\gamma = -\frac{1}{l} \ln T \quad (2.21)$$

$$T = \frac{S_{ij}}{1 - S_{ij}\Gamma} \quad (2.22)$$

$$\Gamma = K_{\Gamma} \pm \sqrt{K_{\Gamma}^2 - 1} \quad (2.23)$$

$$K_{\Gamma} = \frac{S_{ii}^2 - S_{ij}^2 + 1}{2S_{ii}} \quad (2.24)$$

où T et Γ sont les coefficients de transmission et de réflexion, respectivement, l est la longueur de la ligne. Le choix de la solution de K_{Γ} se fait avec $|\Gamma| < 1$.

Pour aboutir à ces relations, nous utilisons les matrices de transfert permettant de chaîner les matrices de propagation et de réflexion, pouvant dès lors être reliées aux paramètres S.

Nous constatons d'après les equations 2.18 et 2.19 que l'apport d'un milieu a très fortes perméabilité et permittivité permet théoriquement une importante réduction de la longueur de l'onde dans le dispositif, donc de miniaturiser l'objet en question. Il est alors question d'un potentiel de miniaturisation (PM).

Nous définissons ce PM par un ajustement linéaire de β entre 0 et 2 GHz, gamme de fréquence où β reste relativement constante. Puisque la pente de β est proportionnelle à la racine carrée du produit μ_{eff} par ϵ_{eff} , une augmentation de la pente de β sera également représentative du potentiel de miniaturisation. Nous définissons alors PM par la relation suivante :

$$PM_{\%} = \frac{\Delta\beta - \Delta\beta_{air}}{\Delta\beta_{air}} * 100. \quad (2.25)$$

2.3.2 Les lignes coplanaires

Les travaux présentés dans ce paragraphe ont fait l'objet d'un article aux journées nationales microondes 2009 [101]. Une preuve de concept est faite ici à partir d'une simple ligne de transmission coplanaire utilisant l'empilement magnéto-diélectrique. Le modèle analytique spécifiquement développé pour l'étude a été validé par confrontation à l'expérimentation. En première approche, le comportement de la ligne CPW peut être modélisé par le schéma électrique équivalent à éléments distribués RLCG [102] dans l'approximation TEM. La structure originale, proposée par Wen en 1969 [103] est constituée d'une piste signal, séparant deux rubans métalliques latéraux qui assurent le rôle de plan de masse (figure 2.18). Les caractéristiques de la ligne sont les suivantes :

- $W = 10\mu m$ est la largeur du ruban conducteur central
- $G = 15\mu m$ est la largeur des fentes de la ligne coplanaire
- STO ou $SrTiO_3$, 100 nm , $\epsilon_r = 18$, $\tan\delta = 0$
- SiO_2 , $1\mu m$, $\epsilon_r = 4$, $\tan\delta = 0$
- $SiHr$, $\epsilon_r = 5$, $\tan\delta = 0$

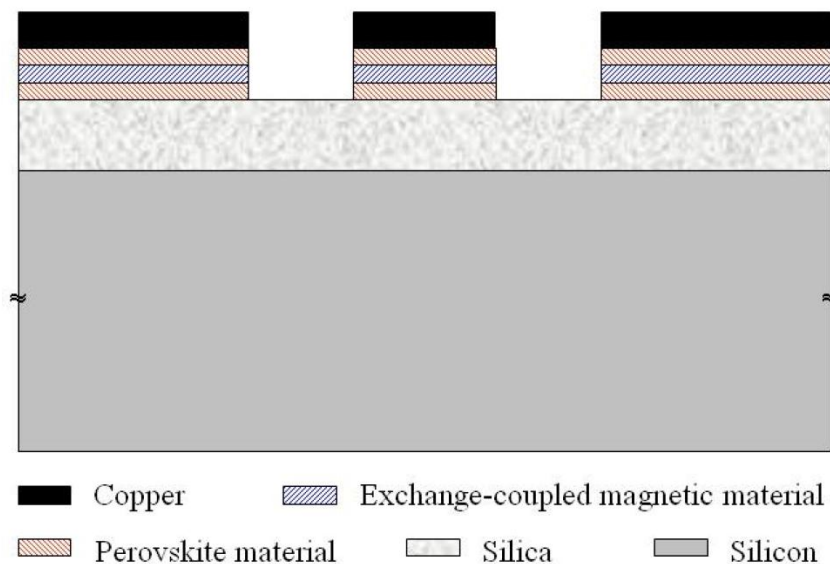


FIGURE 2.18 – Structure de la ligne coplanaire chargée avec le film magnéto-diélectrique sur substrat silicium oxydé.

La figure 2.19 présente l'évolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence.

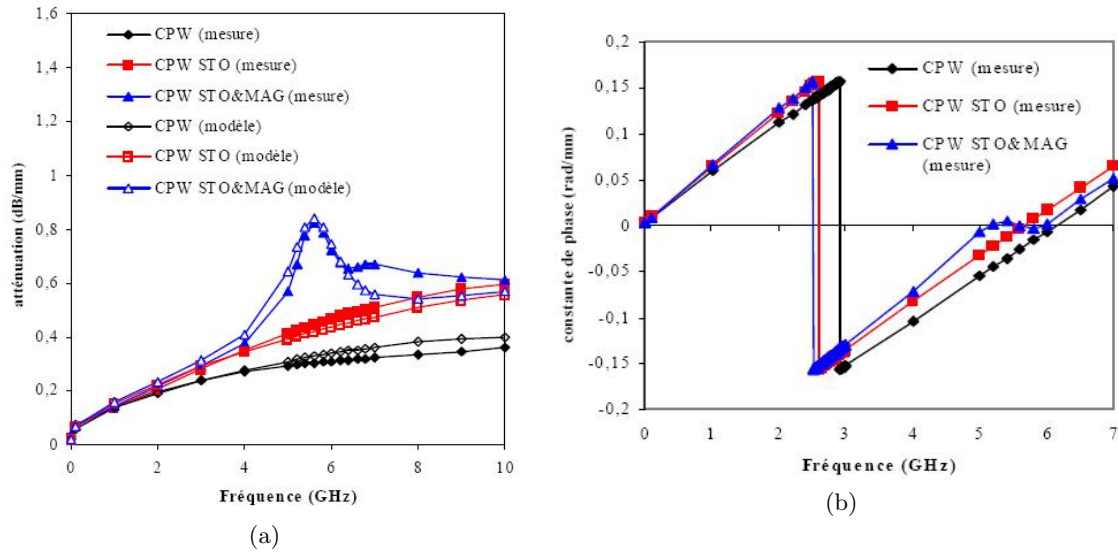


FIGURE 2.19 – Evolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence (a) Constante d’atténuation α , (b) Constante de phase β .

Nous observons aisément les influences respectives de la permittivité et de la perméabilité sur la propagation d’une onde TEM. Le tableau 2.1 récapitule les effets observés en terme de potentiel de miniaturisation. Ainsi, nous constatons un effet prédominant de la permittivité en dépit de valeurs bien plus faibles que pour la perméabilité. Il semblerait donc que ce type de dispositif soit plus approprié au couplage avec le champ électrique. Cependant, il est important de noter que les épaisseurs de STO mises en jeu sont plus importantes (100 nm), il est par conséquent normal de relever un impact plus significatif.

TABLE 2.1 – Miniaturisation potentielle de lignes coplanaires par ajout du matériau magnéto-diélectrique avec permittivité et perméabilité ajustables.

ϵ	μ	$\frac{\Delta\beta}{\Delta f}$	PM (%)
\emptyset	150	55,5	4
\emptyset	250	57	6,6
18	150	62,5	14,8
18	250	64,2	17

2.3.3 Les lignes microruban

Une étude a été réalisée à l’aide de simulations électromagnétiques afin d’évaluer le potentiel de miniaturisation d’une ligne microruban. Les résultats prometteurs observés sur les lignes coplanaires sont à l’origine de cette étude. Cependant le fort potentiel qui a été précédemment démontré est atteint avec des lignes de très faibles dimensions (de l’ordre du micron pour la largeur). L’objectif ici est de revenir progressivement à des dimensions compatibles avec celles des structures rayonnantes en radiofréquence. Tout au long de cette étude, les caractéristiques du dispositif modélisé sont les suivantes :

- perméabilité dynamique (modèle LLG) avec $\mu_{DC} = 200$ et une fréquence de résonance gyro-magnétique $f_R = 5$ GHz

- épaisseur de la couche magnétique $e = 80 \text{ nm}$ (3 mailles dans l'épaisseur)
- conductivité électrique $\sigma = 5 \text{ MS/m}$
- isolation dioxyde de silicium $1 \mu\text{m}$ ($\epsilon_r = 4$, $\tan\delta = 0$)
- épaisseur de métallisation $2 \mu\text{m}$
- H et W sont variables mais les combinaisons choisies conduisent approximativement à une impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$

Nous rappelons que la conductivité du matériau magnétique impose une largeur de ruban magnétique égale à celle du ruban métallique.

Contrairement aux lignes CPW, les lignes microruban possèdent un plan de masse. En effet, nous pouvons distinguer la zone supérieure en espace libre et la zone inférieure en espace confiné dans une cavité de permittivité différente de l'unité. L'objectif de cette étude est de déterminer la position optimale du matériau favorisant son impact. Pour cela, nous testons les trois configurations décrites sur la figure 2.20.

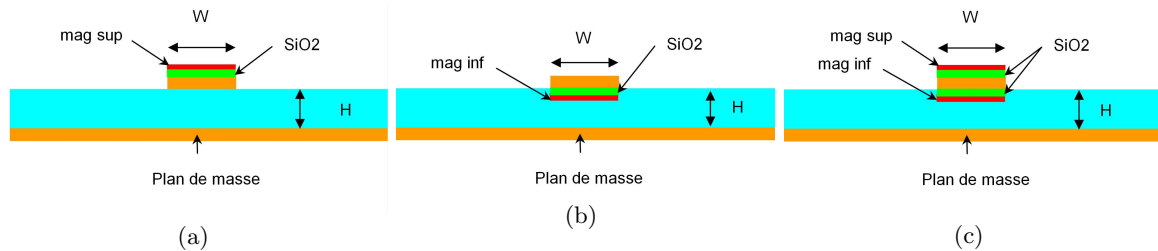


FIGURE 2.20 – Schéma des différentes configurations de la ligne MS (a) supérieur, (b) inférieur, (c) supérieur et inférieur.

Nous nous intéressons à nouveau à l'évolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence mais pour plusieurs dimensions de lignes. La figure 2.21 présente les résultats d'une ligne dont la largeur de la piste signal vaut $W = 500 \mu\text{m}$ et $H = 300 \mu\text{m}$.

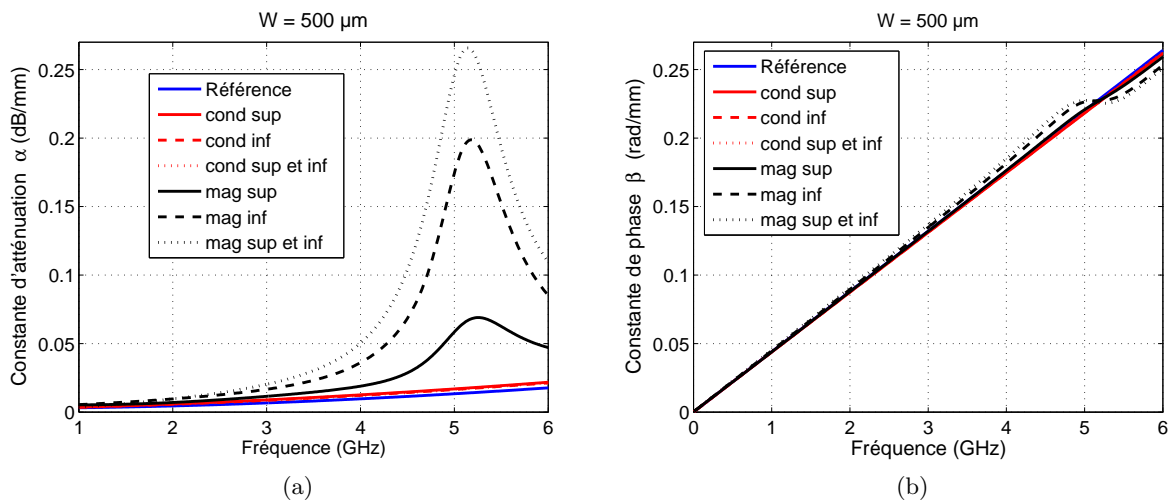


FIGURE 2.21 – Evolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence (a) Constante d'atténuation α , (b) Constante de phase β .

Les figure 2.22 représente l'évolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence pour des lignes de dimensions $W = 250 \mu m$ et $H = 150 \mu m$. Le choix des dimensions est basé d'une part sur une volonté de progressivement passer de largeurs proches de celles des CPW à celles d'une antenne et d'autre part sur la conservation de $Z_c = 50\Omega$.

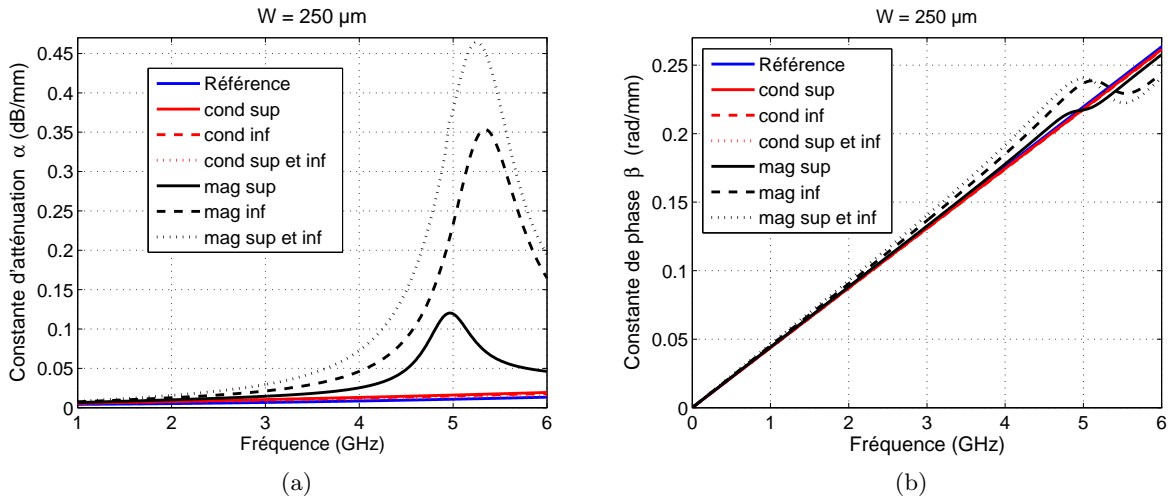


FIGURE 2.22 – Evolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence (a) Constante d'atténuation α , (b) Constante de phase β .

Les courbes présentées sur les figures 2.21 à 2.22 correspondent uniquement à des configurations pour lesquelles les variations sur Z_c restent faibles comme le montre la figure 2.23.

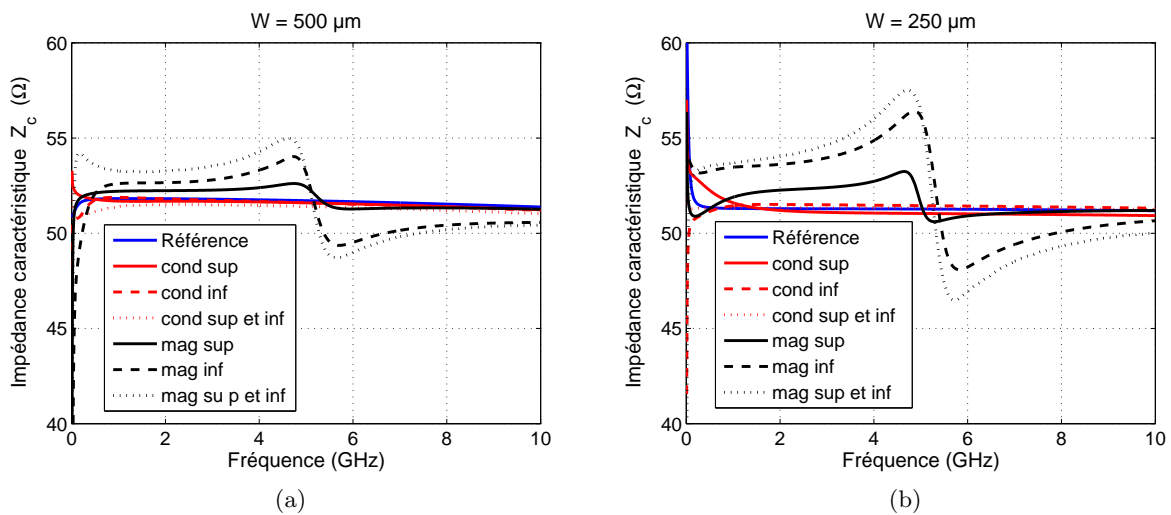


FIGURE 2.23 – Evolution de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence (a) $W = 500\mu m$, (b) $W = 250\mu m$.

Le tableau 2.2 récapitule les effets des dimensions du dispositif sur le potentiel de miniaturisation. Il nous donne la quantification du PM pour toutes les configurations étudiées.

TABLE 2.2 – Tableau récapitulatif des valeurs de miniaturisation potentielle

Position du substrat	W	H	PM (%)
Configuration sup	500	300	0,4
Configuration inf	500	300	1,9
Configuration sup et inf	500	300	3,6
Configuration sup	250	150	1,7
Configuration inf	250	150	3,7
Configuration sup et inf	250	150	5,8
Configuration sup et inf	250	300	4,1
Configuration sup et inf	250	1000	2,2

En premier lieu, nous constatons que la position du substrat engendre des variations de la constante de phase de façon non linéaire. La configuration supérieur et inférieur est optimale mais ne s'avère pas être la somme des deux autres contributions considérées indépendamment. Ensuite, un impact plus important est observé dans la cavité puisque nous relevons un potentiel de miniaturisation pouvant atteindre les deux tiers de la valeur optimale. Enfin, les lignes de dimensions réduites, avec une faible épaisseur créant une moindre dilution, conduisent à un PM plus significatif avec des ordres de grandeur proche de 6 %. Nous avons donc une optimisation de l'interaction onde/matière lors d'un meilleur confinement des champs que ce soit par réduction des dimensions de la ligne ou par introduction du matériau dans la cavité.

2.3.4 Conclusion

A travers cette étude sur les lignes de transmission, nous avons mis en évidence l'intérêt d'utiliser ce type de matériau. Il en ressort que la présence du matériau sur les deux faces du ruban central constitue la configuration optimale même si toutefois l'essentiel de l'interaction onde/matière se produit dans la cavité. Pour conclure sur cette partie, nous démontrons que l'hétérostructure magnéto-diélectrique agit bien sur la propagation de l'onde dans une ligne coplanaire. Nous avons démontré que l'emploi de couches minces magnéto-diélectriques peut conduire à un réel potentiel de miniaturisation, et ce, en dépit d'une forte dilution de la perméabilité dans le substrat. Ces travaux ont donc ouvert la piste à suivre pour aboutir à une réduction des dimensions de structures résonantes.

2.4 Etude de topologies d'antennes appropriées

Les travaux menés sur les antennes se sont concentrés sur l'utilisation de matériaux magnétiques pour réduire la taille électrique des antennes. Après l'étude et la prise en compte des propriétés des matériaux, développées dans la section 1.2, de premiers tests de structures rayonnantes ont été réalisés pour évaluer l'apport de ces technologies. Ces tests ont pour objectifs initiaux de confronter la simulation à la modélisation de structures antennaires incorporant les matériaux magnéto-diélectriques en couche mince et de valider les résultats théoriques par l'expérimentation.

2.4.1 Introduction et justification du choix de la structure étudiée

Pour rappel, les matériaux magnétiques utilisés dans ces travaux se singularisent notamment par une haute perméabilité naturelle et de faibles pertes magnétiques jusqu'à quelques dizaines de GHz. Ils sont également caractérisés par une anisotropie des propriétés magnétiques et par une faible épaisseur (matériaux couche mince de quelques centaines de nanomètres) en regard des dimensions classiques d'aériens aux fréquences de fonctionnement envisagées comme indiqué dans le tableau Tab. 2.3. Ces considérations imposent un certain nombre de contraintes fortes sur le choix du type d'antenne. D'une part, la disponibilité du matériau uniquement en couches minces nous oriente vers les antennes imprimées. D'autre part, le caractère anisotrope des propriétés magnétiques impose une configuration spécifique des champs électriques et magnétiques.

TABLE 2.3 – Dimensions classiques d'aériens en fonction de la fréquence de fonctionnement

Fréquence (GHz)	0,5	1	3	10
Longueur d'onde λ (cm)	60	30	10	1
Taille typique d'antenne (cm) : longueur résonante $L = \lambda/4$	15	7,5	2,5	0,25
Taille typique d'antenne (mm) : hauteur $H = \lambda/25$	24	12	4	0,4

En se basant sur les travaux préalablement réalisés concernant l'étude des effets des matériaux magnéto-diélectriques dans le domaine de la microélectronique haute fréquence en simulations et mesures, des topologies d'antennes adaptées aux couches minces magnéto diélectriques ont pu être identifiées. L'objectif étant de réaliser un couplage maximum des champs proches de l'antenne avec le matériau pour profiter au maximum de son impact, la liste des candidats potentiels est limitée. Le choix de la structure de l'antenne est guidé par le besoin d'optimiser l'interaction entre le matériau et la répartition du champ électromagnétique dans son voisinage.

Ainsi, une structure antennaire de base a été retenues pour cette étude. Elle a l'avantage d'être bien connue théoriquement et a déjà fait l'objet d'analyses théoriques poussées. Il s'agit de l'antenne microruban imprimée (cf. 2.24).

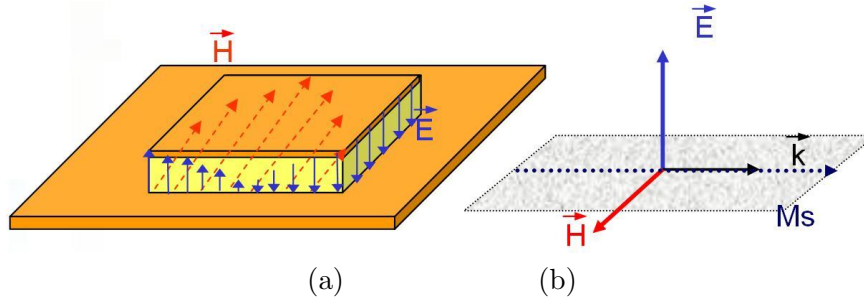


FIGURE 2.24 – (a) Représentation schématique de l’allure des champs pour l’antenne microruban, (b) Configuration des champs appropriée pour la couche magnétique uniaxialement anisotrope

Elle devait répondre au double critère de répartition de champ magnétique perpendiculaire à l’axe d’aimantation facile dans le plan de la couche mince et ne pas introduire de court-circuit dans la structure (couche mince conductrice orthogonale au champ électrique). Ces deux conditions étant obtenues avec une antenne microruban imprimée, comme montré sur la Figure 2.24, nous choisissons d’étudier l’interaction du matériau avec cette dernière.

Dès lors, la mise en oeuvre de la simulation EM a nécessité une première modélisation du matériau magnéto-diélectrique. De par les différences de dimensions entre structures rayonnantes et matériaux magnéto-diélectriques, il s’agit plus précisément de vérifier la faisabilité de simulation EM réaliste des propriétés de matériaux conjointement avec des structures rayonnantes en bande UHF. En effet, un premier facteur limitant lié au simulateur EM utilisé est apparu, cet aspect sera abordé dans la section 2.4.2. La validation des résultats théoriques (simulation + modèles équivalents) est réalisée par des mesures pratiquées sur des prototypes.

Les premiers travaux engagés visent à maîtriser théoriquement et expérimentalement les propriétés des matériaux magnétiques en couche mince associées aux structures rayonnantes. L’objectif initial de ce travail est de mieux comprendre le type d’association efficace entre les matériaux magnétiques couche mince et la structure rayonnante pour optimiser l’effet du matériau.

2.4.2 Analyse de l’influence du matériau magnéto-diélectrique sur une antenne microruban imprimée

2.4.2.1 Limites et objectifs

Comme mentionné dans la section 2.2, les simulations EM 3D avec le logiciel HFSS en éléments finis ont conduit à l’identification d’une limite. Ce verrou est lié à la mise en oeuvre du problème et non à sa résolution. Les objets de faibles dimensions conduisent à un maillage tétraédrique relativement fin dans les zones qui les concernent. Ainsi le nombre total de tétraèdres, lié au facteur d’échelle entre structure rayonnante et épaisseur des couches minces, est considérablement accru, ce qui se traduit par un besoin de mémoire vive important pour l’inversion de la matrice ainsi constituée. Dès lors, nous avons choisi d’utiliser un empilement équivalent comme illustré sur la figure 2.25. L’objectif visé concerne la simplification du problème à résoudre à l’aide d’approximations sur les propriétés du matériau magnétique.

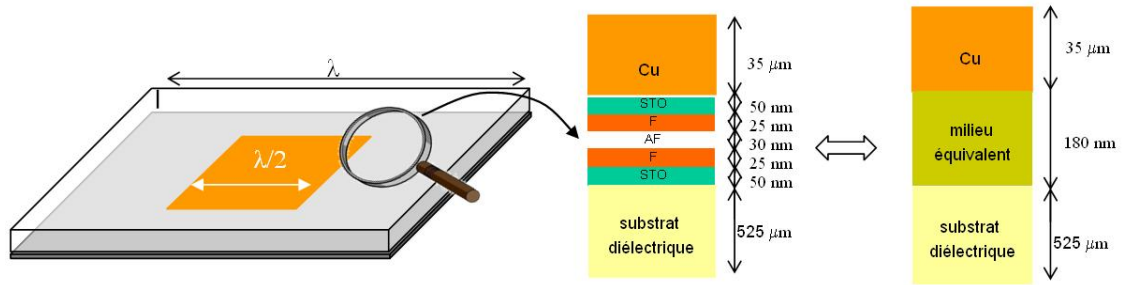


FIGURE 2.25 – schéma illustrant le facteur limitant lié à la taille numérique du problème à résoudre

En poussant nos investigations, notamment en travaillant sur des dispositifs fonctionnant à des fréquences plus élevées donc possédant des dimensions plus faibles, la finesse de résolution du maillage est apparue comme une limite intrinsèque. Il s'agit du facteur d'échelle entre la boîte de calcul - imposant une distance de $\lambda/4$ tout autour de la structure rayonnante pour l'application de conditions de rayonnement en champ lointain - et l'épaisseur des couches minces (2.26).

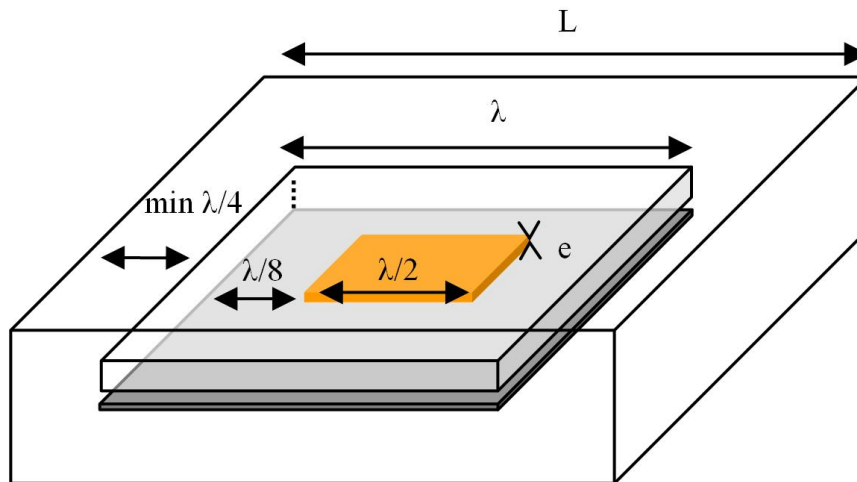


FIGURE 2.26 – schéma représentatif des dimensions d'un cas concret de modélisation numérique

Actuellement, l'outil de simulation utilisé ne discrétise pas les éléments de taille inférieure à 1 million de fois la plus grande dimension du volume de calcul. Suite aux conclusions précédentes, l'empilement équivalent est à considérer en plusieurs parties, d'une part les couches conductrices et d'autre part les autres. Nous avons donc été amenés à le décomposer à nouveau, d'où un accroissement du facteur d'échelle. Concrètement, tout objet dont la plus petite dimension est 1 000 000 de fois inférieure à la plus grande dimension du projet est considéré comme une surface par le logiciel. Il nous faut donc un volume de calcul dont la plus grande dimension L est inférieure à 5 cm si l'on souhaite mailler un élément d'épaisseur $e = 50$ nm.

Afin de déterminer si l'antenne microruban imprimée s'avère une topologies d'antenne adaptée à l'usage de matériaux magnéto diélectriques conducteurs uniaxiaux et anisotropiques en couches minces, le recours à des simulations électromagnétiques aussi bien qu'à la modélisation analytique et aux caractérisations expérimentales est devenu incontournable.

2.4.2.2 Etude de l'impact de la perméabilité par simulation électromagnétique

D'après de nombreux travaux, l'utilisation de matériaux magnétiques isolants comme substrat d'antenne apparaît comme une technique de miniaturisation avantageuse. Il a été démontré que les substrats magnétiques permettent de réduire la taille des antennes tout en conservant leur bande passante. L'usage de substrats épais étant plus courant, notre objectif ici est de vérifier sur un cas d'école l'impact de couches minces de forte perméabilité. La figure suivante présente l'antenne modélisée afin de quantifier l'impact d'une couche de matériau purement magnétique de perméabilité élevée. Contrairement aux cas généralement présentés, le substrat est tronqué donc le matériau est désormais confiné sous le toit et différentes combinaisons de valeurs de perméabilité et d'épaisseurs sont testées. Les simulations suivantes ont pour objectif de quantifier le potentiel de miniaturisation d'aériens avec l'utilisation de couches minces magnétiques non conductrices. Nous débutons avec une étude basique pour laquelle la hauteur de la cavité est fixe et emplie d'un substrat rogers RO4003 ($\epsilon_r = 2.2$ et $\tan \delta_\epsilon = 0.003$), lui même localement évidé sur $1 \mu\text{m}$ d'épais uniquement sous le toit pour y insérer le matériau magnétique ($\mu_r = 200$ et $\tan \delta_\mu = 0$). Les dimensions de l'antenne sont $W = 4 \text{ cm}$, $L = 4.1 \text{ cm}$ et $h = 2 \text{ mm}$;

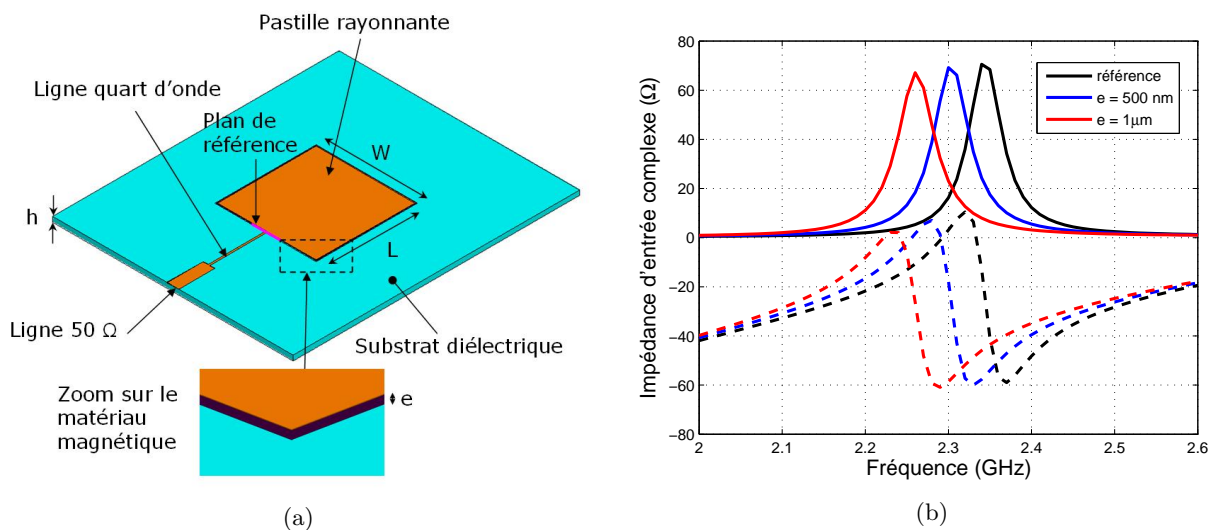


FIGURE 2.27 – (a) Schéma de l'antenne microruban imprimée, (b) Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence

Dans cette étude, nous avons choisi de conserver une perméabilité fixe et de faire varier uniquement l'épaisseur du matériau introduit. Ainsi, nous opérons une variation de la perméabilité effective puisque la couche est plus ou moins diluée selon l'épaisseur.

En premier lieu, les résultats montrent un décalage de la fréquence de résonance à mesure que l'épaisseur de la couche augmente. L'impact de la perméabilité est immédiatement identifiable sur la figure 2.27 ; nous pouvons noter un potentiel de miniaturisation de l'ordre de 4% lors de l'introduction locale de $1 \mu\text{m}$ de matériau magnétique non conducteur. En second lieu, nous relevons une légère augmentation de la bande passante à -10 dB, la bande passante passe de 1.5% en l'absence de matériau magnétique à 1.7% pour $e = 1 \mu\text{m}$. La perméabilité effective étant la seule variable, tout changement sur le comportement de l'antenne peut lui être attribué.

Une étude variationnelle a été menée pour étudier les potentialités de miniaturisation de l'antenne microruban à l'aide d'un substrat magnétique non conducteur. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés à des valeurs de perméabilité élevée mais pour des utilisations en couches minces, la figure 2.28 présente ces résultats.

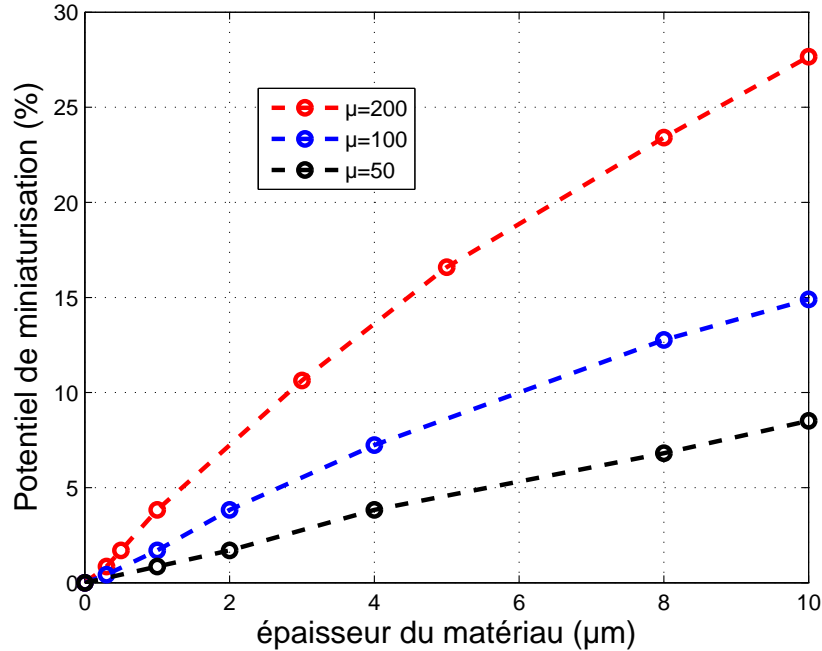


FIGURE 2.28 – Evolution du potentiel de miniaturisation en fonction de l'épaisseur de la couche magnétique pour $h = 2$ mm.

Il en résulte un potentiel de miniaturisation pouvant atteindre presque 30% pour une valeur de perméabilité de 200 et une épaisseur de $10 \mu m$.

2.4.2.3 Modélisation analytique

Comparaison entre modèles numériques et analytiques

Afin de valider ces premiers résultats de simulation, nous avons en partie utilisé le modèle développé précédemment pour prédire le comportement fréquentiel de l'impédance d'entrée de l'antenne microruban [104]. Pour cela, nous avons surtout utilisé l'expression suivante permettant de calculer la fréquence de résonance de l'antenne à partir de ses paramètres géométriques et radioélectriques :

$$f_r = \frac{c}{\sqrt{\mu_{eff}\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2} \quad (2.26)$$

où m et n permettent de choisir le mode à étudier, W_{eff} et L_{eff} sont les dimensions effectives de l'élément rayonnant et μ_{eff} et ϵ_{eff} sont les paramètres radioélectriques effectifs de l'empilement présent dans la cavité.

Ainsi, nous pouvons comparer les résultats analytiques aux résultats numériques pour le mode

fondamental TEM_{10} sur la base d'un certain nombre d'approximations. En effet, l'équation 2.26 n'est valide que pour un plan de masse et un substrat considérés comme étant infini. Hors dans notre cas simulé, le plan de masse et le substrat diélectrique ($\epsilon_r = 2.2$ et $\tan\delta = 0.05$) sont de dimensions finies et de plus le substrat magnétique est tronqué donc confiné dans la cavité. Enfin, le calcul des paramètres radioélectriques μ_{eff} et ϵ_{eff} a été fait sur la base du modèle développé dans la section 2.2 valide pour la cavité seulement. Concernant ϵ_{eff} nous avons également utilisé la théorie des lignes de transmission afin de prendre en compte les dimensions de l'antenne et l'espace libre, toutefois le calcul de μ_{eff} n'intègre pas les dimensions de l'antenne. La figure 2.29 compare les résultats analytiques et numériques pour trois valeurs de perméabilité.

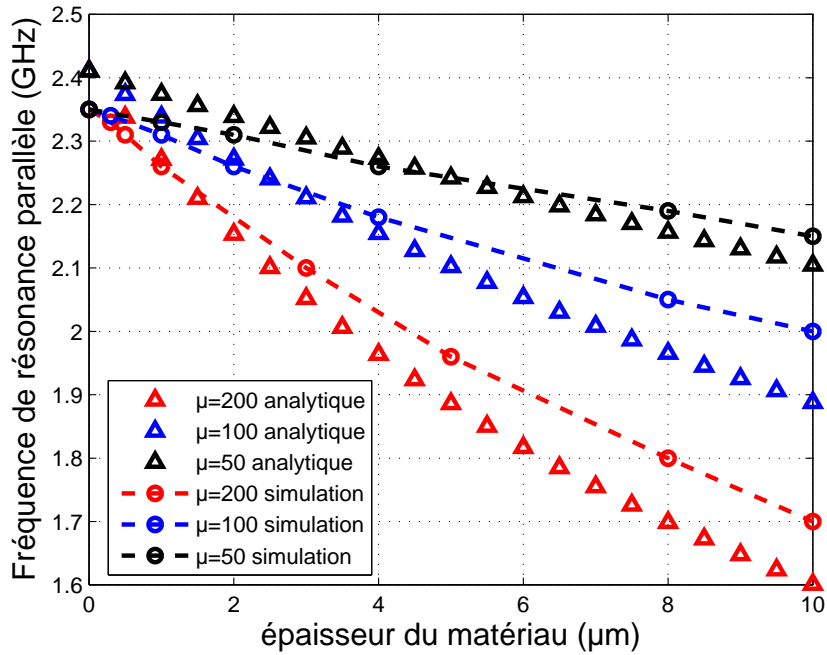


FIGURE 2.29 – Evolution de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la couche magnétique pour $h = 2$ mm.

Nous observons une bonne concordance entre modèle analytique et simulation malgré les approximations effectuées. Par ailleurs, il est intéressant de noter qu'un produit constant de perméabilité par épaisseur conduit à la même fréquence de résonance. Par exemple, une antenne chargée par un substrat $\mu_r = 50$ et $e = 10 \mu\text{m}$ ou $\mu_r = 100$ et $e = 5 \mu\text{m}$ ou encore $\mu_r = 200$ et $e = 2.5 \mu\text{m}$ présentent la même fréquence de résonance.

Analyse de l'impact de la conductivité

Dans la section suivante, deux objectifs sont visés à travers une étude de l'influence de la conductivité. Il s'agit d'une part d'estimer l'évolution du potentiel de miniaturisation et d'autre part d'évaluer la variation des performances de l'antenne.

Dans un premier temps, un calcul original de la fréquence de résonance d'une antenne microruban excitée par couplage par fente est proposé. Habituellement, les formules utilisées considèrent $\mu_r = 1$ dans toute la cavité ou μ_{eff} ne concerne que rarement les couches conductrices. D'après

l'équation 2.26, il nous est rappelé que la fréquence de résonance dépend, entre autres paramètres, de la permittivité relative et de la perméabilité du substrat utilisé. De plus, μ_{eff} et ϵ_{eff} représentent désormais les propriétés radioélectriques effectives du substrat dilué dans l'espace libre également.

Cependant la question de l'optimisation du rapport entre le volume disponible et le positionnement du substrat demeure entière du fait du caractère conducteur du matériau utilisé.

Etude du potentiel de miniaturisation

Le substrat de l'antenne microruban est composé d'un empilement de couches comprenant dans l'ordre une couche de diélectrique (épaisseur $700 \mu\text{m}$, $\epsilon_r = 5.75$, représentée en jaune), une couche magnétique (épaisseur variable, μ dynamique intrinsèque représenté sur la figure 1.35, $\sigma = 5 \text{ MS/m}$, représentée en rouge) et à nouveau une couche diélectrique (épaisseur $1 \mu\text{m}$, $\epsilon_r = 4$, représentée en vert).

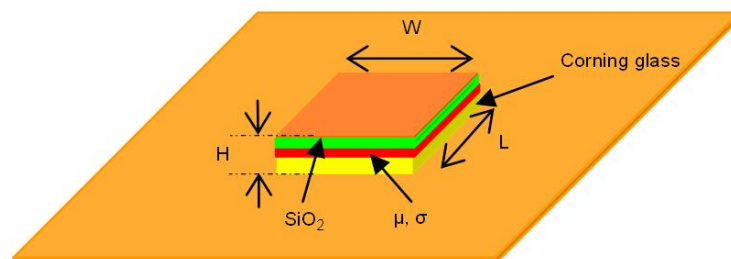


FIGURE 2.30 – Géométrie de l'antenne microruban carrée

En pratique, l'équation 2.26 comporte plusieurs approximations et par conséquent souffre d'un manque d'exactitude, sans compter que les conséquences du chargement de l'antenne avec le matériau sur ses performances varient en fonction du type d'antenne et du type d'excitation. Néanmoins, notre objectif étant de comparer les fréquences de résonance, ce manque de précision n'entache en rien la rigueur des comparaisons effectuées. Ainsi, nous pouvons comparer les résultats analytiques et numériques pour le mode fondamental TEM_{10} à quelques approximations près.

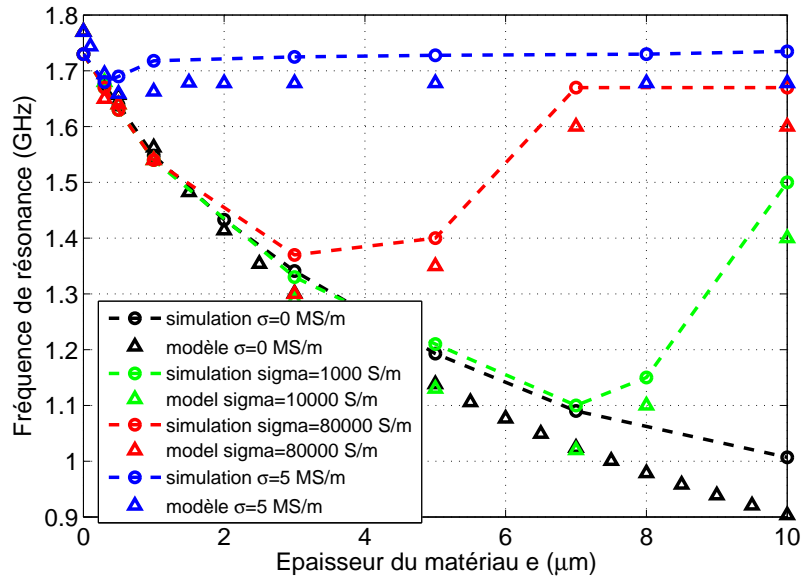


FIGURE 2.31 – Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat

La figure 2.31 montre un bon accord sur les tendances entre les résultats analytiques et numériques, et ce, en dépit d'un léger décalage dû aux raisons mentionnées précédemment. Un potentiel de miniaturisation de 40% est démontré lorsque $\sigma = 0$ contre 5% lorsque $\sigma = 5$ MS/m pour une utilisation d'une couche magnétique de $10 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Ainsi, nous n'avons pas seulement mis en évidence le fait que la conductivité du substrat limite le potentiel de miniaturisation de telles antennes mais qu'également l'épaisseur de matériau choisie y contribue.

Nous venons de démontrer un potentiel de miniaturisation de l'ordre de 40% en utilisant d'hypothétiques couches magnétiques non conductrices d'épaisseur $10 \mu\text{m}$. Cependant, les substrats magnéto-conducteurs épais génèrent des courants de Foucault qui induisent une chute de la perméabilité. Par conséquent, ces résultats suggèrent, d'une part, un chargement de la cavité de l'antenne par des empilements multicouches, par exemple avec des alternances multiples. D'autre part, une baisse de la conductivité mais à épaisseur constante pourrait constituer une approche équivalente.

Approche alternative pour analyse multicouches

Compte tenu de la nécessité de conserver des couches minces et du besoin de limiter la dilution, il est légitime de penser à la multiplication du nombre de couches minces. Il est donc question ici de s'intéresser à cette approche. Nous parlerons d'approche alternative car une structure comportant un grand nombre de couches minces ne peut être directement modélisée.

Afin de briser les courants de Foucault, une couche de dioxyde de silicium d'épaisseur $1 \mu\text{m}$, permettant d'assurer une bonne isolation électrique, doit être insérée entre deux couches magnétiques consécutives. Pour des raisons de facteur d'échelle, les simulations électromagnétiques ne sont pas envisageables. C'est pourquoi nous avons choisi une approche alternative basée sur la distribution des courants surfaciques sur l'élément rayonnant.

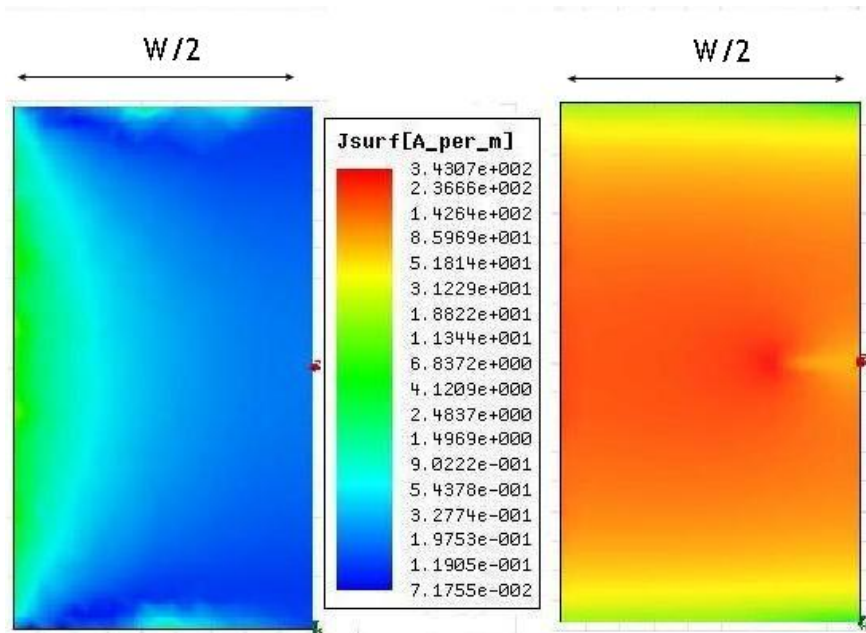


FIGURE 2.32 – Distribution surfacique des courants sur la moitié de l’élément rayonnant (face supérieure à gauche et face inférieure à droite)

Le mode fondamental TEM d’une antenne microruban alimentée par couplage par fente s’établit dans la cavité constituée par le plan de masse et le premier élément rayonnant. Cela signifie que lors de l’utilisation de couches magnétiques conductrices, une cavité apparaît entre le plan de masse et cette couche. Les lignes de champ électrique étant majoritairement confinées dans la cavité, cela suggère une distribution surfacique des courants plus importante sur la face inférieure de l’élément rayonnant. La figure 2.32 illustre ce phénomène à l’aide d’une comparaison des cartographies de densité de courants surfacique de part et d’autre de l’élément rayonnant.

La densité de courant modélisée sur les faces métalliques indique des amplitudes jusqu’à 10 fois supérieures sur la face inférieure malgré une répartition similaire. Par conséquent, le confinement des champs dans la cavité prouve que l’interaction onde/matière est optimisée sous l’élément rayonnant.

Afin d’évaluer l’intérêt de multiplier le nombre de couches, nous avons utilisé des simulations simplifiées. La figure 2.33 (a) décrit le schéma des configurations simulées et la figure 2.33 (b) présente les résultats correspondants. La première configuration fait office de référence avec $W = 35$ mm et $H = 700$ μ m. Dans la seconde configuration, nous testons l’insertion d’un second élément rayonnant affichant différentes conductivités.

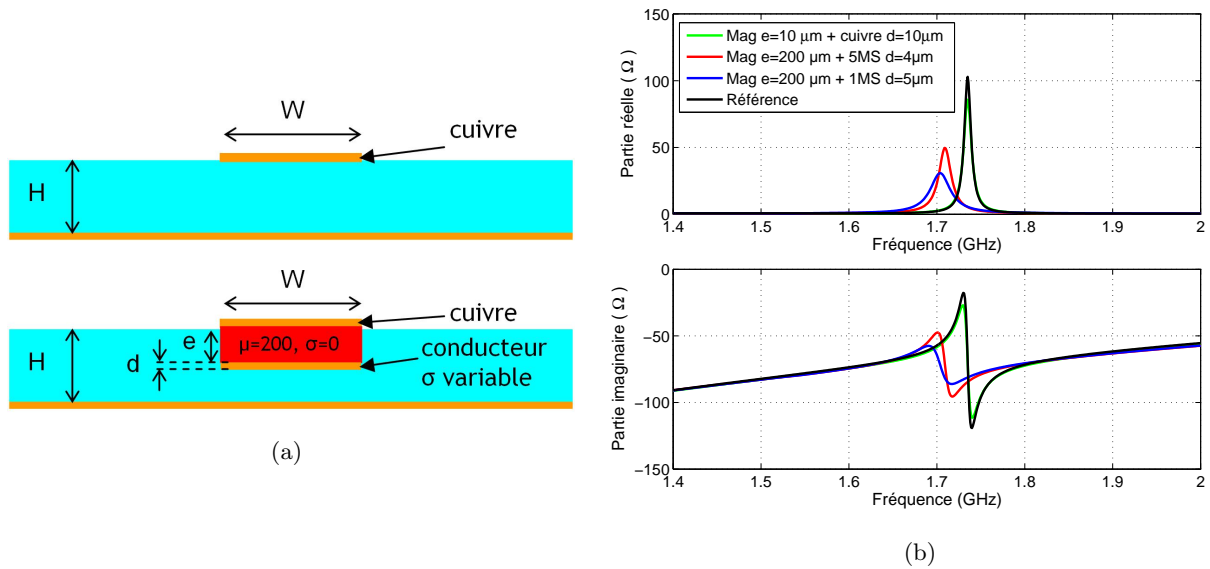


FIGURE 2.33 – (a) Schéma du dispositif modélisé, (b) Evolution de l’impédance d’entrée en fonction de la fréquence

Nous constatons, sur la figure 2.33 (a), que l’introduction d’un substrat ($e = 10 \mu\text{m}$) de perméabilité élevée ($\mu_r = 200$) n’a quasiment plus d’impact sur l’impédance d’entrée de l’antenne (configuration décrite sur la figure 2.33 (a)), à ce près que l’amplitude de la partie réelle chute légèrement en raison d’une conductivité 10 fois plus faible que celle du cuivre. Nous montrons ici, que le comportement d’une antenne microruban comprenant deux éléments rayonnants séparés par un substrat magnétique d’épaisseur $10 \mu\text{m}$ non conducteur (courbe verte) est identique à celui de la même antenne avec seulement un élément rayonnant (courbe noire). Les simulations électromagnétiques engagées nous conduisent quasiment à la même fréquence de résonance qu’une antenne sans résonateur parasite (moins de 0.1% d’écart). De plus, nous avons réitéré l’opération avec de moins bons conducteurs en se plaçant successivement dans un cas inférieur à l’épaisseur de peau et supérieur à l’épaisseur de peau. Le tableau suivant synthétise cette étude.

TABLE 2.4 – Détail des caractéristiques des matériaux utilisés et résultats

Cas étudié	e (μm)	d (μm)	σ (MS/m)	δ (μm)	PM
cas 1	10	10	58	1	0,1%
cas 2	200	4	5	5	1,1%
cas 3	200	5	1	11	1,7%

Contrairement à ce que nous pouvions attendre, le potentiel de miniaturisation est ici très faible en dépit d’importantes épaisseurs de substrat magnétique mises en jeu. En effet, nous avons précédemment montré sur la figure 2.31 qu’une couche magnétique ($\mu_r = 200$) non conductrice de seulement $10 \mu\text{m}$ peut conduire à un potentiel de miniaturisation de 40%.

Par conséquent, si nous multiplions les couches magnéto-conductrices, toutes celles plus éloignées du plan de masse ne bénéficieront pas du confinement des champs. L’effet magnétique demeure, mais n’est plus significatif. Par ailleurs, ce phénomène est aussi bien observé pour $d < \delta$ ou $d > \delta$. Dans ce cas, nous avons identifié la conductivité comme étant le facteur limitant la minia-

turisation. Ainsi, nous prouvons à travers cette étude que quelle que soit l'épaisseur du conducteur vis à vis de l'épaisseur de peau, le même phénomène d'écrantage demeure.

Approche substrats épais

Précédemment, nous avons montré que les empilements multicouches minces magnéto-conductrices ne favorisent pas la miniaturisation d'antennes. Par ailleurs, la nécessité d'avoir des films plus minces que l'épaisseur de peau a été largement soulignée dans la sous-section 1.2.3.5 du chapitre 1. Ainsi, notre problème consiste à déterminer à partir de quelle valeur de conductivité, nous pouvons utiliser un matériau magnéto-conducteur pour la miniaturisation d'antennes. En d'autres termes, quel rapport entre l'épaisseur de peau et l'épaisseur du film doit être appliqué pour révéler un impact significatif sur la fréquence de résonance.

Pour répondre à cette question, nous avons étudié une antenne microruban dans laquelle est introduite une couche magnéto-conductrice d'épaisseur constante ($e = 7 \mu\text{m}$) pour différentes valeurs de conductivité. Les impédances d'entrée pour différentes valeurs de conductivité sont comparées figure 2.34.

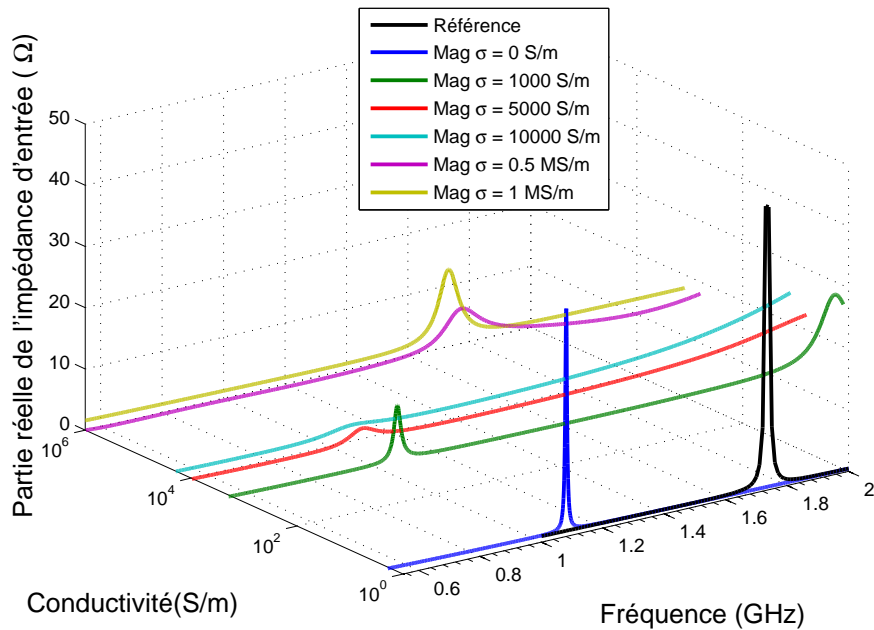


FIGURE 2.34 – Partie réelle de l'impédance en fonction de la fréquence et de la conductivité

Deux effets notables peuvent être observés sur la figure 2.34, d'une part une réduction de taille en raison de la perméabilité pour $0 \leq \sigma \leq 10\,000 \text{ S/m}$ et d'autre part une absence de décalage de la fréquence de résonance au-delà de $\sigma = 0.5 \text{ MS/m}$.

Pour comprendre un tel comportement, l'abaque 2.35 obtenu à partir de l'équation 2.13 avec $\mu_{DC} = 200$ apporte des éléments en nous fournissant des valeurs d'épaisseur de peau appropriées pour établir un rapport spécifique. Ainsi, nous définissons ce ratio par le rapport de la profondeur de peau sur l'épaisseur de la couche magnéto-conductrice : $\frac{\delta}{e}$

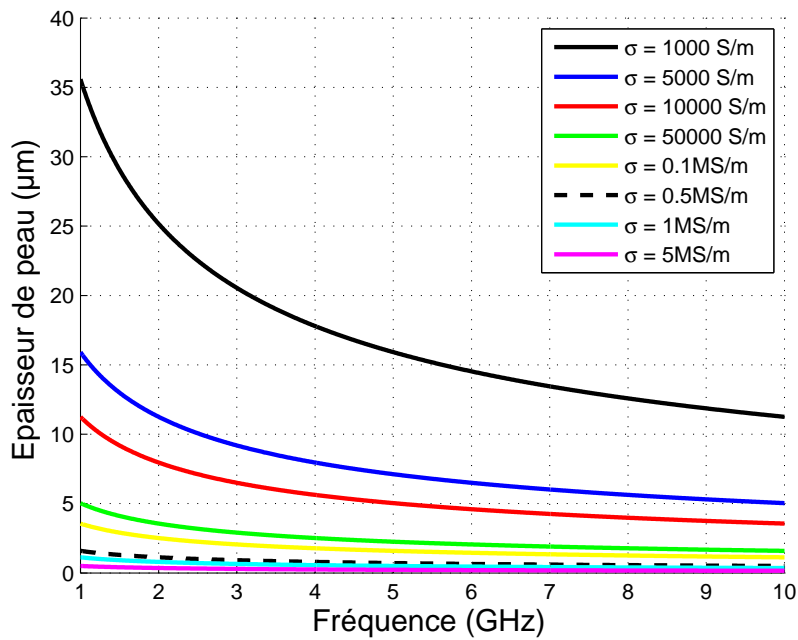


FIGURE 2.35 – Épaisseur de peau en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de conductivité avec $\mu = 200$.

Pour rappel, les simulations sont effectuées pour un substrat de $7 \mu\text{m}$.

Si l'on souhaite s'affranchir des phénomènes de relaxation de l'aimantation, la conductivité doit être choisie de façon à obtenir une épaisseur de peau supérieure à $7 \mu\text{m}$. A la fréquence qui nous intéresse, en l'occurrence $1,05 \text{ GHz}$, le tableau 2.4 nous donne $\delta = 10 \mu\text{m}$ pour $\sigma = 10\,000 \text{ S/m}$. Ainsi, en se reportant sur la courbe jaune en trait plein de la figure 2.35 nous constatons qu'une couche magneto-conductrice de $7 \mu\text{m}$ d'épaisseur et de conductivité $\sigma = 10\,000 \text{ S/m}$ conduit à un potentiel de miniaturisation de l'ordre de 35%. Dans ce cas précis, le ratio $\frac{\delta}{e} = 1.4$ représente la valeur limite à partir de laquelle aucun effet sur la fréquence de résonance n'est appréciable.

La figure 2.35 illustre le besoin de réduction de la conductivité électrique susceptible de permettre l'accès à des couches ferromagnétiques plus favorables au contexte antennaire. Ainsi la courbe noire en trait plein démontre qu'un matériau affichant une conductivité de l'ordre de 1000 S/m constituerait un candidat très prometteur pour des substrats épais. Cependant, nous devons garder à l'esprit que la réalisation technologique d'un tel matériau ne pourrait se faire qu'au détriment de la perméabilité. En effet, l'obtention de fortes perméabilités est soumise à l'utilisation de matériaux à aimantation record tel que les alliages de fer et cobalt ($Fe_{65}Co_{35}$) constitués de deux composants conducteurs.

Evaluation des performances de l'antenne

Dans le chapitre 1, nous avons montré que la problématique de miniaturisation d'aériens résulte systématiquement d'un compromis entre taille, bande passante et efficacité. Il est donc nécessaire de s'intéresser aux performances de l'antenne pour déterminer les dégradations associées à la miniaturisation. Nous présentons ici les performances de l'antenne en terme d'efficacité d'après les résultats de simulation électromagnétique. Le graphe 2.36 montre l'évolution de l'efficacité de rayonnement

de l'antenne en fonction du type de substrat utilisé dans le cas où $W = 35$ mm.

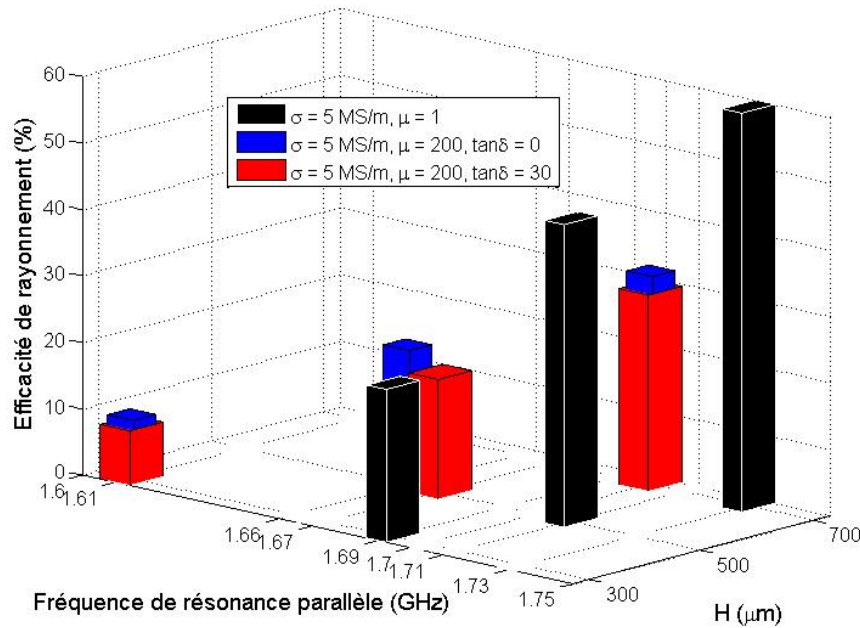


FIGURE 2.36 – Efficacité de rayonnement en fonction du type de matériau

Pour faciliter la lecture de ce graphe, nous donnons ici un exemple d'interprétation : pour une largeur d'élément rayonnant $W = 35$ mm et une épaisseur de cavité $H = 300$ μm , la miniaturisation est de 4.7% mais l'efficacité passe de 23% à 9.5% avec le matériau magnéto-conducteur non dispersif et 8.2% avec le matériau magnéto-conducteur dispersif.

Nous pouvons d'ores et déjà en déduire que les pertes magnétiques ne sont pas les seules responsables de la chute d'efficacité. Par conséquent, une autre source de pertes est à l'origine de ces chutes de performance. Par déduction des pertes introduites dans la structure, une hypothèse considérant les pertes ohmiques à l'origine de la dégradation des performances de l'antenne est émise. En effet, les pertes peuvent être de nature diélectrique, magnétique ou ohmique, ces dernières étant parfois négligées lorsque les systèmes antennaires utilisent de bons conducteurs d'épaisseur largement supérieure à l'épaisseur de peau. Néanmoins certaines techniques de miniaturisation d'aériens (création de méandre, utilisation de composants discrets...) génèrent des pertes ohmiques significatives qui découlent de la concentration des courants électriques dans des zones où l'antenne comporte des métallisations de faible largeur [105]. De plus, la distinction doit être faite entre pertes liées au substrat et celles dues à l'élément rayonnant.

Nous nous sommes donc intéressé aux travaux de [106] concernant la modélisation analytique d'antennes imprimées sur substrat magnéto-diélectriques à pertes. Ces travaux ont pour objectif d'évaluer la bande passante et l'efficacité de l'antenne lors d'introduction de substrats à pertes. James et Hall se sont intéressé à la puissance dissipée dans les mécanismes de pertes et notamment aux pertes par conduction générées par l'élément rayonnant [107]. Leur étude présente l'évolution du facteur de qualité incluant les pertes ohmiques et diélectriques. Néanmoins, les auteurs ne s'attardent pas sur l'efficacité de rayonnement, c'est pourquoi nous étendons le modèle précédemment

cit   à la résolution de notre problème.

L'efficacité de rayonnement peut être déterminée par la relation suivante [15] :

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{mag} + P_{diel} + P_{ohm}} \quad (2.27)$$

avec P_{rad} la puissance rayonnée [6], P_{mag} les pertes magnétiques, P_{diel} les pertes diélectriques, P_{ohm} les pertes ohmiques

La résistance R_S d'un conducteur plan de section constante est proportionnelle à sa longueur L , inversement proportionnelle à sa section S et variable avec la nature du conducteur. Elle peut être écrite sous la forme suivante :

$$R_S = \frac{L}{\sigma S} \quad \text{avec} \quad S = eW \quad (2.28)$$

avec σ la conductivité électrique, e l'épaisseur du conducteur et W sa largeur.

Dans un conducteur, les pertes ohmiques peuvent être assimilées à une dissipation de chaleur par effet joule générant un transfert d'énergie et ainsi s'expriment par la relation suivante :

$$P_{ohm} = R_S I^2 \quad (2.29)$$

Nous en déduisons donc

$$P_{ohm} = R_S \int_S |J|^2 dS \quad (2.30)$$

Ce type d'antenne ayant déjà fait l'objet de nombreuses études, la densité surfacique de courant à la surface de l'élément rayonnant est bien connue et conduit à l'expression suivante :

$$P_{ohm} = \frac{L \cdot^2}{\sigma W^2 Z_0^2 e} \quad (2.31)$$

avec L , W définis sur la figure 2.30

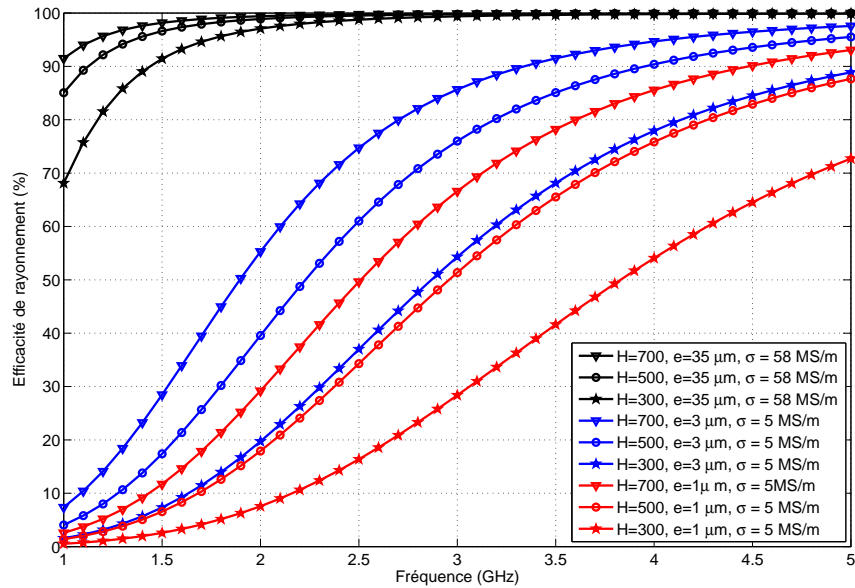


FIGURE 2.37 – Abaque d’efficacité pour différentes géométries et matériaux

Nous notons, d’une part, d’après le graphe 2.37 que la hauteur de la cavité joue sur l’efficacité de rayonnement de l’antenne. Différentes combinaisons d’épaisseur de conducteur et de conductivité conduisent systématiquement à une réduction de l’efficacité lorsque H diminue. D’autre part, nous relevons également que la qualité du conducteur joue un rôle important.

Afin de synthétiser ces résultats et dégager une tendance, nous traçons l’évolution de l’efficacité de rayonnement en fonction de la conductivité puis en fonction de rapport entre épaisseur du conducteur et épaisseur de peau. Les valeurs sont relevées à une fréquence de 1 GHz pour une épaisseur constante $H = 300 \mu\text{m}$.

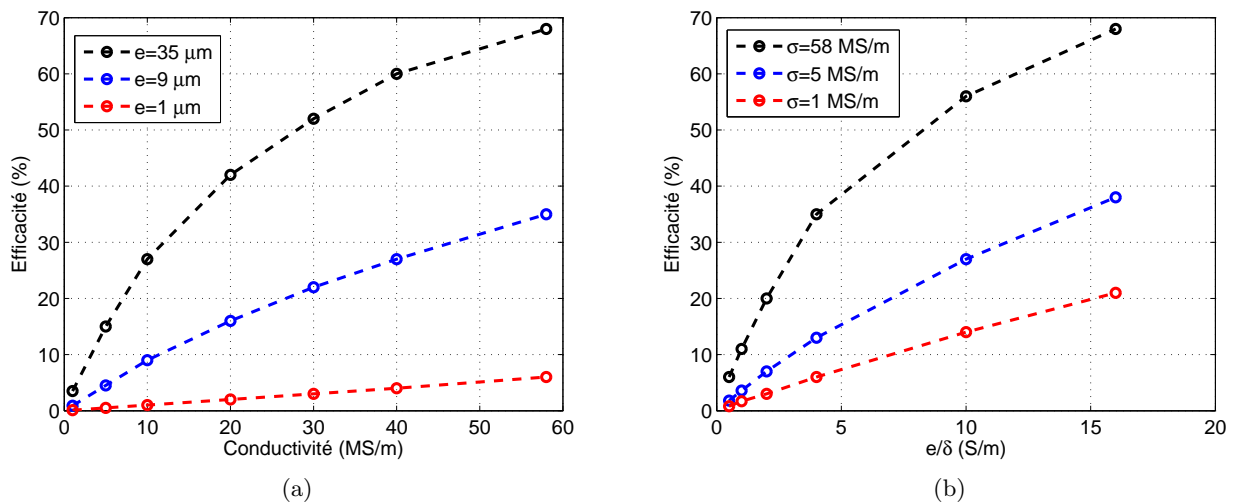


FIGURE 2.38 – (a) Evolution de l’efficacité de rayonnement en fonction de la conductivité pour $H = 300 \mu\text{m}$ à $f = 1 \text{ GHz}$, (b) Evolution de l’efficacité de rayonnement en fonction du rapport e/δ pour $H = 300 \mu\text{m}$ à $f = 1 \text{ GHz}$

Nous constatons qu'une conductivité élevée est une condition indispensable à un rendement élevé. De plus, nous observons, sur la figure 2.38 (a), que l'efficacité dépend également de l'épaisseur du conducteur.

Une grandeur caractéristique des pertes ohmiques est l'épaisseur de peau, il est en effet intéressant de comparer les épaisseurs de conducteurs choisies avec l'épaisseur de peau. La figure 2.38 (b) montre que l'efficacité demeure dépendante de la conductivité même pour des choix de rapport $\frac{\epsilon}{\delta}$ identiques. Cela signifie que l'utilisation d'un élément rayonnant présentant une conductivité de 5 MS/m conduira irrémédiablement à un mauvais rendement quelle que soit la valeur du rapport $\frac{\epsilon}{\delta}$.

Par ailleurs, puisque les pertes ohmiques sont la seule source prise en compte et que leur contribution diminue à mesure que la fréquence augmente alors il est logique que l'efficacité tende vers 100 % d'après l'équation 2.27.

L'aspect concernant la chute de l'efficacité pour des substrats de faible épaisseur ($H = 300 \mu\text{m}$) peut s'expliquer par une modification des modes de cavités qui ne peuvent s'établir ni offrir les conditions de rayonnement optimal. Il est communément admis dans la littérature qu'un substrat fin réduit la puissance rayonnée par l'antenne et augmente les pertes par conduction [15].

Pour conclure, nous pouvons retenir que malgré l'utilisation d'une couche conductrice nettement supérieure à l'épaisseur de peau ($\frac{\epsilon}{\delta} \gg 1$), le rendement de l'antenne est moins bon pour des faibles hauteurs de cavité ($H \approx \frac{\lambda}{1000}$) et des conducteurs moins bon que le cuivre ($\sigma < 58 \text{ MS/m}$).

2.4.2.4 Caractérisation expérimentale

Objectifs

La caractérisation expérimentale peut s'avérer être une solution pour pallier aux limites des simulateurs. En l'occurrence, elle nous sert de complément pour valider les approximations effectuées en simulation.

Cette campagne de mesures a pour but de calibrer nos outils de simulation et plus particulièrement la modélisation de couches minces. En effet, il s'agit dans un premier temps de déterminer, de façon expérimentale, l'influence du substrat magnétique en couches minces sur les performances de l'antenne. On s'intéresse notamment aux variations de l'impédance relevée dans le plan de référence de l'antenne afin de les comparer aux résultats de simulation.

La problématique expérimentale associée à cette étude s'est avérée relativement complexe. En effet, les mesures réalisées ont mis en évidence plusieurs contraintes techniques liées aux spécificités des échantillons de matériau utilisés. La maîtrise des paramètres d'utilisation du matériau de façon non intégrée s'est avérée très délicate. Le détail des problèmes rencontrés et des solutions mises en oeuvre pour chaque prototype est détaillé dans la suite.

Cette phase de caractérisation s'articule autour d'un type d'antenne, l'antenne microruban, mais pour deux épaisseurs de cavité distinctes.

Antenne microruban avec cavité d'épaisseur $\frac{\lambda}{4}$

L'introduction du matériau magnétique comme substrat d'antenne a nécessité la réalisation d'un prototype possédant une hauteur de cavité importante. C'est pourquoi nous avons réalisé une structure rayonnante avec une distance d'environ $\frac{\lambda}{4}$ entre l'élément rayonnant et le plan de

masse malgré la nécessité de minimiser la dilution du substrat magnétique comme préconisé dans la section 2.2.2.2.

Des tests expérimentaux ont été réalisés avec ce type d'antenne pour valider l'approche choisie. Parmi les différents types d'excitation possibles, l'alimentation par fente pratiquée dans le plan de masse et l'excitation par sonde coaxiale ont été envisagées.

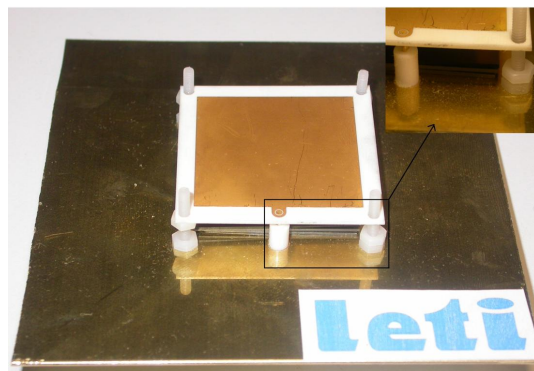
La simplicité de mise en oeuvre d'une alimentation par couplage par fente en faisait un bon candidat même si les conclusions précédentes n'abondaient pas dans ce sens. En effet, le caractère conducteur du substrat pourrait laisser croire un éventuel court-circuit de la fente mais en réalité l'épaisseur du substrat diélectrique, support de la couche magnétique, impose une distance suffisante pour éviter ce problème. De plus, les contraintes mécaniques liées au substrat telles que sa faible résistance mécanique, les difficultés à le percer ou le souder, nous ont imposé d'imaginer un dispositif à la fois simple mais en même temps suffisamment modulable pour multiplier les tests. Nous avons dès lors du concevoir une antenne microruban pour laquelle le positionnement de l'élément rayonnant est fixe mais amovible afin de placer le substrat magnéto-diélectrique, réalisé indépendamment mais de dimensions identiques à l'élément rayonnant, dans la cavité.

Par conséquent, le dispositif étudié est un prototype d'antenne microruban alimenté par sonde coaxiale déportée mais sans continuité électrique entre l'élément rayonnant et la sonde. Les contraintes sur le positionnement du matériau dans la cavité imposent un emplacement externe de la sonde d'alimentation (Fig. 2.39(a)). Ainsi, l'adaptation d'impédance est obtenue par couplage capacitif [108] comme nous le verrons sur les niveaux des parties imaginaires de l'impédance d'entrée (Fig. 2.46).

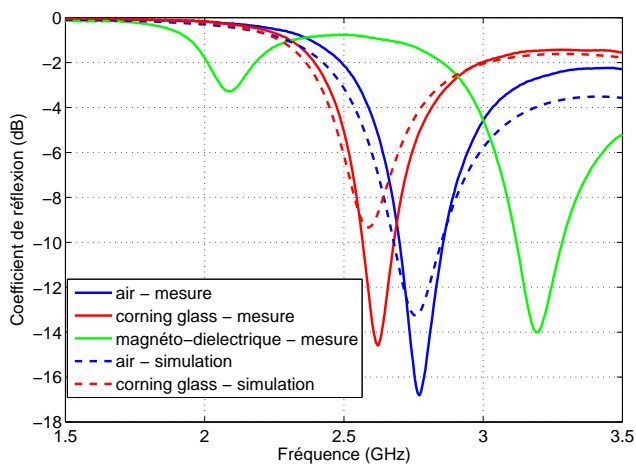
L'élément rayonnant est gravé sur la face supérieure d'un substrat à faible perte ($\epsilon_r = 3.55$ et $\tan \delta = 0,0027$) assurant la fonction de support mécanique. Quatre entretoises permettent le maintien de l'élément rayonnant à la distance appropriée au-dessus du plan de masse. Ainsi, la cavité, initialement majoritairement remplie d'air, peut être aisément chargée par le substrat magnéto-diélectrique, comme le montre la figure 2.39 (a).

Différents empilements sont étudiés afin d'identifier les contributions diélectriques, magnétiques et conductrices sur l'antenne. Un seul empilement de matériau Ferromagnétique/Antiferromagnétique/Ferromagnétique est testé. Il est déposé sur un support mécanique de $700 \mu\text{m}$ de corning glass. Nous rappelons que la somme des épaisseurs des couches ferromagnétiques dont la perméabilité est différente de l'unité n'excède pas 80 nm . De plus, il est nécessaire de rappeler que le caractère conducteur du matériau nous impose un choix unique concernant les dimensions et l'emplacement du matériau. A savoir, une taille et un positionnement rigoureusement identiques à l'élément rayonnant sans quoi le comportement de l'antenne serait modifié par allongement ou réduction des trajets parcourus par le courant dans la structure globale.

Un scénario de référence consiste à laisser la cavité remplie d'air. La deuxième consiste en un chargement de la cavité avec quatre couches de Corning Glass ($\epsilon_r = 5.17$ et $\tan \delta = 0,002$), d'épaisseur $700 \mu\text{m}$ chacune. A noter que que la réalisation de ces mesures s'est avérée délicate et a donc nécessité une grande précision.



(a)



(b)

FIGURE 2.39 – (a) Photo du prototype d’antenne microruban incorporant un empilement de matériau magnéto diélectrique, (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

Les effets liés à l’introduction du matériau magnétique sont identifiables en comparant les courbes rouges et vertes de la figure 2.39. Ces courbes présentent l’évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. On observe un net décalage de la résonance de l’antenne vers les basses fréquences. Cet effet peut être avantageusement utilisé pour miniaturiser l’antenne.

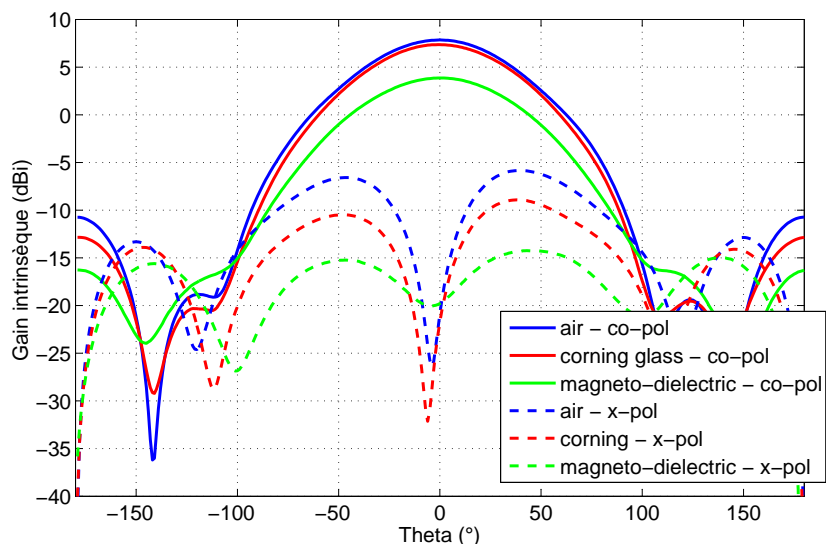


FIGURE 2.40 – Evolution des diagrammes de gain mesurés (plan H) en fonction des empilements

Les courbes de gain intrinsèque (Figures 2.40 et 2.41) révèlent un rayonnement directif classique non perturbé par le matériau au niveau de sa forme mais une diminution du gain de l’ordre de 4 dB.

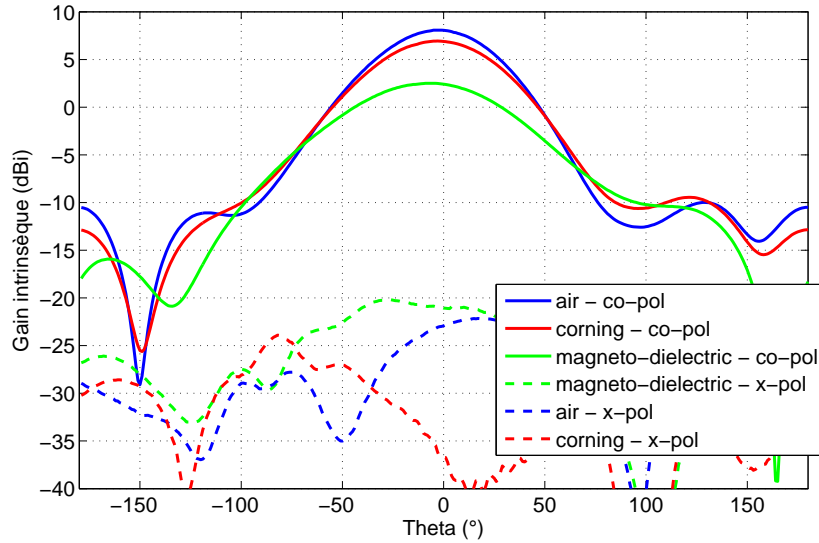


FIGURE 2.41 – Evolution des diagrammes de gain (plan E) en fonction des empilements

Nous notons à nouveau que les diagrammes de gains conservent la même forme, ce qui permet une comparaison significative des amplitudes. De plus, les niveaux de polarisation croisée restent bas dans la configuration classique et décroissent en présence du matériau magnéto-dielectrique.

Le tableau suivant résume les effets observés sur certains paramètres caractéristiques de l'antenne. Il s'agit résultats expérimentaux.

TABLE 2.5 – Paramètres de l'antenne mesurée

Antenne microruban à 2,08 GHz			
Substrat	Air	Verre	Magnéto-dielectrique
Fréquence	2,77 GHz	2,61 GHz	2,08 GHz
S_{11}	-16,8 dB	-14,6 dB	-3,3 dB
Facteur de qualité $Q(f_r)$	6,15%	6,2%	6,13%
Gain intrinsèque	7,85 dBi	7,35 dBi	3,86 dBi
Directivité	7,35 dBi	6,69 dBi	5,22 dBi
Efficacité de rayonnement	95,4%	89,7%	33,6%
Miniaturisation	–	7%	20%

où $Q(f_r)$ définit le facteur de qualité à mi-puissance [109]. La directivité est estimée à partir de la formule approchée de la directivité basée sur le rapport du nombre de degrés carrés dans une sphère sur le produit des angles d'ouverture à mi-puissance [110]. La méthode de la sphère de Wheeler, adaptée aux antennes miniatures, est utilisée pour déterminer l'efficacité de rayonnement [111].

A première vue, les résultats obtenus sont satisfaisants en terme de miniaturisation (20%) mais décevants d'un point de vue efficacité de rayonnement (33%). Néanmoins, ils se démarquent singulièrement des conclusions précédemment admises en matière de potentiel de miniaturisation. En l'absence de point de comparaison, ce que l'on peut garder à l'esprit de cette première étude concerne la mise en lumière du compromis inévitable entre bande passante/efficacité/taille.

Antenne microruban avec cavité d'épaisseur $\frac{\lambda}{300}$

Dans la section 2.2.2.2, nous avons mis en évidence que plus l'épaisseur du substrat total de

l'antenne est fine plus la perméabilité effective est élevée. C'est pourquoi, nous avons choisi de réaliser un prototype qui consiste en une antenne très faible épaisseur ($\lambda/300$) afin de confiner les champs électriques et magnétiques dans la cavité. En effet, nous avons constaté que la dilution doit être aussi faible que possible afin de bénéficier d'une forte perméabilité.

La seconde différence majeure avec le prototype avec cavité d'épaisseur $\frac{\lambda}{4}$ réside dans le niveau d'intégration du matériau au sein de la structure rayonnante. Il n'est désormais plus utilisé en tant que substrat indépendant de l'élément rayonnant mais il ne constitue plus qu'une pièce unique. Ce prototype en technologie semi-intégrée - une couche d'or de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur est déposée sur le substrat magnéto-conducteur pour jouer le rôle d'élément rayonnant - permet de s'affranchir des problèmes de positionnement du substrat. Comme le montre la figure 2.30 une couche de dioxyde de silicium de $2 \mu\text{m}$ est insérée entre l'élément rayonnant et les couches magnétiques pour assurer l'isolation électrique et ainsi briser les courants de Foucault.

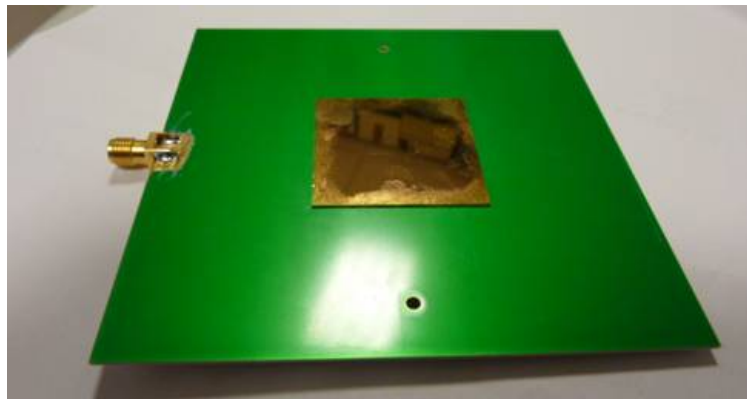


FIGURE 2.42 – Antenne microruban réalisée pour la caractérisation expérimentale

Le matériau magnéto-diélectrique étant anisotrope, nous avons conçu une antenne microruban carrée et choisi une excitation par couplage par fente pour assurer des comparaisons rigoureuses. Ainsi, la présence d'une perméabilité différente de l'unité selon une seule direction nous garantit d'en bénéficier seulement lorsque l'axe facile du matériau est placé orthogonalement à la fente d'excitation. Nous avons donc seulement besoin d'opérer une rotation du substrat de 90° pour obtenir alternativement une forte perméabilité ou non.

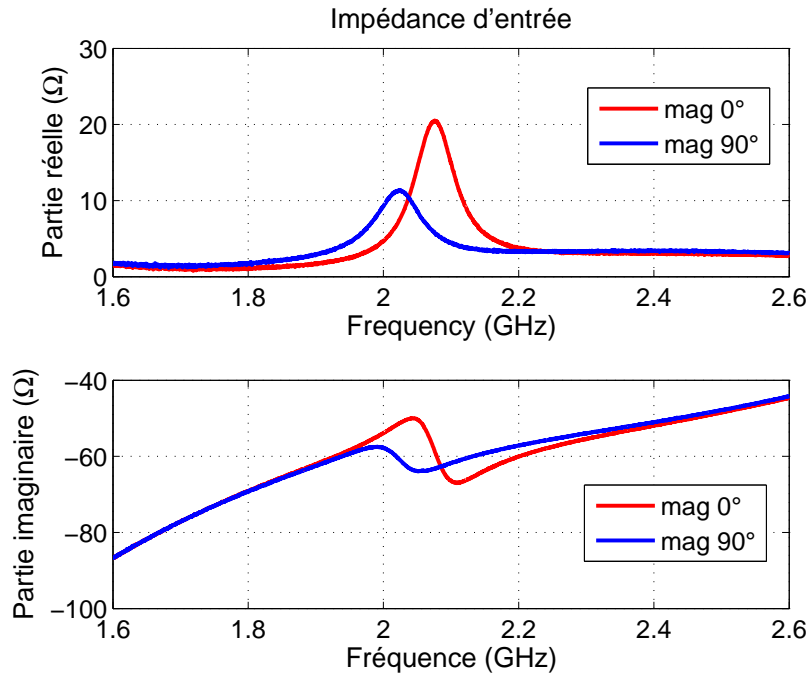


FIGURE 2.43 – Impédance d'entrée mesurée

Comme le montre la figure 2.43, les premiers résultats affichent un décalage en fréquence de 2.5% imputable uniquement à l'effet magnétique.

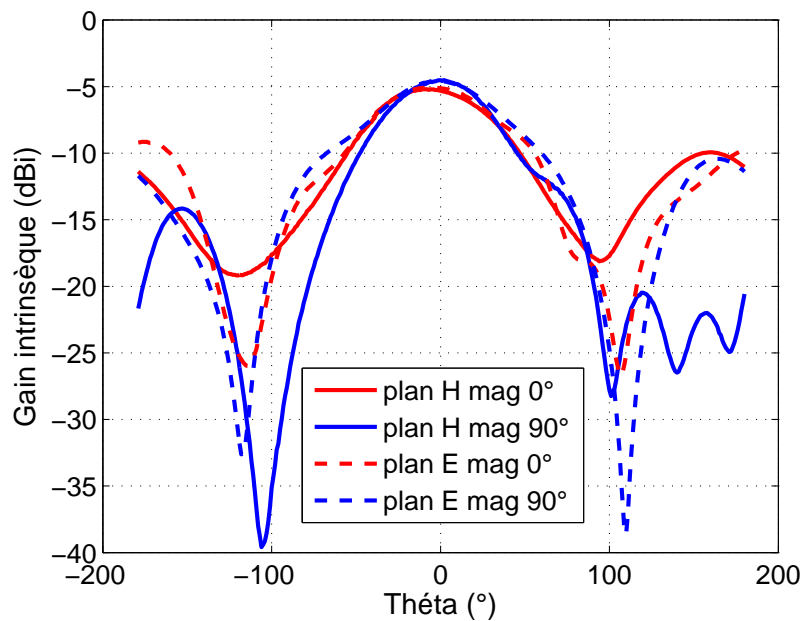


FIGURE 2.44 – Gain intrinsèque mesuré

Les valeurs de gain maximum restent quasiment les mêmes avec ou sans perméabilité, mais sont à la fois très faible par rapport à une antenne microruban classique. Ces résultats montrent que nous pouvons observer une miniaturisation en cas de faible dilution. Cependant une antenne

de faible épaisseur ne présente pas de bonnes performances comme nous l'avons montré dans le paragraphe 2.4.2.3. En fait, il semble utopique d'obtenir dans le même temps, une miniaturisation pertinentes et une antenne efficace. Ces résultats viennent appuyer ceux observés lors des modélisations analytiques et numériques.

2.4.2.5 Interprétation des résultats

Les résultats présentés à travers les deux études expérimentales semblent contradictoires. D'après le modèle développé pour le calcul de la fréquence de résonance et les simulations électromagnétiques présentés dans la sections 2.4.2.3, il semblerait que d'autres phénomènes apparaissent dans le cas de l'antenne microruban avec cavité d'épaisseur $\frac{\lambda}{4}$. C'est pourquoi, les études théoriques menées sur l'association d'empilements complexes et de l'antenne microruban peuvent nous apporter des éléments intéressants.

Dans cette partie, nous détaillons les comparaisons entre le modèle de détermination des paramètres radioélectrique effectifs des empilements de couche mince avec les résultats expérimentaux obtenus pour l'antenne microruban avec cavité d'épaisseur $\frac{\lambda}{4}$ (section 2.4.2.4).

Sur la base du décalage vers les fréquences basses observé figure 2.39, nous pouvons évaluer les paramètres radioélectriques effectifs définissant le substrat global utilisé. De l'équation 2.26 nous pouvons déduire les paramètres radioélectriques effectifs et obtenons approximativement un produit de μ_{eff} par ϵ_{eff} d'environ 1,77, dû à la dilution des couches minces magnéto-dielectriques dans la cavité emplie d'air et de verre.

Cependant, nous trouvons que la théorie des milieux effectifs anisotropes (AEMT), même en supposant un substrat infini selon les axes x et y (figure 2.1, appliquée à cette même équation nous donne un décalage fréquentiel nettement moindre. Inversement, nous pouvons prédire analytiquement les permeabilité et permittivité effectives d'un empilement équivalent. Ainsi nous atteignons 1.49 en s'appuyant sur le profil de perméabilité décrit figure 2.15 et sur la valeur de la permittivité effective.

Partant de ce constat, nous devons nous interroger sur l'origine de cette différence de décalage de la fréquence de résonance. En premier lieu, nous revenons aux résultats présentés dans la section 2.2 car une augmentation artificielle de la permittivité a pu être observée. Une hypothèse préliminaire concernant l'augmentation du produit μ_{eff} par ϵ_{eff} a pu être avancée en se basant sur l'apparition d'une polarisation interfaciale des charges d'espace produite par le mouvement des porteurs de charge [100]. En effet, le fort contraste de conductivité électrique entre deux couches superposées conduit à cette polarisation des charges d'espace qui augmente la permittivité effective. Néanmoins ce phénomène ne justifiant pas l'ampleur du décalage observé, nous pouvons exclure cette hypothèse.

Par conséquent, une autre hypothèse concernant l'introduction d'un résonateur parasite dans la cavité de l'antenne microruban semble à retenir. Bien qu'une excitation franche par sonde soit appliquée uniquement à l'élément rayonnant, le matériau magnéto diélectrique conducteur semble également excité et rayonne à son tour. Les mesures réalisées ont mis en évidence deux résonances distinctes (courbe verte graphe 2.46) et les dimensions choisies pour a et b ont respectivement conduit à un décalage important des résonances parallèles vers des fréquences nettement plus basses

et plus élevées que la référence. Ainsi, l'empilement magnéto-conducteur agit comme un résonateur parasite et le mode fondamental s'établit entre le plan de masse et le premier conducteur de la cavité. Des simulations de cette structure d'antenne en remplaçant le matériau magnétique par un matériau de même conductivité et de même épaisseur nous ont permis de clairement identifier ce phénomène de parasitage comme le montre la figure 2.46.

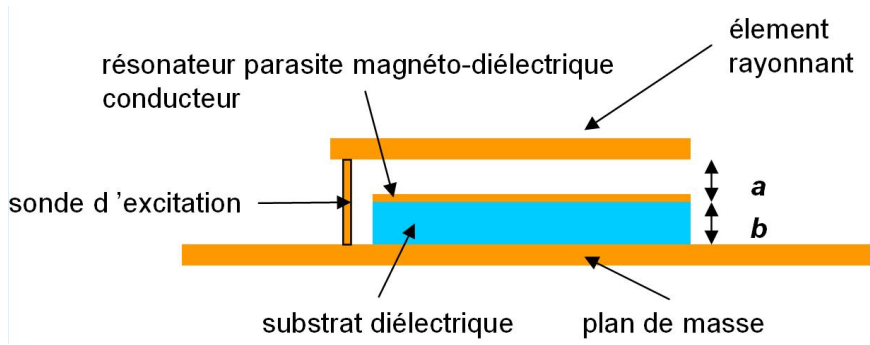


FIGURE 2.45 – Schéma d'interprétation des phénomènes observés

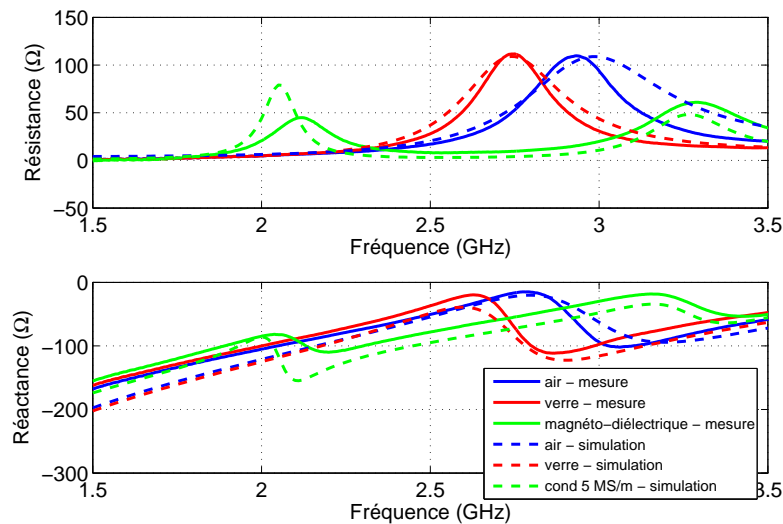


FIGURE 2.46 – Evolution de l'impédance de l'antenne (partie réelle en haut, imaginaire en bas) en fonction de la fréquence

La courbe verte en pointillés représentant l'impédance d'entrée de l'antenne modélisée numériquement vient confirmer l'hypothèse précédemment énoncée. Malgré l'absence de contact direct entre la sonde et le matériau magnétique, ce dernier joue le rôle de résonateur parasite dont la fréquence de résonance se situe en dessous de celle existant en son absence.

En l'absence de simulations de configurations incluant toutes les caractéristiques du matériau magnéto-diélectrique, l'interprétation des résultats s'est essentiellement basée sur une campagne de mesure très complète. Plusieurs paramètres, comme l'épaisseur des couches de matériaux conducteurs, leur conductivités respectives ou la conductivité effective et la perméabilité dispersive, varient souvent de façon simultanée lors des tests des différents empilements. En effet, il est particulièrement délicat, avec ce prototype, d'isoler un seul paramètre, comme nous pourrions l'envisager

en simulation. C'est pourquoi nous revenons sur le prototype d'antenne microruban alimentée par couplage par fente permettant de pallier à ces problèmes car plus versatile. Cependant, il ne s'agit ici plus d'un prototype semi-intégré car nous conservons un élément rayonnant en cuivre au sommet de l'empilement. Nous présentons donc les mesures qui permettent de conforter cette interprétation des résultats. La Figure 2.47 décrit les différentes configurations d'empilements étudiées afin d'identifier l'impact de la hauteur de la cavité sur la fréquence de résonance.

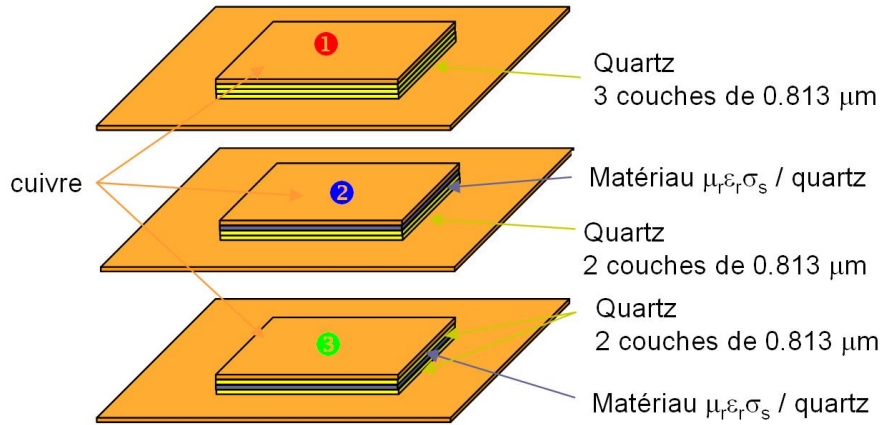


FIGURE 2.47 – description des configurations d'empilements de matériaux pour les tests

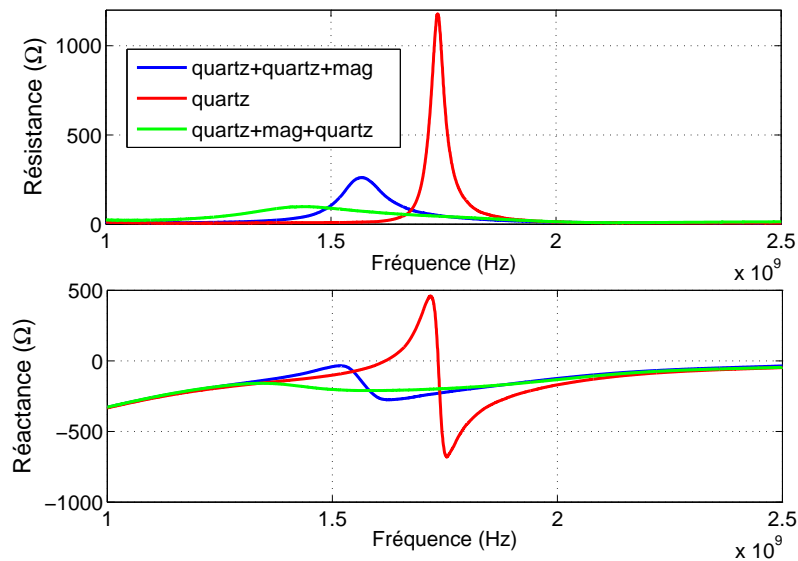


FIGURE 2.48 – évolution de l'impédance d'entrée

On observe à nouveau un net décalage de la fréquence de résonance de l'antenne vers les basses fréquences lors de l'introduction du matériau magnétique. Ce phénomène s'accroît à mesure que le matériau magnéto-conducteur se rapproche du plan de masse ou que la hauteur de la cavité se réduit, ainsi la configuration faisant office de référence (courbe rouge) ne joue plus son rôle. Seule une comparaison rigoureuse, pour une même configuration d'empilement, entre des matériaux de même épaisseur présentant alternativement des propriétés magnétique seulement, conductrice seulement puis magnétique et conductrice permettrait d'isoler les contributions de chacune et

conclure de façon catégorique.

Ensuite, nous constatons que ces résultats n'affichent aucune contradiction avec ceux présentés dans le paragraphe 2.4.2.3, à savoir l'absence d'impact sur la fréquence de résonance en cas de réduction minimale de l'épaisseur de cavité. Il est important de noter que les ordres de grandeurs mis en jeu sont différents puisqu'il s'agit d'un abaissement de seulement $10\ \mu\text{m}$ dans le premier cas de l'analyse multicouches contre $800\ \mu\text{m}$ ici. Par contre, les cas deux et trois traduisent des variations nettement plus significatives puisque le résonateur parasite est déplacé de $200\ \mu\text{m}$ sur une hauteur totale $H = 700\ \mu\text{m}$, soit pratiquement un tiers. Dès lors les décalages de la fréquence de résonance vers le bas sont visibles conformément aux résultats de cette étude expérimentale.

En réalité, à l'hypothèse d'introduction d'un résonateur parasite émise, vient également s'ajouter le phénomène de réduction de la dilution. En effet, la figure 2.48 montre un décalage de la fréquence de résonance dans des proportions bien moindre que celles observées sur la figure 2.46. Cela peut s'expliquer par le fait que la cavité devient intégralement comblée par le corning glass alors qu'elle ne l'était que partiellement, d'où ce franc décalage de la fréquence. Dans ce cas-ci, la cavité est constamment comblée par le corning glass, la permittivité effective vue par l'antenne est identique dans les trois configurations. En d'autres termes, nous pouvons dire que le phénomène de miniaturisation observé avec le premier prototype est le résultat du cumul d'une réduction de l'épaisseur de la cavité et de la dilution.

Nous avons donc soulevé un point intéressant en montrant une miniaturisation de l'antenne microruban par réduction de son épaisseur. Nous allons donc nous attacher à expliquer ce phénomène car il va à l'encontre des lois principalement issues d'analyses théoriques et classiquement admises dans la communauté scientifique [112] - [113] - [114]. En effet, Pozar a démontré que généralement la fréquence de résonance d'une antenne microruban tend à augmenter à mesure que l'épaisseur de la cavité diminue [115]. De la même manière, le très répandu modèle de la cavité à fuite permettant de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance et la permittivité effective d'une antenne imprimée nous donne une baisse de la fréquence de résonance lorsque l'épaisseur croît [15].

Néanmoins, seule l'expression de la permittivité effective est fonction de la hauteur de la cavité. Or les conditions de validité de ce modèle stipulent que le substrat utilisé est de grande dimension devant l'élément rayonnant, i.e. qu'il n'est pas tronqué. Ce détail a toute son importance puisque ce calcul empirique de la permittivité effective s'appuie sur cette condition initiale. Afin de vérifier la tendance inverse observée lors de notre étude, nous réalisons une série de simulations mettant en jeu les dimensions du substrat.

La figure 2.49 (b) présente l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour les deux configurations décrites figure 2.49 (a).

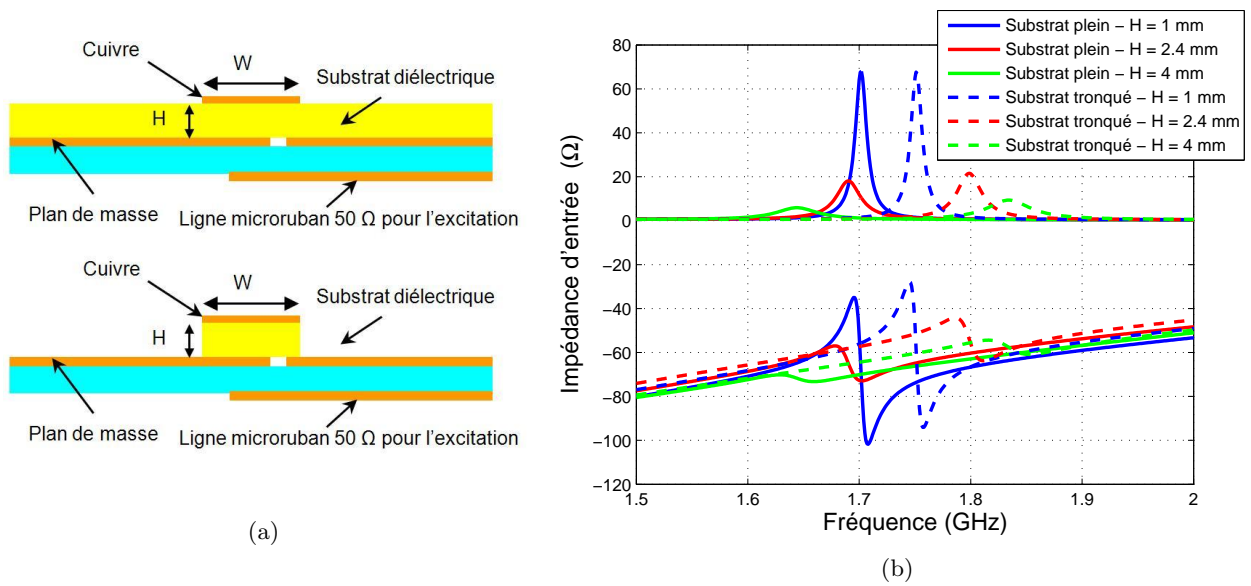


FIGURE 2.49 – (a) Vue en coupe de l'antenne microruban , (b) Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

Les courbes du graphe 2.49 illustrent parfaitement les conséquences de la finitude du substrat sur la détermination de la permittivité effective vue par l'antenne. Nous constatons deux tendances opposées pour le même type d'antenne. Le dernier cas d'étude décrit sur la figure 2.50 propose une analyse similaire pour une antenne comportant plusieurs éléments rayonnants superposés. La hauteur H totale est maintenue constante et seul e varie.

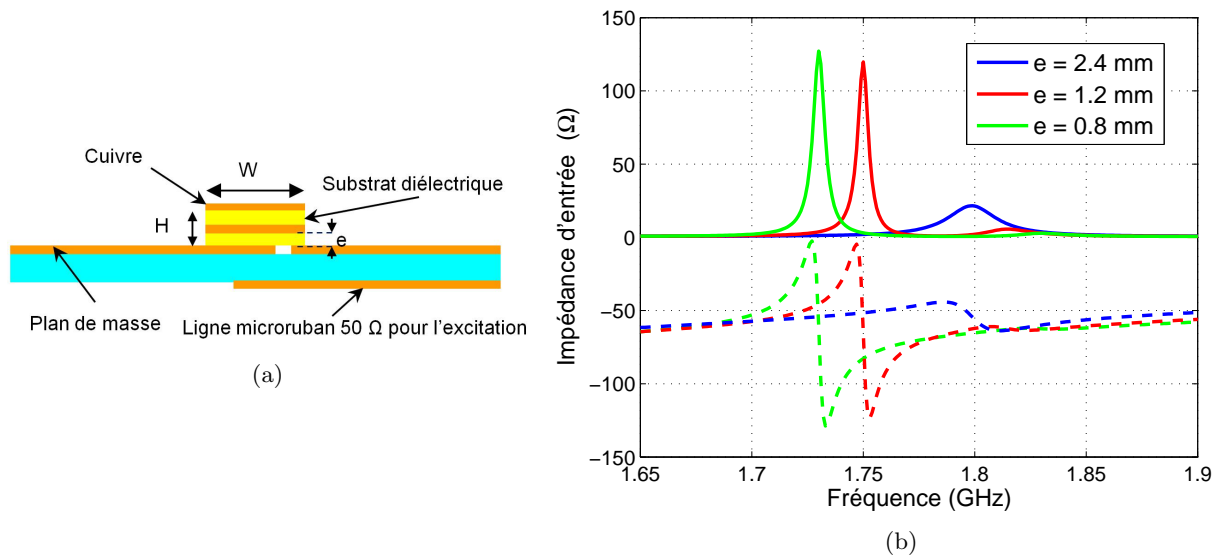


FIGURE 2.50 – (a) Vue en coupe de l'antenne microruban , (b) Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

Les résultats de la figure 2.50 prouvant la miniaturisation de l'aérien à mesure que l'épaisseur de la cavité se réduit ou que le résonateur parasite se rapproche du plan de masse, nous permettent

d'affirmer que la finitude du substrat diélectrique est à l'origine du phénomène. Il est intéressant de noter que l'élément rayonnant supérieur n'a aucun effet et que son retrait conduirait aux mêmes résultats. Quoiqu'il en soit tous les résultats soulignent la prédominance de la conductivité des couches ferromagnétiques et antiferromagnétiques dans les phénomènes observés expérimentalement.

2.4.3 Conclusion

Après avoir introduit les limites à la simulation électromagnétique, nous nous sommes penchés sur deux structures canoniques d'antenne et avons identifié les topologies appropriées à l'utilisation de couches minces anisotropes. Une analyse complète de l'antenne microruban, reconnue comme le candidat adéquat, a été menée sur l'introduction de matériaux à forte perméabilité, l'influence de la conductivité de telles couches et sur l'évaluation de ses performances.

Une étude approfondie a été menée pour quantifier le potentiel de miniaturisation de structures rayonnantes à l'aide d'un matériau magnéto-diélectrique conducteur en couches minces aux fréquences centimétriques. Avec un matériau de $10\ \mu\text{m}$ d'épaisseur, un potentiel de miniaturisation 40 % est théoriquement possible pour une conductivité nulle alors que nous montrons une miniaturisation de l'ordre de 5 % associée à une baisse de l'efficacité de rayonnement due au matériau estimée à 65 %. L'étude théorique des sources de pertes au sein de la structure montre que l'origine de ces pertes peut être décomposée en deux : les pertes magnétiques (6%) et les pertes ohmiques (59%). Par ailleurs, il est important de noter que les contraintes de confinement des champs nous ont amené à travailler sur une structure présentant initialement un faible rendement (23%).

Nous avons analysé l'impact de la position du substrat, de son épaisseur, de sa valeur de perméabilité et de pertes et enfin d'une lamination éventuelle pour pallier aux courants de Foucault. Dans la mesure du possible, des modèles analytiques ont été associés aux structures et aspects étudiés pour comparaison avec la modélisation numérique.

Cependant, tant au niveau analytique qu'expérimental nous n'avons pu aboutir à des résultats significatifs concernant la problématique de réduction de taille. Nous remarquons notamment qu'une approche multicouches ne donne pas satisfaction. Enfin, nous soulignons la place importante de la conductivité dans l'ensemble de nos études.

2.5 Conception d'une antenne microruban dual mode sur substrat anisotrope

2.5.1 Introduction

La bande passante des antennes microruban est classiquement faible (de l'ordre de 5%). Actuellement, ce problème est résolu dans la littérature par des techniques très diverses qui permettent d'élargir la bande passante d'une antenne mais bien souvent au détriment de ses performances. Ces méthodes sont dans la majorité des cas basées sur une modification de la géométrie de l'antenne. Néanmoins, de nombreuses autres techniques ayant déjà fait leurs preuves existent, nous en citons quelques unes [16], [116], [117] :

- Utilisation de résonateurs parasites
- Utilisation de substrats diélectriques à perte
- Insertion de fentes sur l'élément rayonnant
- Utilisation du contexte proche
- Utilisation de surfaces à haute impédance

Nous proposons ici une technique d'élargissement de bande passante pour antenne microruban par utilisation d'un matériau magnéto-conducteur en couches minces et anisotrope. Par ailleurs, nous adressons également la problématique de miniaturisation des antennes microruban car elle résulte toujours d'un compromis entre bande passante, efficacité et taille de l'aérien. Ainsi, l'élargissement de la bande passante vers les fréquences basses peut également s'apparenter à une miniaturisation de l'antenne à bande passante constante. La solution apportée au problème technique posé consiste en une modification des conditions de résonance d'un seul résonateur mais selon une seule direction (anisotropie du matériau). Cette modification intervient à travers l'apparition d'une seconde résonance située en dessous de la première sur le spectre. La dernière originalité de la solution réside dans l'utilisation d'un seul port d'excitation permettant une alimentation par couplage à travers une fente en L. Il s'agit donc d'un dispositif permettant :

- d'élargir la bande passante d'une antenne microruban
- de réduire les dimensions de l'aérien
- de générer deux modes orthogonaux à l'aide d'un seul port d'excitation
- de faire tourner la polarisation du champ en fonction de la fréquence

2.5.2 Principe de fonctionnement et description du dispositif

Le dispositif est basé sur la sollicitation de deux modes orthogonaux qui, sous certaines conditions, peuvent conduire à l'apparition de deux fréquences de résonance. Le matériau laminé comporte deux éléments rayonnants qui sont constitués d'une part d'un conducteur (ici en or) d'épaisseur réduite ($2 \mu m$) et d'autre part de l'hétérostructure en couches minces à forte perméabilité.

Grâce à l'utilisation des propriétés d'anisotropie du matériau, l'empilement complexe de forme carré conduit à deux fréquences de fonctionnement différentes, chacune correspondant à un des modes orthogonaux.

Pour rappel, l'anisotropie des couches minces se traduit par la présence de propriétés radioélectriques différentes selon deux directions orthogonales dans le plan de la couche. En l'occurrence,

il s'agit d'une perméabilité de l'ordre de 200 selon une direction dans le plan horizontal et proche de l'unité sur la direction orthogonale à cette dernière. Le motif de l'antenne sera donc carré pour utiliser avantageusement cette anisotropie.

Enfin, l'utilisation d'un seul port d'alimentation pour exciter deux modes orthogonaux permet de maintenir une polarisation rectiligne dans la mesure où aucun déphasage n'est introduit entre les deux modes. Cependant, la polarisation varie en fonction de la fréquence.

2.5.3 Présentation des résultats

Les résultats présentés ci-dessous sont issus de la simulation. Un certain nombre d'approximations ont du être faites pour parvenir à une modélisation numérique fiable de l'antenne en présence du matériau magnéto-conducteur. Nous avons notamment été contraints d'augmenter l'épaisseur de la couche magnétique ($100 \mu\text{m}$ au lieu de $50 \mu\text{m}$).

Sur la figure 2.51 (a) nous montrons les différents niveaux de métallisation. La couche inférieure concerne la partie alimentation. Elle est composée d'une ligne microruban imprimée sur un substrat ROGERS 4003 de permittivité 3.55 et d'épaisseur 0.8 mm. L'impédance caractéristique de la ligne de transmission est alors de 50Ω .

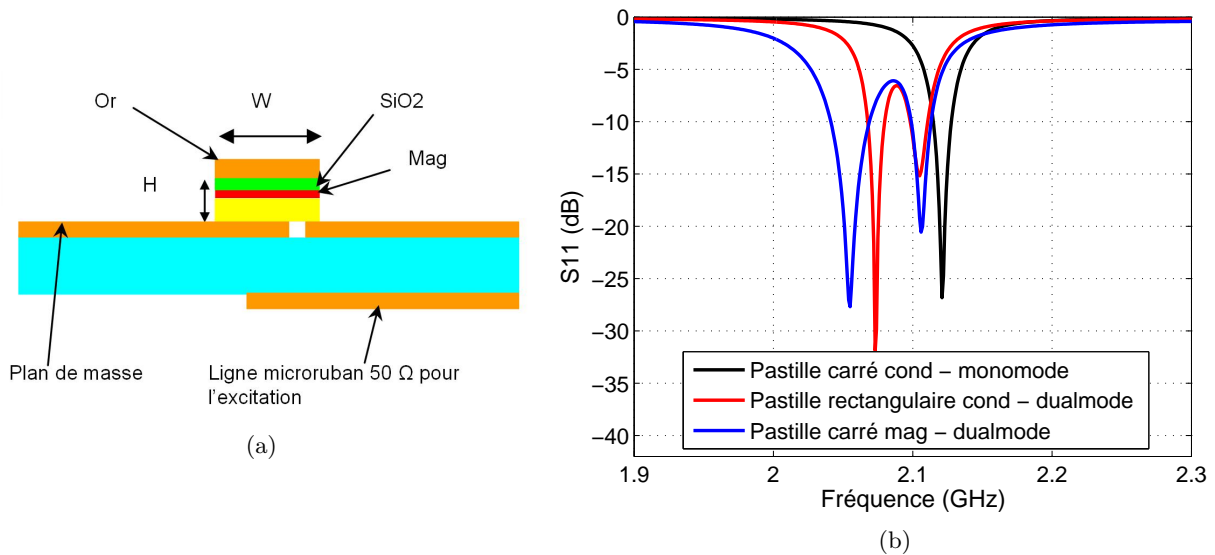


FIGURE 2.51 – (a) Vue en coupe de l'antenne microruban , (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

La figure 2.51 (b) présente le coefficient de réflexion de l'antenne pour les trois configurations illustrées schématiquement figure 2.52.

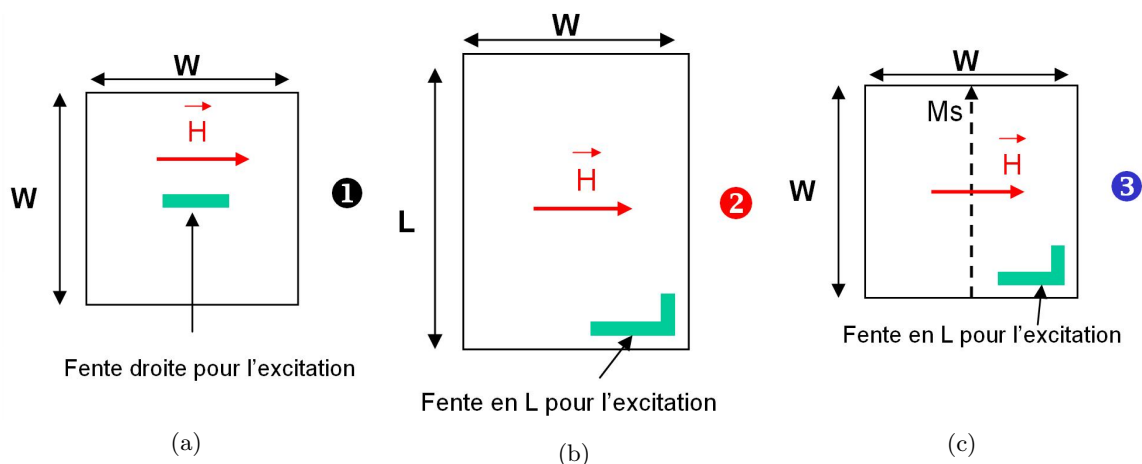


FIGURE 2.52 – Schéma des différentes configurations d’antenne (a) Classique monomode, (b) Dual-mode avec variation géométrique, (c) Dualmode avec variation radioélectrique

La figure 2.52 représente les dispositifs simulés comparativement où l’excitation d’un seul mode est assurée (cas (a)) et les deux fréquences de résonance sont obtenues par modification de la géométrie des éléments rayonnants (cas (b)). La bande passante observée dans le cas (a) vaut 1% contre 2.6% dans le cas (b) et 4.3% dans le cas (c).

Sont également présentés les résultats de mesure comparés à la simulation.

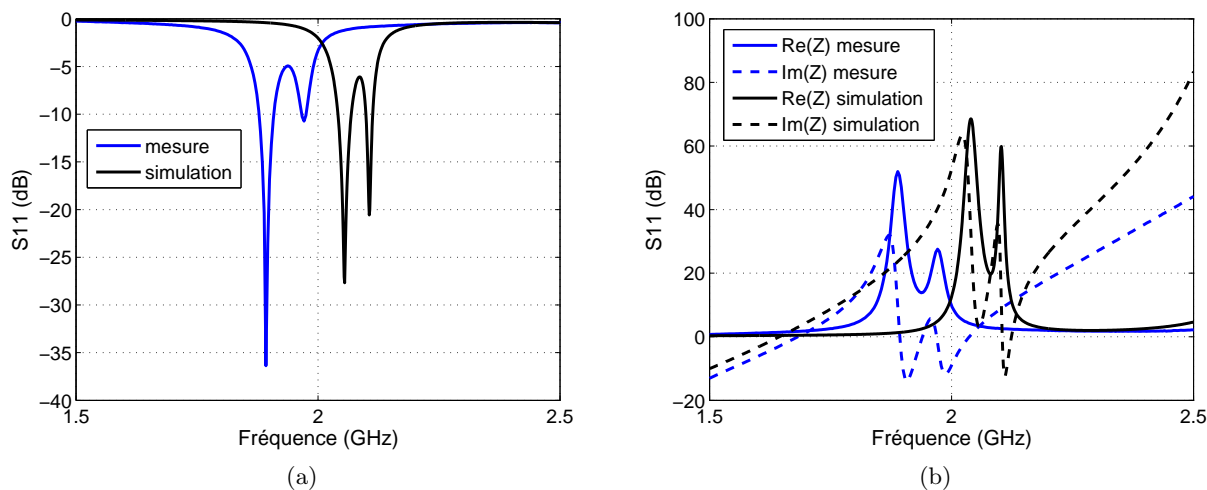


FIGURE 2.53 – (a) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence , (b) Evolution l’impédance complexe d’entrée en fonction de la fréquence

Sur la figure 2.53 nous observons un net décalage fréquentiel de la réponse de la structure entre résultats de mesure et simulation. Cela peut s’expliquer par le fait que le prototype réalisé ne correspondent pas complètement à celui simulé. D’une part car le matériau réel est moins épais que celui modélisé et d’autre part car nous avons été contraint d’utiliser divers matériaux pour rigoureusement maintenir en place le matériau. En particulier, nous avons eu recours à de la colle pour le substrat verre et une barre de maintien en polymère recouvrait partiellement les

fentes rayonnantes en bordure de pastille (cf. photo 2.54). La présence de ces diélectriques justifie le décalage vers les fréquences basses, néanmoins nous ne sommes en mesure de procéder à une rétro-simulation par manque d'information sur les propriétés diélectriques réelles de ces matériaux introduits.

Par ailleurs, nous constatons sur la figure 2.53 (a) que la remontée du coefficient de réflexion mesuré entre les deux pics de résonance ne produit plus la bande passante à -6 dB attendue. Cependant, une optimisation de la géométrie de la structure permettrait aisément de contrôler l'espacement entre les deux pics donc le niveau de la remontée. Il est notamment intéressant de jouer sur l'écart entre les conducteurs, comme nous avons pu le voir en simulation. Enfin, un autre levier d'ajustement important concerne le niveau de perméabilité magnétique.

Evaluation des performances

Afin d'évaluer les performances de l'antenne, nous nous intéressons en premier lieu à l'efficacité de rayonnement. Pour cela, nous avons réalisé des mesures d'efficacité suivant la méthode de la sphère de Wheeler adaptée aux antennes ULB [118]. La différence fondamentale concerne l'utilisation d'une cavité de dimensions plus importantes comparé à la longueur d'onde ($r \leq \frac{\lambda}{2\pi}$).

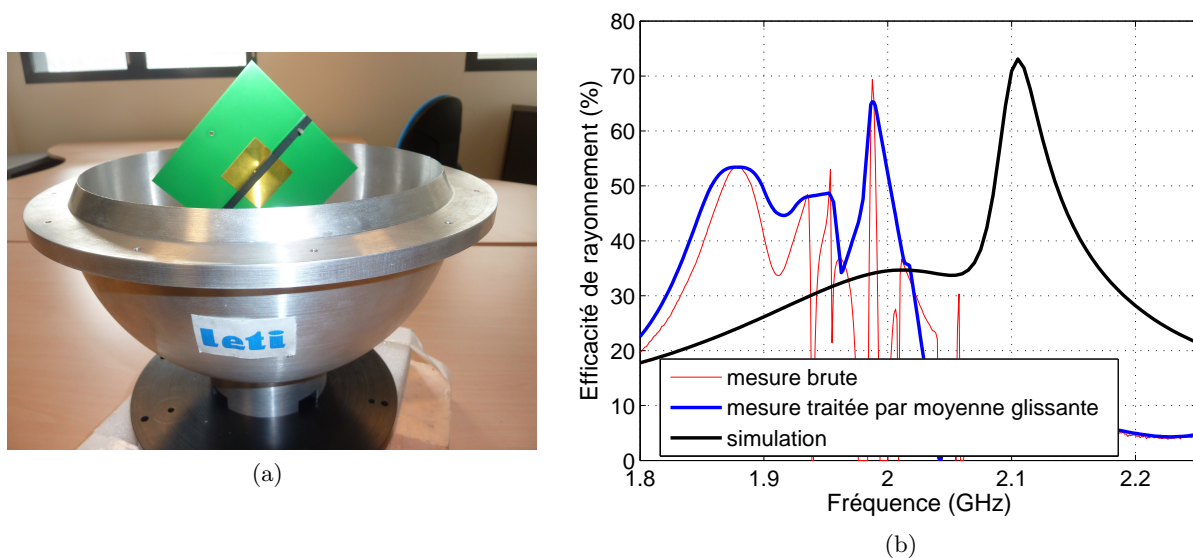


FIGURE 2.54 – (a) Photo du dispositif de mesure d'efficacité en sphère (b) Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence

Le premier constat sur la figure 2.54 concerne la forte disparité en fonction de la fréquence. Bien que la même conductivité effective, celle correspondant à l'empilement total, soit vue par les deux modes, nous obtenons une efficacité dépendante de la fréquence. Cela peut s'expliquer en considérant l'épaisseur de peau. En effet, selon le mode auquel on s'intéresse, on a une valeur d'épaisseur de peau différente en fonction de la perméabilité qui est sollicitée ou non. Même s'il est délicat de parler de deux éléments rayonnants distincts à cause de leur proximité, nous y sommes contraints pour évaluer les épaisseurs de peau respectives. Le conducteur en or présente à 2 GHz une épaisseur de peau de l'ordre de $1.5 \mu\text{m}$ alors que son épaisseur physique vaut $2 \mu\text{m}$.

Il s'agit d'une configuration favorable limitant les pertes par effet Joule. Dans le cas l'empilement F/AF/F de 80 nm d'épaisseur, l'épaisseur de peau est estimée à 350 nm à la même fréquence. Nous sommes alors dans un cas générant de fortes pertes ohmiques. Pour résumer, il faut retenir que l'écart relevé sur l'efficacité de rayonnement provient des pertes ohmiques et non magnétiques. Néanmoins, en mesure cet écart est moins visible. Même si la qualité des mesures peut être remise en cause, il semblerait plutôt que l'approximation effectuée en simulation sur le choix de la valeur de conductivité effective de l'empilement F/AF/F ($\sigma = 5 \text{ MS/m}$) ne soit pas suffisamment précise. Des simulations rétablissant un rapport entre épaisseur du conducteur et épaisseur de peau moins favorable aux pertes ohmiques ont permis de confirmer cette hypothèse.

Sont également présentés sur les figures 2.55 (b), (c), (d) les diagrammes de gain intrinsèque pour les différents plans de coupe représentés sur la figure 2.55 (a).

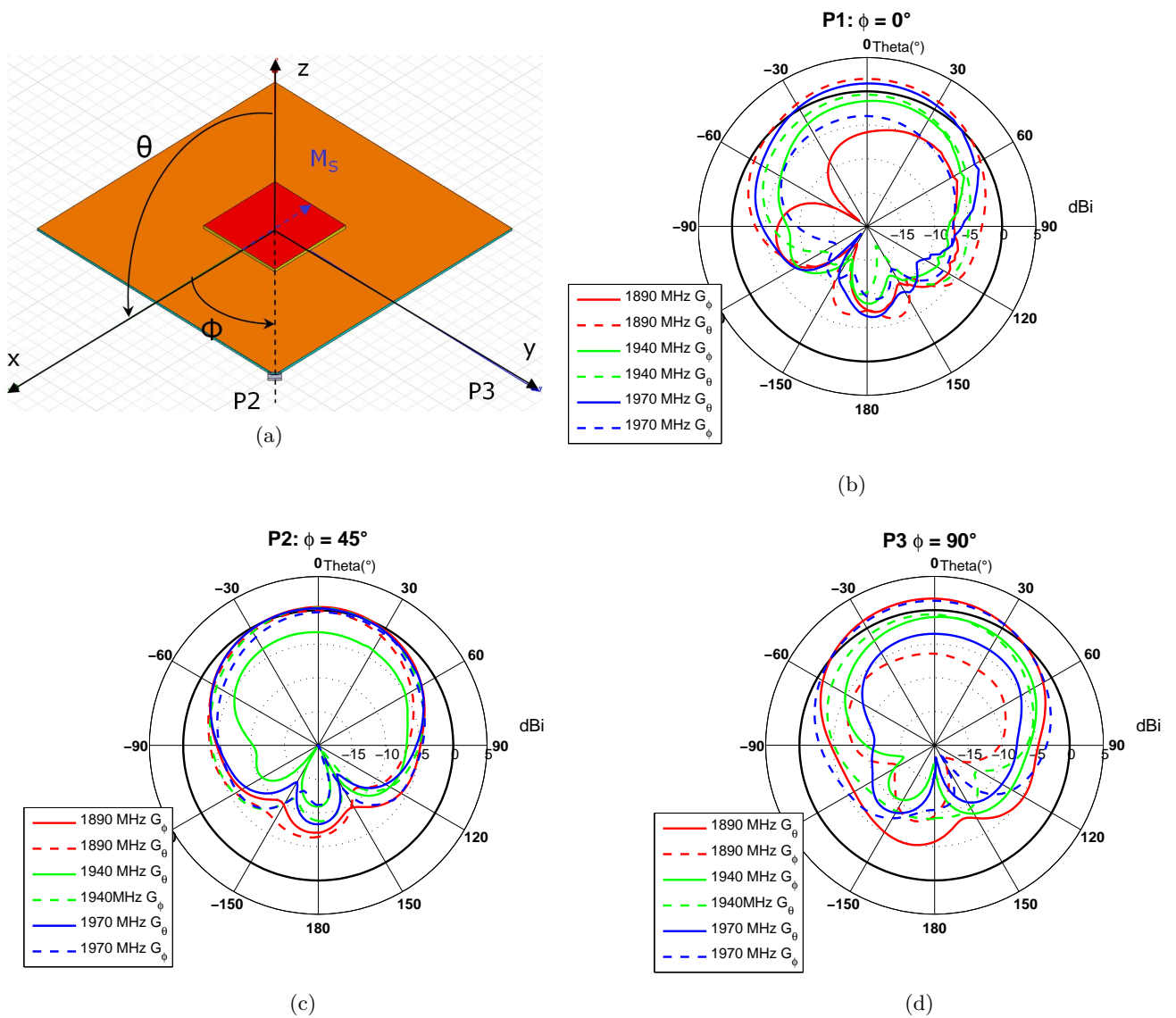


FIGURE 2.55 – (a) Schéma représentatif des différents plans de coupe, Diagrammes de gain intrinsèque (b) P1, (c) P2, (d) P3

Variation de la polarisation avec la fréquence

Concernant le changement d'orientation de la polarisation en fonction de la fréquence, nous l'illustrons à travers les figures suivantes. Théoriquement, une polarisation rectiligne affiche un rapport axial infiniment grand quelle que soit la fréquence. Or ici, la présence d'un second mode orthogonal au premier vient bouleverser ce phénomène.

Afin d'illustrer cette évolution en fonction de la fréquence, nous montrons, sur la figure suivante, la rotation de la polarisation à travers celle du champ \vec{E} . L'angle alpha est défini par l'angle entre le plan P1 et la direction du champ \vec{E} (figure 2.55(a)).

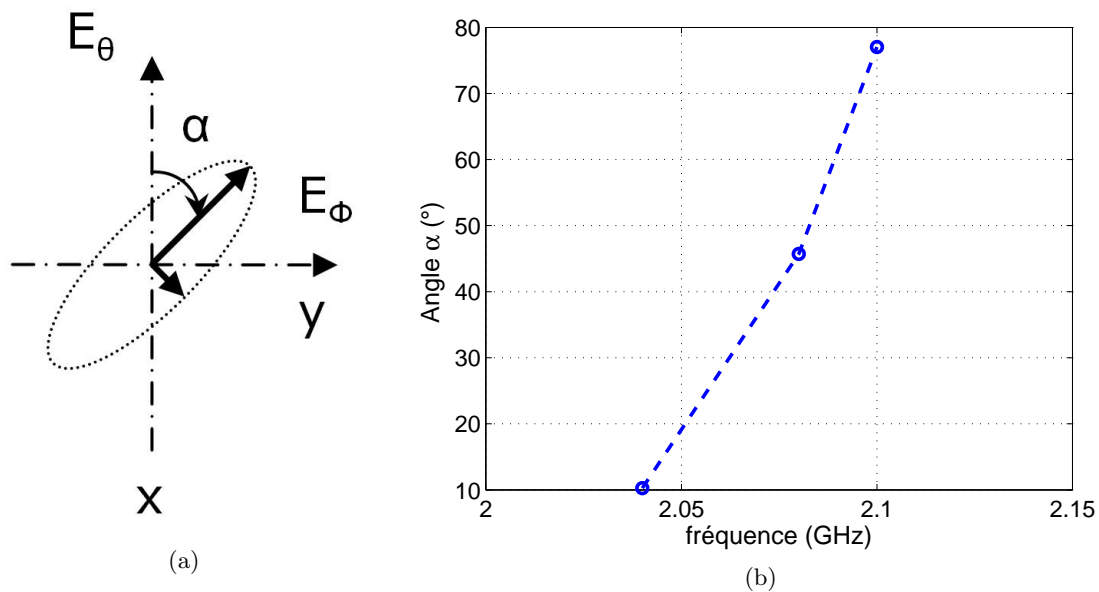


FIGURE 2.56 – Evolution de l'angle alpha en fonction de la fréquence

A l'aide de l'indicateur présenté sur la figure 2.56 nous avons mis en évidence d'une part la variation de l'amplitude du ratio axial et d'autre part l'évolution d'alpha en fonction de la fréquence. En particulier, il apparaît que la polarisation de l'onde du mode lié au matériau magnétique tourne avec la fréquence.

2.6 Conclusions

Ce chapitre a permis un examen complet des effets liés à l'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques dans un contexte antennaire aux fréquences UHF.

L'objectif initial de ce travail était de mieux comprendre le type d'association efficace entre les matériaux magnétiques couche mince et les structures rayonnantes. En effet, dans la première partie de ce chapitre nous avons clairement pu identifier d'une part la topologie d'antenne la mieux adaptée et d'autre part les moyens d'optimiser l'effet du matériau. Nous avons notamment mené une étude très complète quant à l'utilisation de couches minces magnéto-diélectriques conductrices anisotropes comme substrat pour antenne microruban après s'être inspiré des travaux sur les lignes de transmission.

En premier lieu, nous avons spécifié un prérequis indispensable concernant l'épaisseur de l'hétérostructure. En effet, l'épaisseur des couches magnétiques e joue un rôle crucial puisque le respect de la condition $e < 2\delta$ prévient des mécanismes de relaxation de l'aimantation mais condamne les niveaux de perméabilité effective. Cela permet donc de nous affranchir des problèmes de détérioration rapide des performances en hautes fréquences liés à la dynamique de l'aimantation.

En second lieu, nous avons développé un modèle analytique de détermination des paramètres radioélectriques effectifs applicable à tout type d'empilement présentant des propriétés diélectriques, magnétiques et conductrices. Par la suite, une combinaison de ce modèle avec une extension du modèle de la cavité à fuite permet la prédiction avec précision de la fréquence de résonance d'antennes microrubans et étouffe l'analyse de ses performances. La présentation des résultats de mesure d'antennes et la comparaison aux résultats de simulation valident le modèle théorique spécifiquement développé.

Par ailleurs, en dépit de résultats encourageants obtenus avec les lignes de transmission, les hétérostructures magnéto-diélectrique en couches minces, n'ont pas permis d'accéder à un potentiel de miniaturisation des antennes élevé en raison de la dilution des propriétés magnétiques dans le volume total. En effet, les champs électriques et magnétiques générés par une antenne ne sont pas guidés à la grande différence des lignes de transmission, conduisant dès lors à des dilutions importantes dans l'espace libre. L'énergie canalisée par le matériau sera faible ou uniquement présente dans les zones de forte concentration du courant. Ainsi, l'effet de miniaturisation est visible mais très limité. De plus, le caractère conducteur de l'électrode magnétique est pénalisant car il peut créer des effets résonants parasites ou des courts circuits locaux.

Il en résulte un compromis défavorable entre réduction de taille et performances. Nous avons mis en évidence le caractère antagoniste de la nécessité de limiter la dilution face à celui de conserver une épaisseur de cavité de l'antenne propice à un bon rendement.

Néanmoins, nous avons ouvert d'intéressantes perspectives de développement d'un matériau susceptible de répondre aux exigences d'un dispositif rayonnant. Il serait alors possible de limiter l'effet conducteur, soit par le choix d'un matériau ferromagnétique plus résistif, soit par structuration de l'échantillon.

En revanche, l'utilisation des propriétés d'anisotropie du matériau semble intéressante et prometteuse. L'exploitation d'un tel moyen à des fins d'élargissement de la bande passante a été abordée. Elle nécessite encore des perfectionnements, notamment sur le pilotage de l'écart entre les deux fréquences de résonance fortement contraint par la brique technologique de base, à savoir l'hétérostructure complexe. Se servir d'un seul port d'excitation pour simultanément solliciter deux modes orthogonaux est également une solution innovante que nous avons su mettre en oeuvre sur ce prototype.

En conclusion, le caractère conducteur prédominant contraint très fortement la structure étudiée et ce, au détriment de la perméabilité. Nous ne sommes donc, actuellement, pas en mesure de miniaturiser efficacement des éléments rayonnants à l'aide de cette hétérostructure.

Des pistes d'améliorations, tant au niveau de la brique de base qu'au niveau de la conception d'antennes sont proposées en perspectives.

Chapitre 3

Analyse de surfaces périodiques planaires multicouches réfléchissantes

Sommaire

3.1	Introduction aux Conducteurs Magnétiques Artificiels (AMC)	112
3.2	Analyse et caractérisation des AMCs monocouche	113
3.3	Miniaturisation du motif élémentaire par technique d'empilement multicouches	120
3.4	Utilisation de matériaux magnéto-diélectriques	129
3.5	Application antennaire	139
3.6	Conclusion	154

L'objectif de ce chapitre est de décrire la méthode employée pour caractériser et analyser les surfaces périodiques planaires totalement réfléchissantes. En particulier, les structures multicouches composées d'un réseau de pastilles métalliques imprimées sur substrat diélectrique et sur plan de masse sont étudiées. Avant de considérer un contexte antennaire en dernière partie du chapitre, nous nous affranchissons de tout contexte applicatif et cherchons simplement à approfondir la compréhension des phénomènes physiques associés à ces méta-surfaces. Pour autant nous ne réalisons pas d'étude paramétrique sur les différentes variables d'ajustement des conducteurs magnétiques artificiels car la littérature est très fournie sur le sujet.

Dans une première partie nous nous intéressons à l'analyse et à l'étude de surfaces périodiques planaires réfléchissantes. Nous rappelons tout d'abord les théories associées à l'étude des surfaces à haute impédance. Une étude théorique et expérimentale des AMCs est détaillée par la suite. Enfin, la conception et l'analyse de surfaces partiellement réfléchissantes à base d'AMCs sont présentées.

Dans un second temps, nous adressons la problématique de miniaturisation de telles surfaces à travers l'utilisation d'une part d'empilements multicouches et d'autre part de substrats magnéto-diélectriques, notamment en couches minces.

En dernier lieu, une étude concernant l'utilisation de ces surfaces en contexte antennaire est

menée afin d'évaluer le potentiel de métasurfaces 3D utilisées comme plan réflecteur pour dipôles planaires. Cette dernière étude n'a pas la prétention d'être exhaustive mais se veut plutôt une illustration du concept multicouches par un cas applicatif concret.

3.1 Introduction aux Conducteurs Magnétiques Artificiels (AMC)

Après deux décennies de recherche, les conducteurs magnétiques artificiels ont fait la preuve de leur fort potentiel dans les applications antennaires. Ils constituent d'ores et déjà une solution pour réduire l'épaisseur d'antennes planaires mais adresse également des problèmes concernant la directivité du rayonnement ou la réduction du couplage entre antennes. Dans le chapitre 1 nous avons montré l'appartenance des conducteurs magnétiques artificiels à la famille des surfaces à haute impédance. Plus particulièrement, il s'agit de surfaces à impédance réactive pour lesquelles ces valeurs de haute impédance correspondent à un mur magnétique duquel elles tirent l'origine de leur dénomination conducteur magnétique. Le principe de fonctionnement de ces surfaces artificielles à haute impédance est basé sur la répétition périodique d'un motif élémentaire conduisant à un matériau homogène capable d'annuler la composante tangentielle du champ magnétique à sa surface. Leur principe de fonctionnement ayant déjà été décrit et commenté, nous ne reviendrons pas sur les phénomènes physiques associés au mur magnétique idéal [80], [82].

Un des inconvénients des structures AMC réside dans leur exigence de réalisation à l'aide d'éléments résonants périodiques de dimensions significative devant la longueur d'onde. La taille du motif élémentaire contraint fortement leur utilisation avec des structures antennaires. La recherche sur la réduction de la taille des cellules AMC a été rapportée par nombre de publications. Ces techniques de miniaturisation du motif élémentaire se font au détriment de leur bande passante [119], [120], [121].

Actuellement, ce problème de bande passante des AMCs est résolu dans la littérature par des techniques très diverses mais qui bien souvent introduisent des pertes [122], [123]- [124], [125], [126], [127]. Ces méthodes, issues des études menées sur les surfaces sélectives en fréquences, sont dans la majorité des cas basées sur une modification de la géométrie du motif élémentaire. Néanmoins, d'autres techniques ayant déjà fait leurs preuves seront détaillées ultérieurement.

Comme il a été mentionné dans le chapitre 1, les PMC n'existent pas naturellement. Les AMC sont donc des structures artificielles permettant de reproduire le comportement PMC. Nous allons donc nous intéresser à la faisabilité de réalisation d'une structure réelle. Pour ce faire, nous devons donc synthétiser un conducteur magnétique artificiel à l'aide de structures périodiques planaires.

Afin d'établir la terminologie que nous allons utiliser pour qualifier les différents types d'AMC, nous posons les considérations suivantes. Les AMCs dénommés monocouche ne comprennent qu'une surface périodique et le plan de masse. Dans la littérature ce qualificatif n'est que rarement utilisé par défaut ils sont monocouches. L'autre type d'AMCs appelés multicouches se distingue des monocouches par la présence de plusieurs surfaces périodiques superposées.

3.2 Analyse et caractérisation des AMC's monocouche

3.2.1 Introduction

Une des principales grandeurs caractéristiques pour l'étude des SHIs est l'impédance de surface Z_S qui s'exprime sous la forme suivante :

$$Z_S = \frac{E_z}{H_y} \quad (3.1)$$

lorsque la surface est dans le plan oyz . Nous illustrons ici le comportement d'un exemple de surface à haute impédance à travers ses caractéristiques principales tracées en fonction de la fréquence. Selon ce que souhaite montrer l'auteur, nous pouvons trouver dans la littérature ces caractéristiques sous la forme d'impédance de surface normalisée ou de la phase du coefficient de réflexion. Les figures suivantes présentent l'évolution de ces deux grandeurs en fonction de la fréquence pour un exemple de structure AMC.

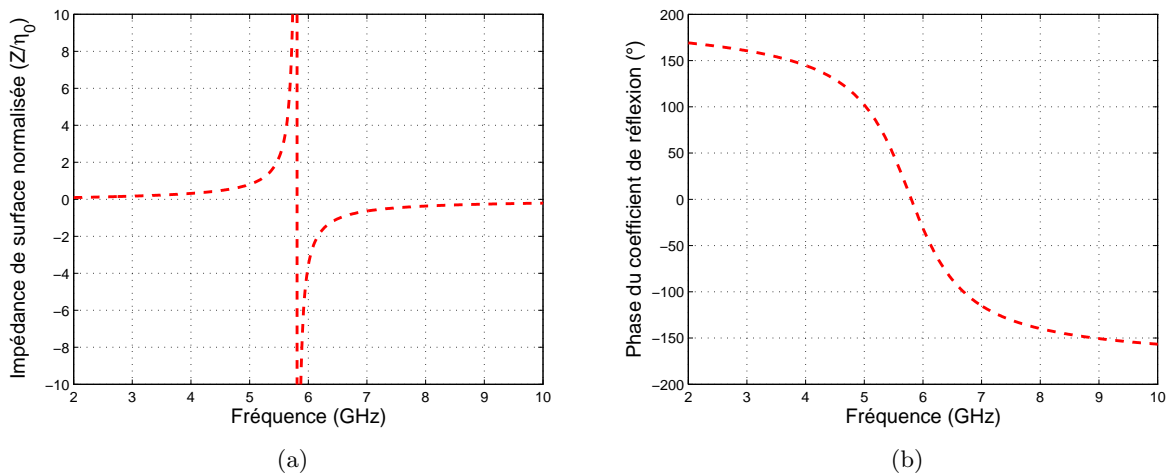


FIGURE 3.1 – (a) Impédance de surface normalisée par rapport à l'impédance d'onde du vide ($\eta_S = \frac{Z_S}{\eta_0}$), (b) Phase du coefficient de réflexion

Tout au long de notre étude, nous nous intéressons uniquement à la représentation du comportement des AMC's à travers le coefficient de réflexion.

Les AMC's étant une catégorie particulière de surfaces à haute impédance, nous allons nous appuyer sur les formalismes développés pour ces dernières.

Afin de caractériser le comportement électromagnétique des AMC's, des études théoriques ont été menées par de nombreux auteurs :

- Le plus largement répandu est le modèle local quasi-statique de Sievenpiper. Il a établi que les propriétés de réflexion de la structure champignons peuvent être en partie décrites par le schéma électrique équivalent d'un résonateur LC [80] ;
- Mosallaei et Sarabandi ont proposé une méthode analytique pour la conception d'une surface à impédance réactive basée sur le modèle TLM ;
- Tretyakov a développé un modèle analytique basé sur une description de leurs propriétés

électromagnétiques en termes d'impédance de grille [128].

A la différence des surfaces sélectives en fréquence généralement caractérisées en réflexion et en transmission, les AMC's sont des surfaces totalement réfléchissantes. Ainsi, le paramètre clé de notre étude est le coefficient de réflexion Γ . En particulier, nous nous intéressons à la phase de ce coefficient de réflexion, notamment à la fréquence de son zéro de phase et à sa bande passante qui correspondent à la bande de fonctionnement de l'AMC. Il est important de noter que cette bande passante est communément définie comme étant la bande de fréquence pour laquelle le champ \vec{E} réfléchit pour une incidence normale sur la surface est entre $+90^\circ$ et -90° . Parfois, cette bande est comprise entre $+45^\circ$ et -45° , [129]. En dépit d'une forte dépendance de la réponse de la structure aux variations de l'angle d'incidence nous ne considérons pas, dans notre analyse, toute incidence oblique et arbitraire de l'onde plane de polarisation. Cet aspect est déjà largement traité dans la littérature [81], [130]. Lorsque l'onde plane est émise uniquement en incidence normale, les modèles développés pour les structures comprenant un via métallique de mise à la masse (modèle de Sievenpiper par exemple) peuvent être également utilisés pour décrire les structures sans via.

3.2.2 Modélisation analytique d'AMCs

Parmi les différents modèles analytiques énoncés précédemment, nous n'en développons que deux, en l'occurrence ceux ayant déjà fait leurs preuves spécifiquement pour la modélisation d'AMCs, même si nous allons en comparer trois différents. La figure suivante illustre le type de méta-surface auquel nous nous intéressons dans ce chapitre.

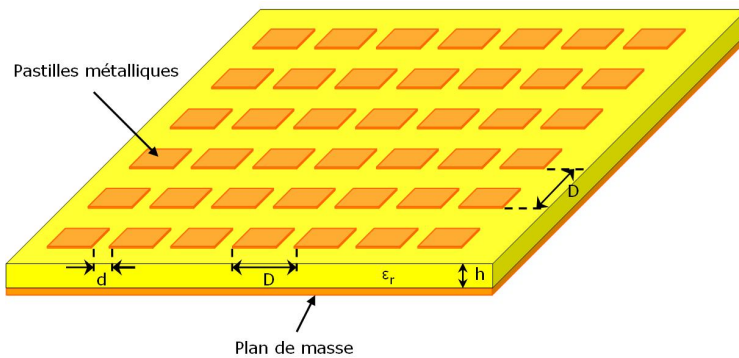


FIGURE 3.2 – Schéma structurel de la surface AMC

Les modèles suivants sont valides pour des pastilles carrées dont les dimensions sont petites devant la longueur d'onde (période du réseau $D \ll \lambda$) et pour des fentes étroites entre ces pastilles (largeur de fente $d \ll D$). h correspond à l'épaisseur du substrat. A noter que ces modèles sont purement réactifs et ne permettent donc pas de déterminer le module du coefficient de réflexion.

3.2.2.1 Modèle circuit de Mosallaei

Mosallaei et Sarabandi ont proposé un modèle de circuit électrique équivalent simplifié [117] pour les surfaces à impédance réactive. La structure peut être modélisée par une ligne de transmission qui agit comme une capacité de shunt placée à une distance h d'une ligne court-circuitée elle

même modélisable par une inductance de shunt en parallèle à la capacité. La figure 3.3 présente le modèle électrique équivalent pour une onde plane en incidence normale.

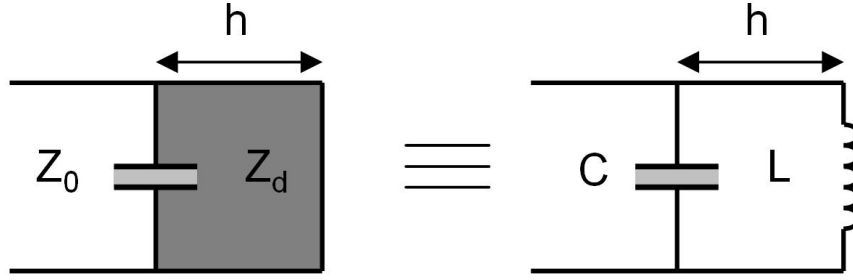


FIGURE 3.3 – Schéma électrique équivalent

Ainsi, nous comprenons qu'une telle structure peut avoir un comportement capacitif ou inductif selon les valeurs associées aux composants discrets. Le circuit parallèle LC sera inductif en dessous de la fréquence de résonance, en circuit ouvert à la résonance - ou en d'autres termes se comportant comme un mur magnétique - puis capacitif au delà de la résonance. L'impédance de surface (Z_S) devient Z_{LC} et peut être obtenue par l'expression suivante :

$$Z_{LC} = j \frac{X_L X_C}{X_C - X_L} \quad (3.2)$$

où

$$X_L = Z_d \tan k_{eff} h, \quad (3.3)$$

$$k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_r}, \quad (3.4)$$

$$Z_d = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} e t \quad (3.5)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C}. \quad (3.6)$$

Pour approximer la capacité de couplage C , il est possible d'utiliser une forme approchée de l'équation de capacité par unité de longueur, C_0 , pour deux lignes coplanaires :

$$C_0 = \frac{\epsilon K \left(\sqrt{1 - \left(\sqrt{\frac{d}{D}} \right)} \right)}{K \left(\frac{d}{D} \right)} \quad (3.7)$$

où $K(Z)$ représente l'intégrale elliptique complète définie par :

$$K(Z) = \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{d\phi}{\sqrt{1 - z^2 \sin^2 \phi}} \quad (3.8)$$

où D est la période, d l'espacement entre deux pastilles. Dès lors, la capacité de couplage C peut être obtenue en multipliant C_0 par la longueur effective de la pastille carrée. Cette longueur effective doit être choisie légèrement plus courte que sa longueur physique en raison des effets de bord d'us

aux dimensions finies. Enfin, nous en déduisons le coefficient de réflexion :

$$\Gamma = \frac{Z_S - 1}{Z_S + 1}. \quad (3.9)$$

3.2.2.2 Modèle dynamique de Tretyakov

Simovski et Tretyakov, ont récemment proposé un modèle analytique dynamique de surfaces artificielles 3D prenant en compte les interactions électromagnétiques des cellules entre elles. La géométrie des structures étudiées est présentée figure 3.2. Par opposition au modèle quasi-statique de Sievenpiper, ce modèle analytique de l'impédance de surface équivalente est dit à résolution complète, en d'autres termes aucune approximation n'est faite pour la résolution des équations de Maxwell. Cependant, ce modèle est restreint aux cas d'illumination par une onde plane sans angle d'incidence. En particulier, cela signifie une absence d'excitation des vias présents dans la structure champignon donc il n'est pas nécessaire de les prendre en compte. Par conséquent le dispositif ainsi modélisé consiste en un réseau périodique planaire de pastilles parfaitement conductrices parallèlement positionnées à faible distance d'un plan de masse idéal infini. Ce modèle consiste à déterminer dans un premier temps l'impédance de grille d'un tel réseau puis dans un second temps à calculer l'impédance de surface équivalente de ce réseau dans le contexte décrit précédemment. Le calcul de l'impédance de surface équivalente Z_S est effectué pour des surfaces à impédance réactive de type grille capacitive (figure 3.2) et la structure complémentaire, son dual, une grille inductive.

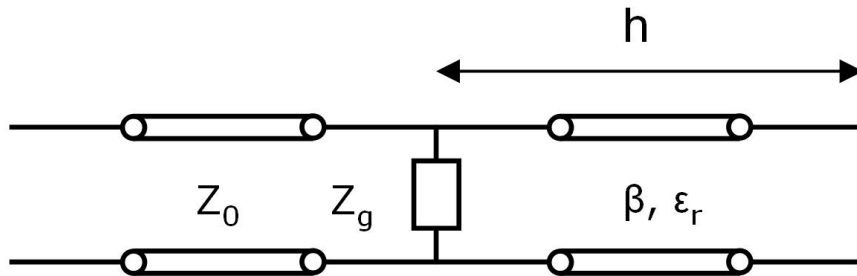


FIGURE 3.4 – Schéma électrique équivalent

Impédance de grille

Les propriétés électromagnétiques de ce type de grille planaire peuvent être décrites en terme d'impédance de grille Z_{grille} (dénommé Z_g sur la figure 3.4) par la relation suivante qui lie le champ électrique moyen $\langle E \rangle$ à la densité de courant moyenne $\langle J \rangle$:

$$\langle E \rangle = Z_{grille} \langle J \rangle. \quad (3.10)$$

Pour rappel, nous considérons ici une onde plane en incidence normale uniquement. Ainsi, pour une grille inductive formée de bandes conductrices parallèles, en ajustant l'expression pour des fils d'après Yatsenko et al. [131], nous avons :

$$Z_{bandes} = j \frac{\eta_0}{2} \alpha \quad (3.11)$$

où

$$\alpha = \frac{k_0 D}{\pi} \log \left(\frac{2D}{\pi d} \right) \quad (3.12)$$

est le paramètre de grille, $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ le nombre d'onde, $\eta_0 = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$ l'impédance du vide, ω la pulsation de l'onde.

Pour le réseau complémentaire de pastilles conductrices en espace libre, son dual, l'application du principe de babinet conduit à l'expression suivante :

$$Z_{pastilles} = -j \frac{\eta_0}{2\alpha}. \quad (3.13)$$

Néanmoins dans le cas d'une grille située à une interface diélectrique/air, la formule précédente n'est plus valide mais une formule approchée basée sur la dilution de la permittivité relative du substrat dans le demi-espace libre conduit à la considération d'une permittivité effective. En effet, même si cette théorie prend en compte les interactions dynamiques des bandes dans le réseau infini, la distribution locale du champ à proximité du conducteur est supposée quasi-statique. D'où :

$$Z_{pastilles} = -j \frac{\eta_0}{2\alpha} \frac{2}{\epsilon_r + 1} \quad (3.14)$$

où ϵ_r est la permittivité relative du substrat diélectrique.

Impédance de surface équivalente et coefficient de réflexion

Dans la mesure où h demeure plus grand que la période D , nous pouvons négliger les modes de Floquet d'ordre supérieur générés par le maillage périodique. Ainsi, en considérant seulement les ondes planes du mode fondamental, l'impédance de surface équivalente n'est autre que l'impédance de la grille en parallèle à l'impédance d'entrée d'un tronçon de ligne TEM de longueur h . Donc nous obtenons :

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{j\eta_{eff} \tan(k_{eff}h)} + \frac{1}{Z_{pastilles}} \quad (3.15)$$

or

$$Z_S = \frac{Z_{in}}{\eta_0} \quad (3.16)$$

d'où

$$Z_S = \frac{j \frac{\eta_S}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(k_{eff}h)}{1 - \frac{\epsilon_r + 1}{\sqrt{\epsilon_r}} \alpha \tan(k_{eff}h)} \quad (3.17)$$

où $k_{eff} = k\sqrt{\epsilon_r}$ et $\eta_{eff} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

Par ailleurs, ces expressions peuvent, si besoin, être enrichies par la prise en compte des modes supérieurs afin d'élargir leur domaine de validité. Par exemple, si h devient inférieur à D , il devient nécessaire de prendre en compte les modes évanescents ou modes de Floquet d'ordre supérieur dûs à la réflexion sur le plan de masse. Cependant, Tretyakov et Simovski [128] ont montré que l'influence des modes évanescents demeure négligeable même si $h \approx D$ mais que leur prise en compte devient essentiel si $h \ll D$. Enfin, nous pouvons en déduire le coefficient de réflexion comme suit :

$$\Gamma = \frac{Z_S - 1}{Z_S + 1}. \quad (3.18)$$

3.2.3 Comparaison des modèles analytiques/numérique et caractérisation expérimentale

Parallèlement aux études théoriques présentées précédemment, nous avons mené une campagne de simulation électromagnétique à l'aide d'outils commerciaux utilisant la méthode des éléments finis. Le principe de l'étude par simulation électromagnétique consiste à modéliser une cellule élémentaire et spécifier les conditions aux limites pour que le simulateur considère une infinité de cellules (milieu supposé infini. En l'occurrence, il est possible d'utiliser des conditions mur électrique et mur magnétique deux à deux ou les conditions aux limites de type maître et esclave également deux à deux. La différence majeure réside dans l'absence de prise en compte des interactions entre cellules lors de l'utilisation de conditions type mur électrique et mur magnétique. Ainsi, nous avons privilégié la seconde option.

Nous effectuons une comparaison des différents modèles analytiques étudiés que nous superposons aux résultats de simulation et mesure. La figure 3.5 présente la phase des coefficients de réflexion modélisés analytiquement, numériquement et mesurés pour un cas particulier d'AMC.

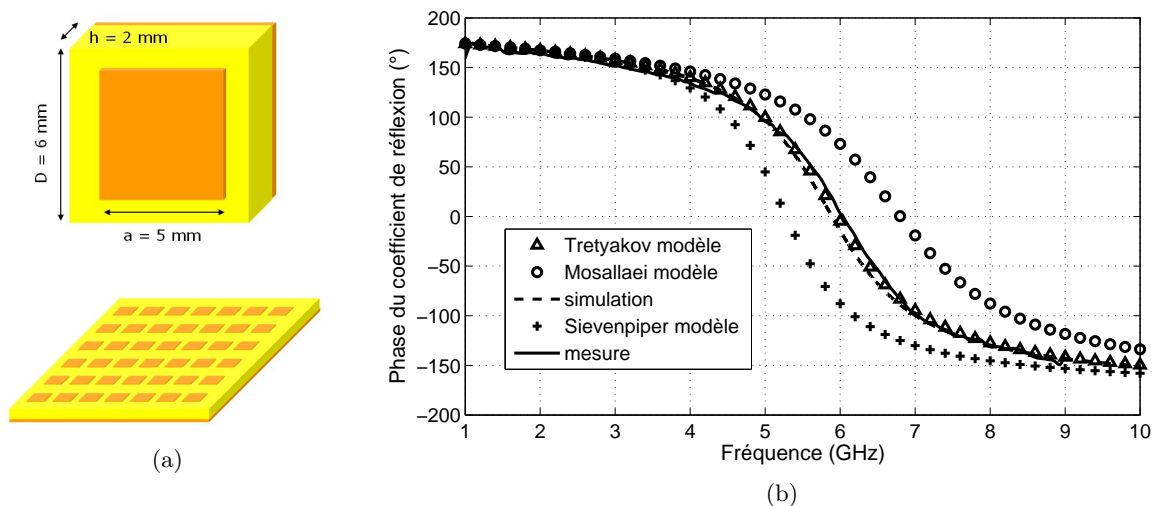


FIGURE 3.5 – (a) Cellule unitaire, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

D'après la figure 3.5 (b), nous constatons que le modèle dynamique fournit les résultats les plus proches de la mesure et de la simulation. Ceci s'explique par l'absence d'approximations conduisant alors à un très bon accord aussi bien avec la méthode numérique que l'expérience. Concernant le modèle de Mosallaei et Sarabandi, nous constatons qu'en ajustant la longueur efficace, le modèle s'adapte très bien et permet de donner des résultats précis. Néanmoins, il est très délicat de déterminer la longueur effective de la pastille et nous présentons par conséquent les résultats avec la longueur physique réelle qui introduit un biais. Quant au modèle quasi-statique de Sievenpiper, sa simplicité de mise en oeuvre en fait son atout majeur mais les résultats souffrent d'un manque de précision.

3.2.4 Conclusion

Dans cette première partie, nous avons détaillé trois modèles analytiques en vue d'apprécier leurs limites et d'identifier leurs faiblesses respectives. Nous avons mis en place un banc de caractérisation expérimental de tels dispositifs. La comparaison de ces modèles avec des simulations électromagnétiques et la caractérisation expérimentale nous a permis de déterminer quel est le plus précis. Les résultats observés ont guidé notre choix et nous allons donc nous pencher sur le modèle dynamique de Tretyakov.

3.3 Miniaturisation du motif élémentaire par technique d'empilement multicouches

3.3.1 Introduction

Depuis la fin des années 1990, les structures périodiques planaires réfléchissantes ont fait l'objet de nombreuses recherches comme nous l'avons déjà précisé. Des applications pratiques ont montré que ces structures présentent des propriétés électromagnétiques de fort intérêt pour la réalisation de propriétés physiques non accessible avec des matériaux conventionnels. Pour rappel, ces propriétés peuvent être utilisées par exemple dans les antennes pour réduire le couplage entre éléments rayonnants d'un réseau ou encore réduire l'amplitude des lobes secondaires [80], [78]. Cependant, les AMC's peuvent parfois souffrir d'inconvénients qui limitent leur potentiel, notamment concernant les dimensions des cellules. En effet, ils sont composés d'éléments résonants aux dimensions proches de la demi-longueur d'onde guidée et sont utilisés à proximité d'antennes présentant également des dimensions proches de la demi-longueur d'onde guidée. En conséquence un réseau d'éléments résonants impose très rapidement une taille importante face à l'antenne pour garantir son fonctionnement de conducteur magnétique sur la bande de fréquence d'intérêt de l'antenne. Naturellement une nécessité de réduire la taille des AMC's est apparue pour rendre leur utilisation compatible au contexte des antennes miniatures intégrées. Nous pouvons dès lors parler de miniaturisation du motif élémentaire ou alors de densification du réseau, ces deux définitions équivalentes seront utilisées sans distinction dans la suite du mémoire. Par ailleurs, ces surfaces texturées sont généralement d'une épaisseur de l'ordre du quart d'onde pour obtenir des conditions de haute impédance (cas typique des surfaces corruguées). L'enjeu de miniaturisation concerne donc également l'épaisseur de ces surfaces. Les motivations qui se cachent derrière ces besoins de miniaturisation des AMC's ont été clairement énoncées par Foroozesh [132] par exemple.

Plusieurs auteurs se sont concentrés sur la réalisation de AMC's de période réduite. Nous allons brièvement lister les solutions techniques majeures qui ont été proposées dans la littérature :

- l'utilisation de composants discrets ou actifs
- la modification de la géométrie du motif élémentaire
- le couplage capacitif par superposition de couches

Dans cette section, nous introduisons un nouveau conducteur magnétique artificiel multicouches offrant une périodicité extrêmement réduite tout en conservant une largeur de bande passante acceptable. Grâce au développement d'un modèle analytique spécifique, à la conduite d'une campagne de simulation et à travers une validation expérimentale, nous donnons ici une preuve du concept de miniaturisation par utilisation de structures multicouches.

3.3.2 Etat de l'art

Nous allons dresser ici un bref inventaire des techniques de miniaturisation d'AMC's. Pour commencer, nous pouvons citer Vardaxoglou et al. [120] qui ont expérimentalement démontré l'obtention d'une périodicité de cellules élémentaires en $\lambda/35$ grâce à la combinaison de motifs aux géométries complexes avec une technique de couplage par proximité [130]. En effet, il a déjà été démontré que des surfaces sélectives en fréquence peuvent afficher un comportement multi bandes

si elles sont multicouches. Dans la mesure où ces nouvelles fréquences de résonance (harmoniques) apparaissent au-delà de celle d'une surface simple couche mais qu'elle repousse vers les basses fréquences le mode fondamental alors nous pouvons parler de miniaturisation. Par ailleurs, Liu and al. [121] ont présenté un conducteur magnétique artificiel miniaturisé par utilisation de composants discrets. Sur la phase du coefficient de réflexion il est possible de lire une période de cellule élémentaire en $\lambda/49$ avec 10% de bande passante. Enfin, Kazantsev et Apletalin ont proposé des AMC's basés sur des superpositions de grilles capacitives [133]. Ils ont notamment étudié de manière analytique sa dépendance angulaire aux fréquences d'intérêt et estimé les conditions de propagation pour les ondes de surface. Il en ressort une possibilité de réalisation d'AMC's dont l'épaisseur est plusieurs centaines de fois inférieure à la longueur d'onde tout en ayant une période plusieurs fois plus petite que la longueur d'onde. Néanmoins ceci n'a pas été quantifié et le potentiel de cette technique reste à démontrer.

3.3.3 Analyse et caractérisation des AMC's multicouches

Cette section a pour objectif la description de la démarche adoptée pour analyser et caractériser les conducteurs magnétiques artificiels multicouches. L'analyse menée précédemment pour les structures réfléchissantes monocouches nous a permis de choisir le modèle de Tretyakov car sa précision en fait le candidat idéal.

Une première approche empirique nous a permis de dégager les premières tendances d'un modèle analytique pour les AMC's multicouches. Ce modèle utilise l'expression du nombre d'onde (k_{eff}) incluant une relation fréquemment utilisée dans la littérature pour la permittivité effective relative (ϵ_{eff}). En effet, dans le cas d'un ruban étroit, placé à l'interface de deux milieux distincts, pour lequel nous pouvons considérer une distribution quasi uniforme des lignes de champ électrique dans l'air et le diélectrique nous avons :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad \text{et} \quad k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (3.19)$$

avec k_0 le nombre d'onde dans l'espace libre et ϵ_r la permittivité relative.

Selon Kazantsev [133], une structure composée de plusieurs grilles capacitives faiblement espacées peut être vue comme un milieu à permittivité effective artificielle. Ce modèle consiste simplement à estimer la permittivité effective vue par ce type de structure. Ainsi, le modèle proposé pour les AMC's multicouches est dérivé du modèle Tretyakov en ajustant la permittivité relative effective. Sur la base de résultats empiriques, une permittivité relative équivalente ϵ_{eq} est définie de la façon suivante :

$$\text{l'équation 3.19 devient : } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{eq} + 1}{2} \quad \text{où} \quad \epsilon_{eq} = \epsilon_r \frac{n}{2} \quad (3.20)$$

avec n ($n \neq 1$) le nombre total de couches conductrices incluant le plan de masse. Cette relation décrit une introduction homogène de couches conductrices dans toute l'épaisseur du substrat.

Sur la base d'une seconde approche plus théorique nous proposons un modèle complet répondant à notre problématique de détermination des propriétés électromagnétiques de structures périodiques planaires multicouches. Ainsi, nous présentons ici un modèle analytique spécifiquement

développé pour déterminer les propriétés électromagnétiques de telles structures lors d'illumination par une onde plane en incidence normale. La figure 3.6 représente le schéma électrique équivalent du modèle des lignes de transmission pour un AMC multicouches.

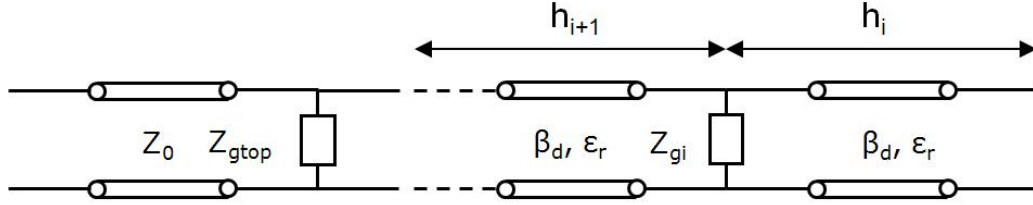


FIGURE 3.6 – Schéma électrique équivalent pour un empilement multicouches.

A nouveau, nous nous appuyons sur le calcul de l'impédance de grille présenté par les équations 3.13 et 3.14. Précédemment, nous utilisons uniquement l'équation 3.14 pour déterminer $Z_{pastilles}$ car le réseau se trouvait systématiquement à une interface air/diélectrique. Désormais cette expression ne sera utilisée que pour déterminer Z_{gtop} qui n'est autre que l'impédance de grille de la couche supérieure. Pour les impédances de grilles intermédiaires Z_{gi} , nous utilisons l'équation 3.13. Nous allons décomposer ici les différentes étapes de changement de plan de référence pour le calcul des impédances de surfaces. En premier lieu, il s'agit d'exprimer l'impédance d'entrée d'une ligne de transmission sans pertes chargée par un court-circuit Z_{MS_i} définie par la relation suivante :

$$Z_{MS_i} = j\eta_d \tan k_d h_i \quad (3.21)$$

où k_d et η_d sont les paramètres du milieu entre le réseau et le plan de masse,

$$k_d = k_0 \sqrt{\epsilon_r (1 - j \tan \delta)} \quad (3.22)$$

$$\eta_d = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r (1 - j \tan \delta)}}. \quad (3.23)$$

Dès lors nous pouvons définir une première impédance équivalente de surface Z_{eq} :

$$Z_{eq_i} = \frac{Z_{gi} Z_{MS_i}}{Z_{gi} + Z_{MS_i}}. \quad (3.24)$$

Ensuite, nous pouvons en déduire l'impédance d'entrée d'une ligne de transmission sans pertes chargée par cette charge Z_{eq_i} .

$$Z_{in_i} = \eta_d \frac{Z_{eq_i} + j\eta_d \tan k_d h_{i+1}}{\eta_d + jZ_{eq_i} \tan k_d h_{i+1}} \quad (3.25)$$

Enfin, nous obtenons l'impédance de surface équivalente de l'empilement multicouches :

$$Z_{Seq_i} = \frac{Z_{gtop} Z_{in_i}}{Z_{gtop} + Z_{in_i}}. \quad (3.26)$$

Dès lors, nous sommes en mesure de caractériser le comportement électromagnétique d'un AMC quel que soit le nombre de couches mais pour une répartition sensiblement homogène dans toute l'épaisseur de la cavité.

3.3.3.1 Validation du modèle

Afin de valider le modèle développé, nous le comparons aux résultats de simulation électromagnétique et à un cas de mesure d'empilement multicouches.

En premier lieu, une comparaison entre résultats de simulation, de mesure et analytiques est effectuée sur la figure 3.7 afin d'évaluer la précision de notre modèle. Il est important de rappeler que toutes les expressions d'impédance décrivant les surfaces étudiées sont purement réactives. Ainsi le modèle analytique nous renseigne uniquement sur la phase du coefficient de réflexion mais aucune information n'est disponible sur son amplitude. Nous comparons donc les modules des coefficients de réflexion pour les cas de mesure et simulation seulement.

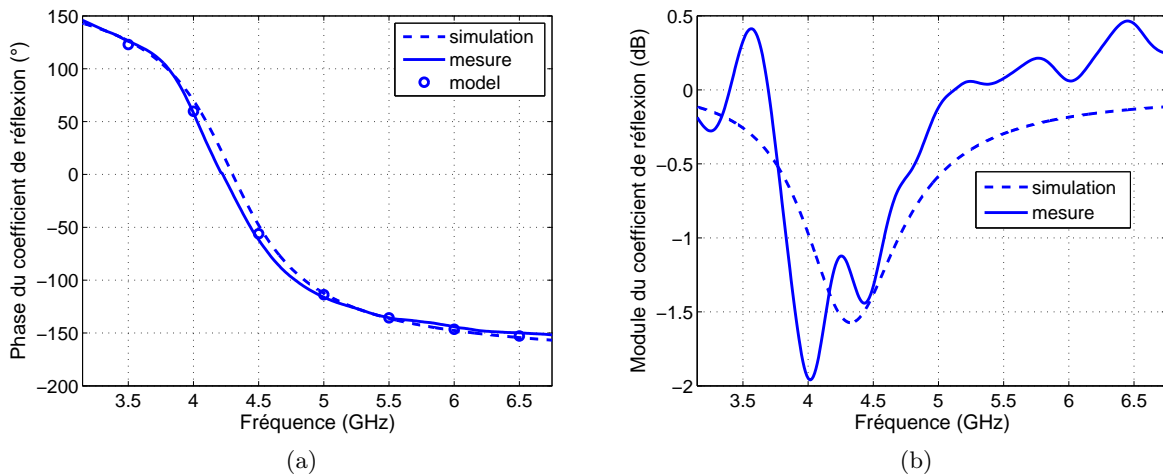


FIGURE 3.7 – Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (a) Phase, (b) Module.

Un bon accord peut être globalement observé sur l'allure des différents coefficients de réflexion présentés, notamment en ce qui concerne les phases. Des écarts de niveaux sont cependant présents à certaines fréquences pour les modules des coefficients de réflexion. Ils sont majoritairement imputables au traitement numérique appliqué sur les mesures brutes. Une hypothèse concernant le type de fenêtrage utilisé peut être avancée. En effet, nous utilisons une fenêtre rectangulaire dont la transformée de Fourier est un sinus cardinal. Dès lors, la convolution du signal avec le sinus cardinal en fréquentiel peut conduire à des imprécisions, notamment des valeurs positives. La périodicité des ondulations est liée à la largeur de la fenêtre choisie. Nous avons appliqué un fenêtrage de 6 ns ce qui correspond à une période de 250 MHz. Sur la figure 3.7 (b) nous relevons une période d'ondulations moyenne de 300 MHz. Ce point conforte l'hypothèse émise.

En second lieu, nous réalisons une étude paramétrique avec un nombre de couches fixe. Notre objectif concerne l'évaluation du modèle pour quelques exemples de géométries d'AMC. Comme illustré sur les figures 3.8 (a) et 3.9 (a), les premières structures étudiées consistent respectivement

en un empilement de 4 couches puis de 10 couches. Elles possèdent dans les deux cas les dimensions suivantes :

- $D = 4 \text{ mm}$, $w = 0.2 \text{ mm}$ et $h = 2 \text{ mm}$
- $D = 4 \text{ mm}$, $w = 0.2 \text{ mm}$ et $h = 4 \text{ mm}$
- $D = 4 \text{ mm}$, $w = 0.2 \text{ mm}$ et $h = 6 \text{ mm}$

D étant la période, w la largeur de l'espace entre deux motifs métalliques et h l'épaisseur totale de l'AMC.

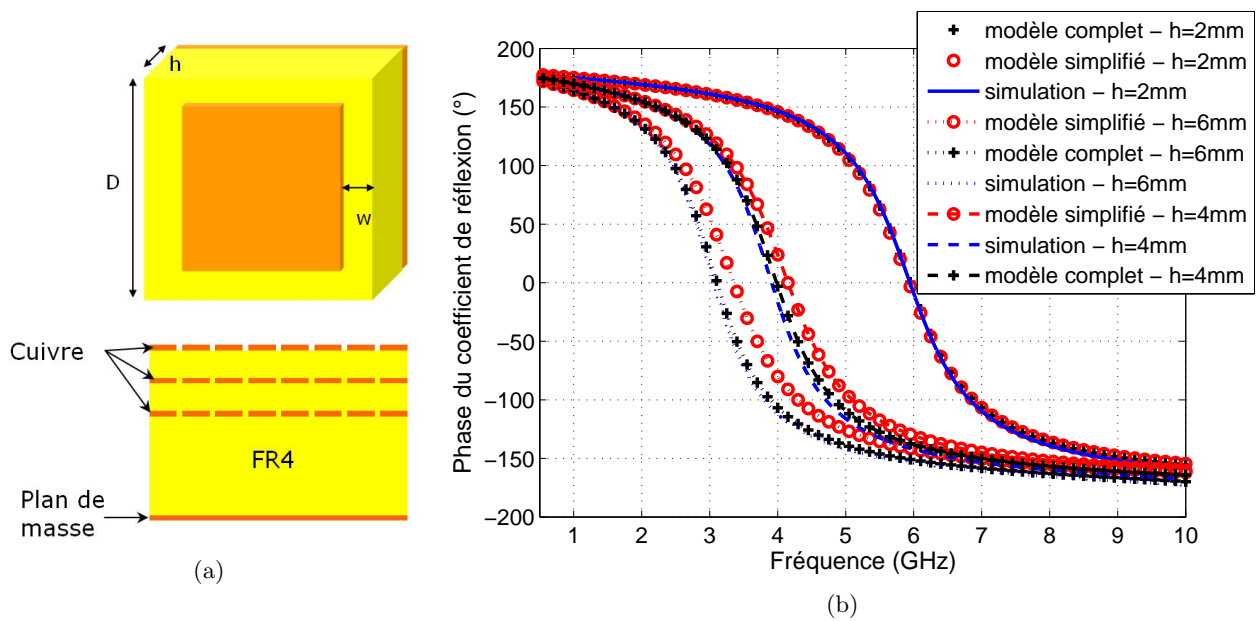


FIGURE 3.8 – (a) Dimensions de la cellule unitaire et vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Arbitrairement, nous avons choisi de tester une configuration 10 couches pour laquelle nous étudions à nouveau l'influence d'une variation de l'épaisseur sur son comportement électromagnétique.

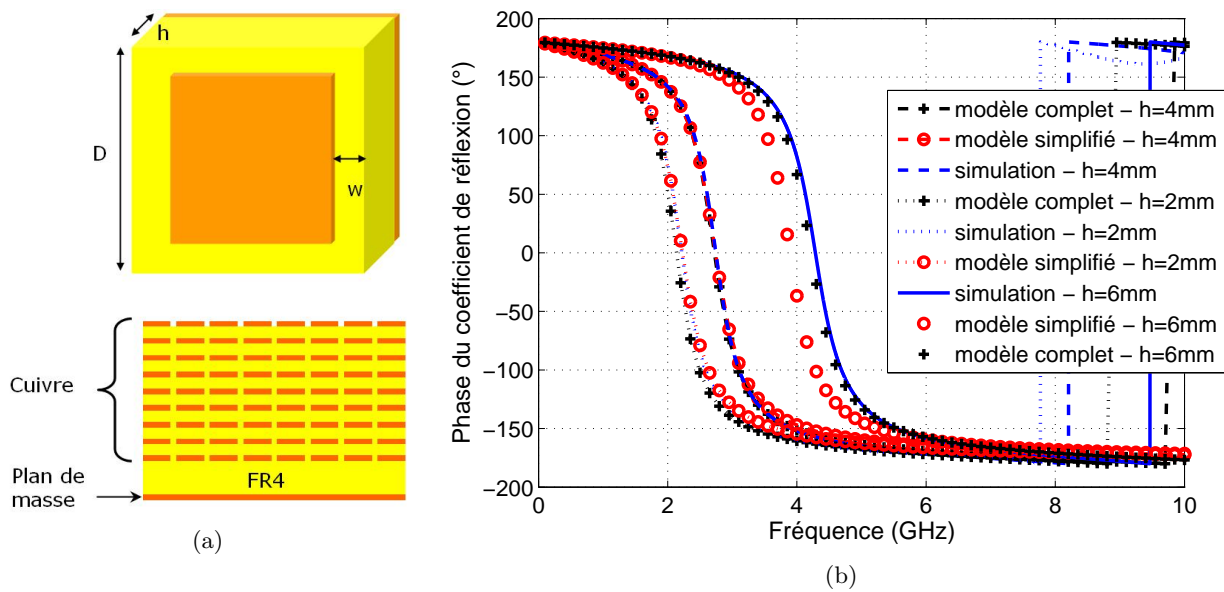


FIGURE 3.9 – (a) Dimensions de la cellule unitaire et vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Nous constatons un très bon accord entre les résultats de simulation et le modèle complet. Concernant le modèle simplifié, son niveau de précision semble moins bon puisque l'on relève une divergence lorsque h est grand. De plus, la prise en compte des modes supérieurs est inexistante. Par ailleurs, il est également important de noter que la modélisation numérique doit respecter un certain nombre de règles, notamment sur le choix de la fréquence de maillage. Sur les graphes 3.8 et 3.9 nous ne mettons pas en évidence un quelconque potentiel de miniaturisation puisque l'objectif premier concerne uniquement la validation du modèle. La section suivante en présente les limites.

3.3.3.2 Limites de validité du modèle

Nous souhaitons ici évaluer la robustesse du modèle présenté en limite de son domaine de validité. Le modèle étant une extension aux empilements multicouches du modèle développé par Tretyakov, sa robustesse a déjà été étudiée en détail. En effet, les limites de validité du modèle pour des variations des paramètres tels que l'espacement entre motifs, la période ou la permittivité ont été établies [134]. Seules l'épaisseur du substrat et la périodicité sont apparues comme étant des dimensions plus critiques. C'est pourquoi, nous nous sommes contenté d'une étude paramétrique sur les dimensions critiques énoncées précédemment. L'ensemble des résultats étant très vaste, nous n'évoquons ici que les tendances qui se dégagent. Il en ressort les limites suivantes.

Concernant l'épaisseur, nous constatons que le modèle demeure valide même pour des valeurs deux fois inférieures à la période or il a été stipulé précédemment que l'épaisseur du substrat devait être supérieure ou égale à la périodicité ($h \geq D$). Néanmoins la condition mentionnant que la périodicité doit rester très élevée par rapport à la longueur d'onde d'espace libre ($D \ll \lambda$) demeure de rigueur. Pour conclure, nous pouvons dire que lorsque ces conditions sont respectées, la précision du modèle reste tout à fait acceptable avec un taux d'erreur relative de l'ordre de 3.6

% dans le pire des cas. La nouveauté liée au modèle développé concerne l'aspect multicouches donc nous avons plus particulièrement étudié les paramètres d'espacement vertical entre couches. Notre modèle permet de traduire fidèlement des répartitions verticales des couches homogènes ou non si le domaine de validité est respecté. Ceci étant, nous pouvons alors nous intéresser au potentiel de miniaturisation de la méthode dans le domaine établi ici.

3.3.3.3 Influence du nombre de couches

Après s'être interrogé sur les paramètres géométriques de l'AMC fréquemment étudiés dans la littérature, nous nous intéressons ici à l'influence du nombre de couches. En particulier, notre objectif est d'évaluer et quantifier le potentiel de miniaturisation en fonction du nombre de couches.

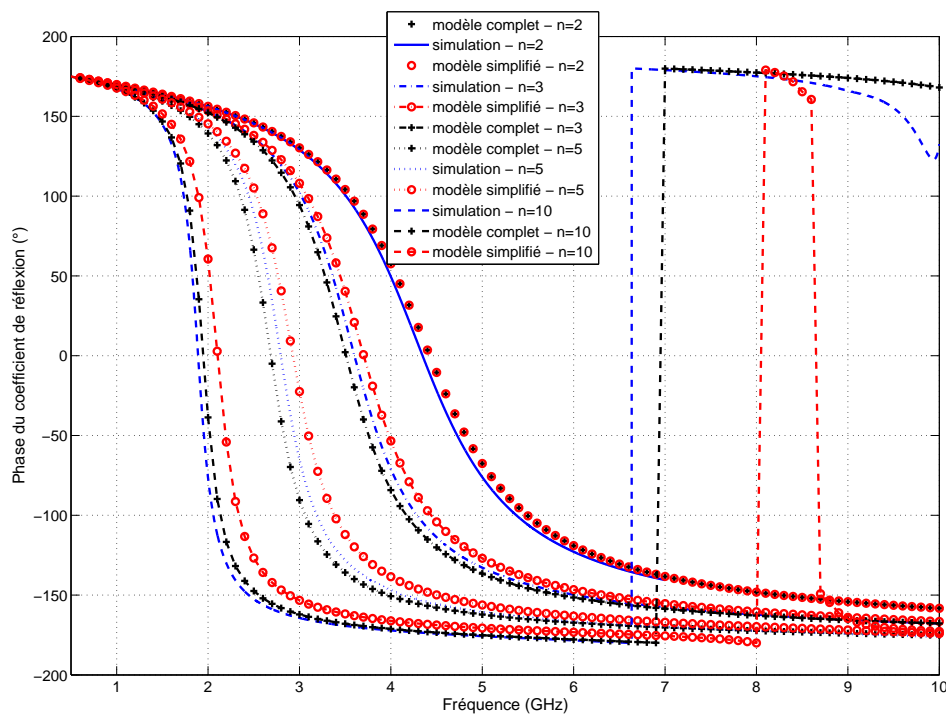


FIGURE 3.10 – Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de n .

La figure 3.10 illustre parfaitement le concept de miniaturisation par technique d'empilement multicouches. En effet, nous observons à travers l'augmentation du nombre de couches, une réduction de la fréquence de résonance du premier mode. Néanmoins, nous constatons également la réduction de bande passante associée à cette réduction de taille. Le tableau suivant récapitule les performances des différentes structures :

3.3.3.4 Influence du positionnement des couches

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons au positionnement respectif des différentes couches. Il a été observé que le positionnement des couches sur la partie supérieure de l'AMC produit

TABLE 3.1 – Evolution du comportement en fonction du nombre de couches

Nombre de couches (n)	Référence	3	5	10
Fréquence de résonance (GHz)	4,35	3,6	2,8	1,9
Miniaturisation	--	17 %	36 %	56 %
Dimensions en fraction de λ	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{\lambda}{20}$	$\frac{\lambda}{25}$	$\frac{\lambda}{37}$
Bande passante relative (+90° -90°)	36 %	29 %	22 %	16 %

des effets plus significatifs. Ceci peut s'expliquer par l'augmentation des phénomènes de couplage capacitif. Le modèle analytique et les simulations étant en accord, nous ne nous attardons pas sur ce point. Par conséquent, notre étude se focalise uniquement sur l'impact de décalages horizontaux. En effet, il a été démontré qu'un décalage approprié (une demi période généralement) des couches entre elles produit un couplage maximum entre éléments [130]. Certains auteurs ont prouvé que l'on peut assimiler ce type de structure à un diélectrique artificiel de forte permittivité [133]. Ainsi, nous pouvons nous attendre à un degré de miniaturisation plus élevé lors d'une utilisation d'AMCs multicouches décalés.

La figure 3.11 présente les résultats de simulation pour les deux configurations décrites (même dimensions) ainsi que le modèle analytique pour la configuration non décalée. A ce jour, aucun modèle pertinent n'a été développé pour prédire le comportement de telles structures.

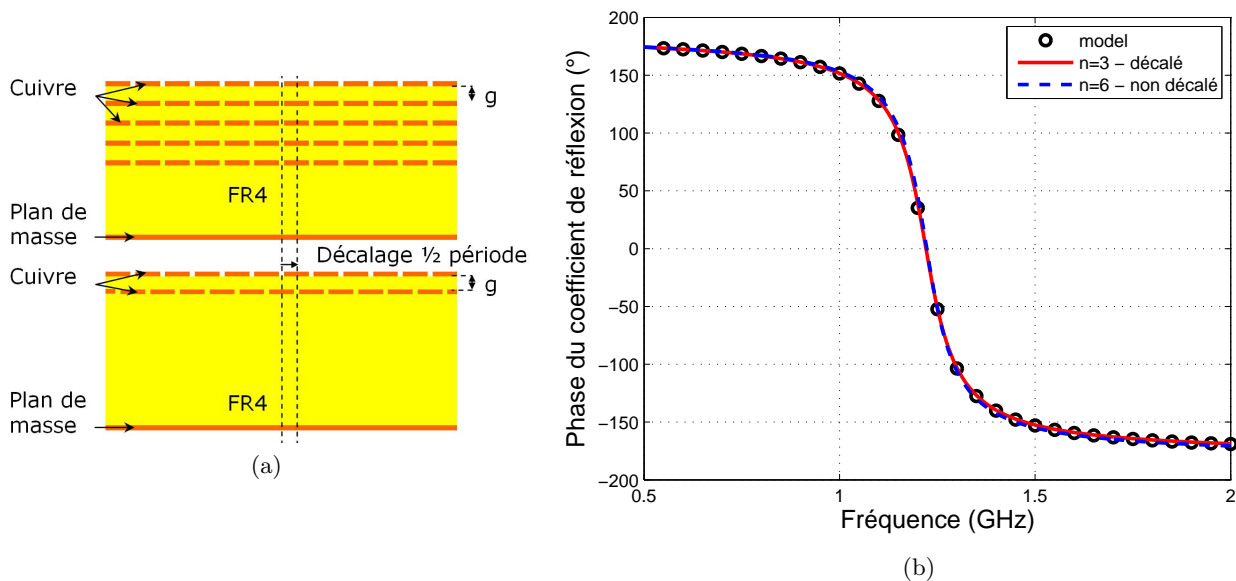


FIGURE 3.11 – (a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La figure 3.11 présente deux façons différentes d'atteindre le même compromis entre le facteur de miniaturisation et la bande passante. A travers cette comparaison nous mettons en évidence la possibilité d'obtenir rigoureusement le même comportement électromagnétique pour deux structures AMCs de même dimensions mais avec un nombre de couches différent. En terme de permittivité effective artificielle, l'usage de deux couches décalées d'une demi période et celui de 5 couches non

décalées représente la même quantité d'énergie stockée dans le diélectrique et fournit donc la même capacité équivalente de surface.

Par la suite il semble naturel de s'interroger sur l'accroissement du potentiel de miniaturisation à l'aide d'un grand nombre de couches décalées. Par conséquent nous tentons de répondre à cette question sur la figure suivante.

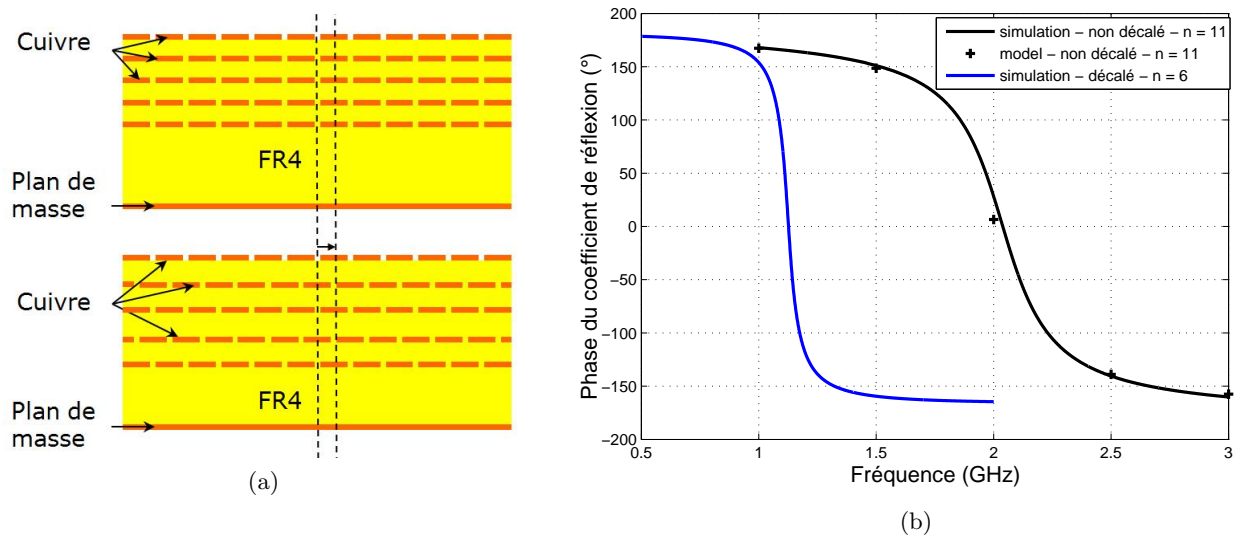


FIGURE 3.12 – (a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion.

Comme le montre la figure 3.12 (b), un AMC multicouche non décalé conduit par exemple à une périodicité des cellules élémentaires en $\lambda/37$ avec une bande passante de l'ordre de 12% pour un nombre de couches $n = 11$. En revanche, le même motif périodique AMC multicouche décalé peut conduire à une période du réseau en $\lambda/60$ présentant 10% de bande passante avec seulement $n = 6$.

3.3.4 Conclusion

Pour résumer, une structure AMC dont la période est très largement inférieure à la longueur d'onde, environ $\lambda/60$, a été proposée. Concrètement, nous avons, dans cette section, analytiquement, numériquement et expérimentalement prouvé le concept de miniaturisation d'AMC par une technique de superposition multicouche. Néanmoins, nous avons également évalué la réduction de bande passante associée à la densification du réseau périodique.

3.4 Utilisation de matériaux magnéto-diélectriques

Par matériau magnéto-diélectrique, nous entendons un substrat composé de matériaux possédant des perméabilité et permittivité relatives supérieures à un.

En pratique, il est nécessaire de distinguer les matériaux magnétiques et diélectriques car à valeurs égales de perméabilité et permittivité leurs contributions respectives à la modification de l'impédance de structures RF diffèrent sensiblement. Théoriquement, l'utilisation de substrats magnétiques à forte perméabilité permet d'élargir la bande passante d'un AMC tout en contribuant à la réduction de sa taille alors que les substrats à haute permittivité contribuent également à la miniaturisation mais au détriment de la bande passante.

Dans la section précédente, nous avons mis en évidence et quantifié la chute de la bande passante liée à la réduction de la taille des motifs AMCs par empilements multicouches. Dans un premier temps, nous investigons les avantages respectifs de substrats diélectriques et magnétiques pour répondre à notre problématique de miniaturisation. Dans un second temps, nous allons présenter une méthode complémentaire à cette dernière puisqu'il s'agit d'utiliser d'une part la conductivité des couches ferromagnétiques et antiferromagnétiques pour fortement densifier le réseau, et d'autre part la perméabilité pour renforcer ce phénomène et garantir un maintien de la bande passante malgré la réduction de taille.

3.4.1 Introduction

Le problème technique majeur que l'on souhaite résoudre concerne la réduction de la bande passante des AMCs lors de la densification de son réseau périodique. C'est pourquoi, nous souhaitons développer une technique d'élargissement de bande passante par utilisation d'un matériau magnéto-conducteur en couches minces. Au préalable, nous détaillons les paramètres d'ajustement de la fréquence de résonance et de la bande passante des structures AMCs. La bande de fonctionnement de la SHI est, entre autres, liée à l'épaisseur de la structure. Pour augmenter la largeur de la bande passante, deux possibilités s'offrent à nous. Il faut réduire la capacité équivalente de surface ou augmenter l'inductance équivalente de surface. Cependant, réduire la capacité entraîne une translation de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences. Ce qui revient à augmenter l'épaisseur de la structure vis à vis de la longueur d'onde. Pour augmenter l'inductance équivalente de surface, il faut soit augmenter l'épaisseur de la structure soit augmenter la perméabilité relative.

Généralement, l'introduction d'un milieu à forte perméabilité dans les structures AMCs se fait par chargement de la cavité par un matériau magnétique qui supplante ou complète le matériau diélectrique utilisé. L'approche que nous développons ici est tout à fait novatrice car le matériau utilisé présente des propriétés diélectriques, magnétiques et conductrices.

Nous avons développé un modèle original, fondé sur une formule analytique simple du calcul d'impédance de surface permettant de prévoir leur impact. De plus, notre modèle tient compte de la conductivité des couches magnétiques en incluant les mécanismes de relaxation de l'aimantation dus aux courants de Foucault.

3.4.2 Extension du modèle à la prise en compte de la perméabilité

Le modèle analytique de Tretyakov n'inclut pas de prise en compte d'une perméabilité différente de l'unité. Par conséquent, nous avons étendu ce modèle aux substrats magnétiques. Une première contribution est alors apportée afin de considérer la perméabilité du substrat dans le cas de structures monocouches puis nous nous intéressons aux structures multicouches.

3.4.2.1 Etude de l'impact de substrats épais sur une structure monocouche

Le complémentaire de l'impédance de grille, $Z_{pastilles}$ (équation 3.11) est naturellement purement capacitif et par conséquent ne permet pas de prendre en compte une quelconque perméabilité. Néanmoins, la perméabilité étant associée au milieu environnant la grille, nous pouvons dès lors l'intégrer à l'expression de l'impédance d'entrée de surface.

Pour cela, nous repartons de l'équation 3.17 qui peut également s'écrire sous la forme suivante afin d'intégrer la valeur de la perméabilité :

$$Z_S = \frac{j\omega\mu_0\mu_r \frac{\tan(\beta h)}{\beta}}{1 - 2k_{eff}\mu_{eff}\alpha \frac{\tan(\beta h)}{\beta}} \quad (3.27)$$

où $k_{eff} = k\sqrt{\epsilon_{eff}\mu_{eff}}$ avec $\mu_{eff} = \frac{\mu_r+1}{2}$ et μ_r est la perméabilité relative.

L'expression de μ_{eff} est basée sur l'approximation consistant à dire que la structure AMC est à demi plongée dans un substrat magnétique, le demi espace supérieur étant lui de l'air.

Une première méthode d'étude de l'impact de la perméabilité sur de telles structures consiste à comparer deux motifs identiques en faisant simplement varier le niveau de perméabilité. Nous illustrons cette première méthode par un cas simple en monocouche comme le montre la figure 3.13.

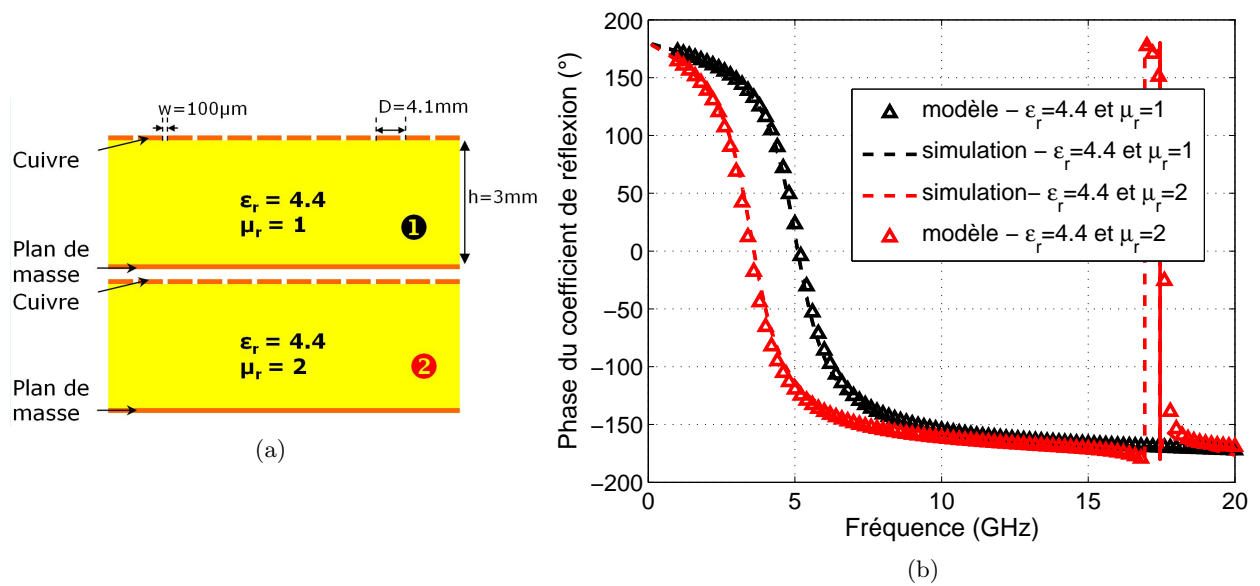


FIGURE 3.13 – (a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Nous constatons sur la figure 3.13 un intéressant potentiel de miniaturisation de la cellule élémentaire grâce à la perméabilité mise en jeu. Par ailleurs, il est également très intéressant de noter que la bande passante s'en trouve élargie, elle passe de 32% pour $\mu_r = 1$ à 47% pour $\mu_r = 2$.

Une autre méthode d'évaluation des impacts respectifs de la perméabilité et de la permittivité sur la miniaturisation consiste à les faire varier de façon à obtenir la même fréquence de résonance. Il s'agit donc de déterminer quelle valeur du produit μ_r par ϵ_r conduit à la même fréquence de résonance. Dès lors nous pouvons quantifier le gain en terme de bande passante dû à la perméabilité. Nous présentons cette approche sur la figure suivante :

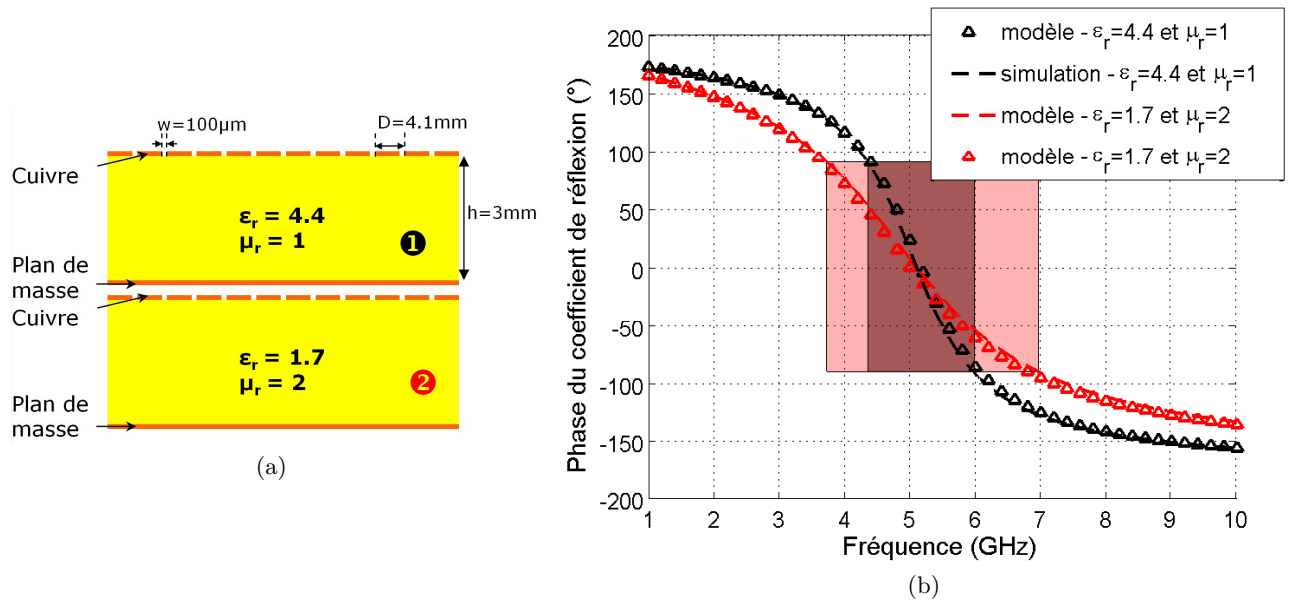


FIGURE 3.14 – (a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Les deux rectangles tracés représentent la bande passante dans chaque cas. Nous pouvons clairement identifier l'apport de la perméabilité sur la bande passante. En effet, pour un produit de permittivité par perméabilité moindre dans le second cas (3.4 contre 4.4) nous obtenons la même fréquence de résonance et un bande passante supérieure (33% dans le cas 1 contre 65% dans le cas 2). Ainsi, nous voyons que la perméabilité est doublement intéressante puisqu'à miniaturisation équivalente, la bande passante est accrue.

3.4.2.2 Etude de l'impact de substrats épais sur une structure multicouche

Les derniers cas d'étude concernent des empilements multicouches. Pour intégrer la contribution d'un substrat magnétique au modèle multicouches, nous avons repris les expressions précédemment présentées dans lesquelles nous insérons la perméabilité. Nous rapportons ici ces nouvelles expressions :

$$Z_{MS} = j\eta_{MD} \tan k_{MD}h \quad (3.28)$$

avec

$$k_{MD} = k_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r (1 - j \tan \delta)} \quad (3.29)$$

$$\eta_{MD} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r (1 - j \tan \delta)}}. \quad (3.30)$$

Nous avons également pour la dernière couche l'expression suivante d'impédance de surface :

$$Z_{gtop} = -j \frac{\eta_{MD}}{2\alpha_{MD}} \frac{2}{\epsilon_r + 1} \quad (3.31)$$

avec

$$\alpha_{MD} = \frac{k_{MD} D}{\pi} \log \left(\frac{2D}{\pi d} \right). \quad (3.32)$$

Pour valider notre modèle, nous nous sommes appuyés sur deux configurations identiques pour lesquelles seul le nombre de couches diffère. La figure 3.15 illustre l'impact d'un substrat de perméabilité égale à 2 sur le comportement de la structure AMC comportant 6 couches.

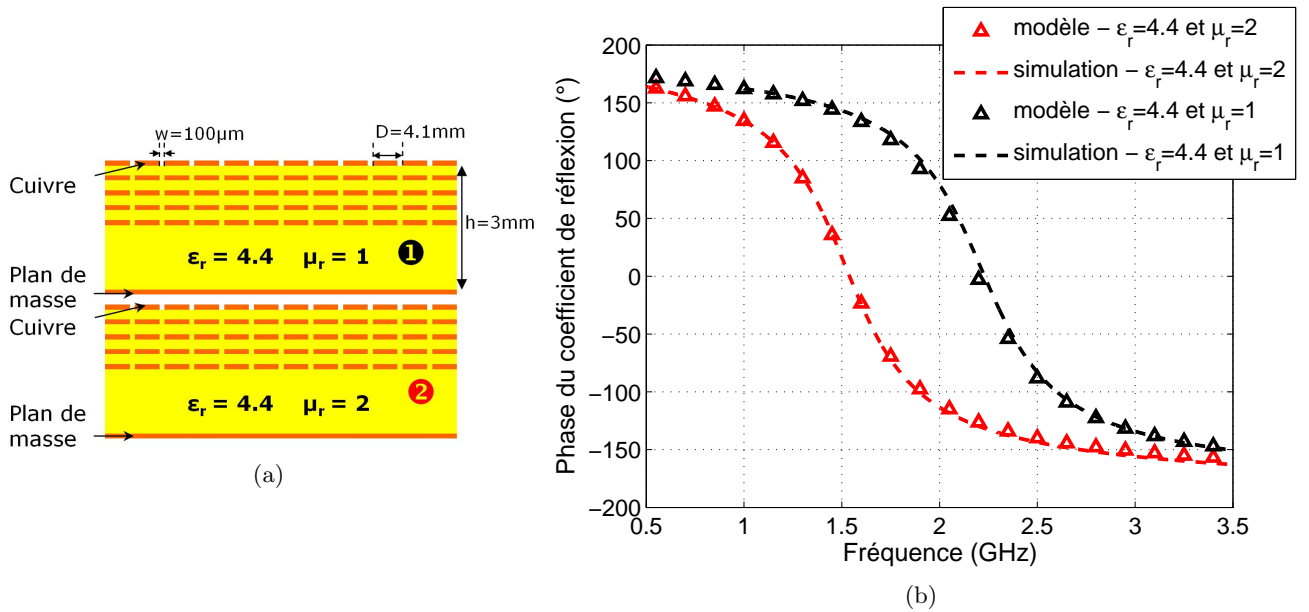


FIGURE 3.15 – (a) Vue en coupe de la structure, (b) Évolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

Nous représentons la même grandeur mais cette fois-ci pour un empilement de 10 couches.

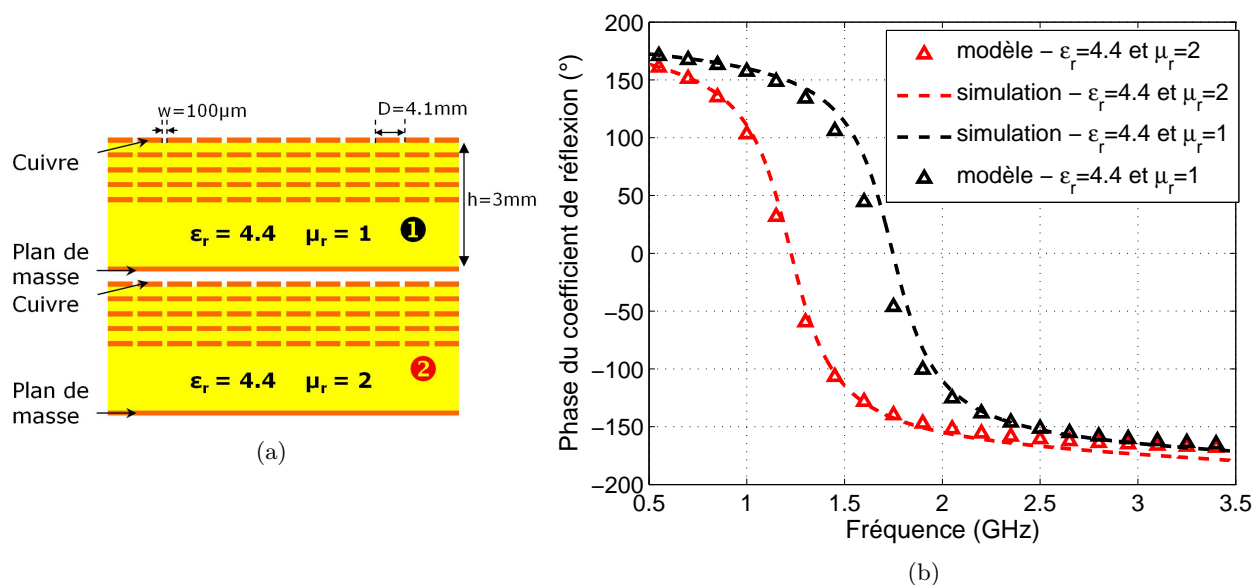


FIGURE 3.16 – (a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

En premier lieu, nous pouvons dire que notre modèle fournit de bons résultats en accord avec la simulation. D’après les figures 3.15 et 3.16, nous observons dans un même temps un phénomène de miniaturisation du motif élémentaire et un net élargissement de sa bande passante. De plus, il est intéressant de noter que ces deux phénomènes s’accroissent à mesure que le nombre de couches augmente. Respectivement, nous avons des potentiels de miniaturisation de l’ordre de 31% et 30% tout en ayant des bandes passantes qui passent de 26% à 35% pour l’empilement 6 couches et de 19% à 27% pour l’empilement 10 couches. Ici, le chargement de la cavité par un substrat magnétique vient compenser l’effet indésirable lié à l’introduction de couches métalliques, à savoir la réduction de la bande passante. En effet, il apparaît qu’un empilement avec 10 couches métalliques permet, en cas de chargement par un substrat magnétique d’avoir une bande passante supérieure à celle de l’empilement 6 couches non chargé magnétiquement (27% contre 26%) malgré une fréquence de résonance plus basse. Pour conclure, nous constatons que la perméabilité permet simultanément de densifier le réseau et d’élargir la bande passante de la structure AMC.

3.4.2.3 Etude de l’impact de substrats couches minces

Précédemment, nous avons prouvé l’intérêt d’utiliser des matériaux magnétiques dans les structures AMCs à l’aide de matériaux inexistantes actuellement. L’objectif de cette étude est principalement de chercher à se rapprocher progressivement du matériau disponible pour à terme envisager une caractérisation expérimentale.

Dans un premier temps, nous avons conservé une approche dite classique. Il s’agit en effet d’introduire un substrat magnéto-diélectrique dans la cavité formée par le réseau périodique d’une part et le plan de masse d’autre part. Cela signifie que malgré le caractère conducteur des couches ferromagnétiques et antiferromagnétiques, nous conservons l’usage d’un conducteur plus classique et les couches magnétiques n’assurent pas le rôle d’élément résonant.

Au préalable, nous rappelons les spécificités liées à l'usage de couches minces magnétiques et conductrices, à savoir notamment les mécanismes de relaxation de l'aimantation. Pour cela, nous revenons à la détermination des paramètres effectifs d'un empilement complexe. Ici, nous nous concentrons sur la perméabilité, la figure 3.17 (a) montre le spectre de perméabilité calculé pour le matériau photographié figure 1.34 et (c) présente le spectre de perméabilité effective de l'empilement figurant en (b). Les figures 3.17 (a) et (c) permettent d'illustrer le mécanisme de relaxation de l'aimantation dû aux courants de Foucault et (c) présente de plus l'impact de la dilution sur le niveau de perméabilité. Par ailleurs, il faut noter qu'une couche magnéto-conductrice d'épaisseur 300 nm est utilisée parce que nous souhaitons comparer notre modèle à un outil de simulation EM 3D qui ne nous autorise pas la simulation d'une couche mince aussi fine que 80 nm. La raison principale de cette limitation logicielle a déjà été évoquée dans le chapitre 2.

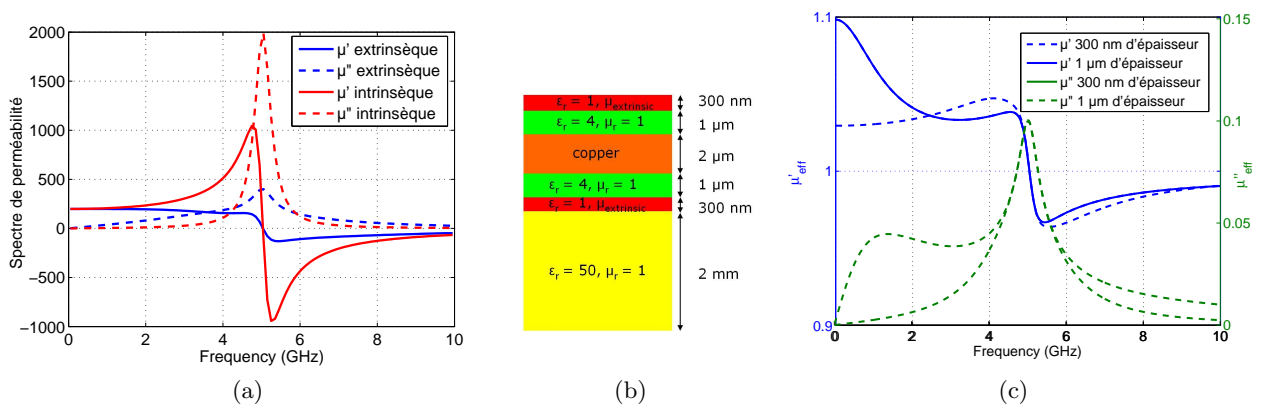


FIGURE 3.17 – (a) Spectre de perméabilité, (b) Empilement magnéto-diélectrique, (c) Spectre de perméabilité effective.

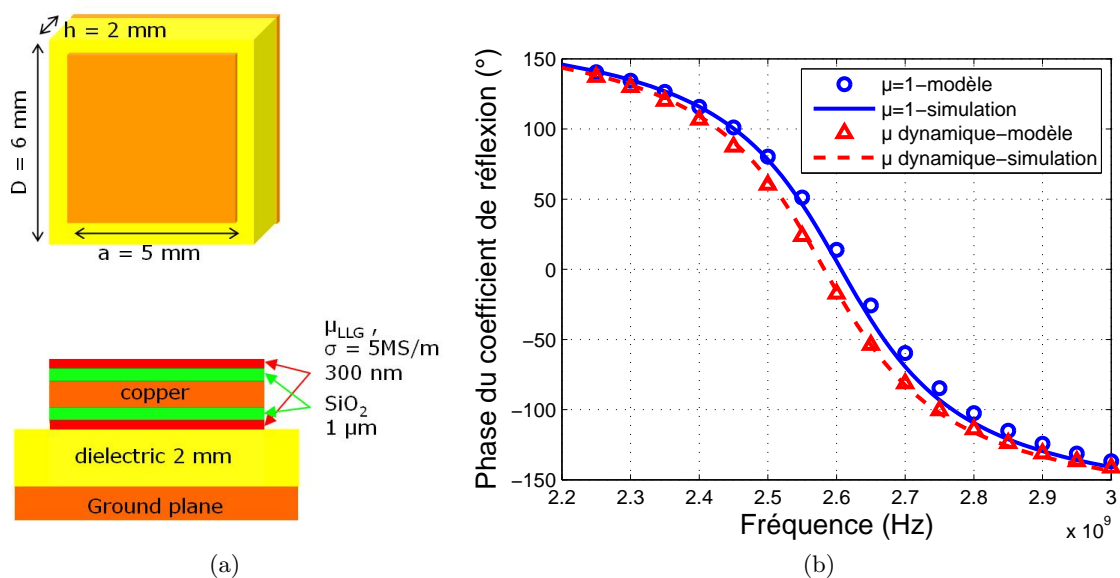


FIGURE 3.18 – (a) Schéma de la cellule élémentaire, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La figure 3.17 rappelle la nécessité d'avoir une couche magnéto-conductrice d'une épaisseur inférieure à $1\mu m$.

L'étude analytique que nous menons consiste comme précédemment à combiner le modèle Tretyakov et le modèle développé dans le chapitre 2. La figure 3.18 présente la phase du coefficient de réflexion de l'AMC en présence de couches minces magnéto-diélectriques. La figure 3.17 rappelle la nécessité d'avoir une couche magnéto-conductrice d'une épaisseur inférieure à $1\mu m$. Au lieu d'utiliser l'équation $\mu_{eff} = \frac{\mu_r+1}{2}$ nous allons donc reprendre l'expression complexe de la perméabilité effective après dilution d'une part au sein de la cavité et dans le demi espace libre supérieur d'autre part. Nous introduisons alors cette expression dans celle de l'impédance de surface équivalente (3.27).

D'après la figure 3.18 (b), nous obtenons un très bon accord entre les résultats de simulation et les résultats analytiques. L'information principale à retenir concerne la présence d'un décalage fréquentiel et ce, en dépit de l'utilisation de deux couches magnétiques épaisses seulement de 300 nm.

Dans un deuxième temps, nous nous projetons sur un matériau composé d'alternances multiples, permettant ainsi d'augmenter le taux de remplissage de la cavité et donc d'accroître le niveau de perméabilité effective. La figure 3.19 présente la phase du coefficient de réflexion pour une configuration comportant une triple alternance. L'objectif ici est d'évaluer le potentiel de miniaturisation associé à l'utilisation d'un matériau réaliste.

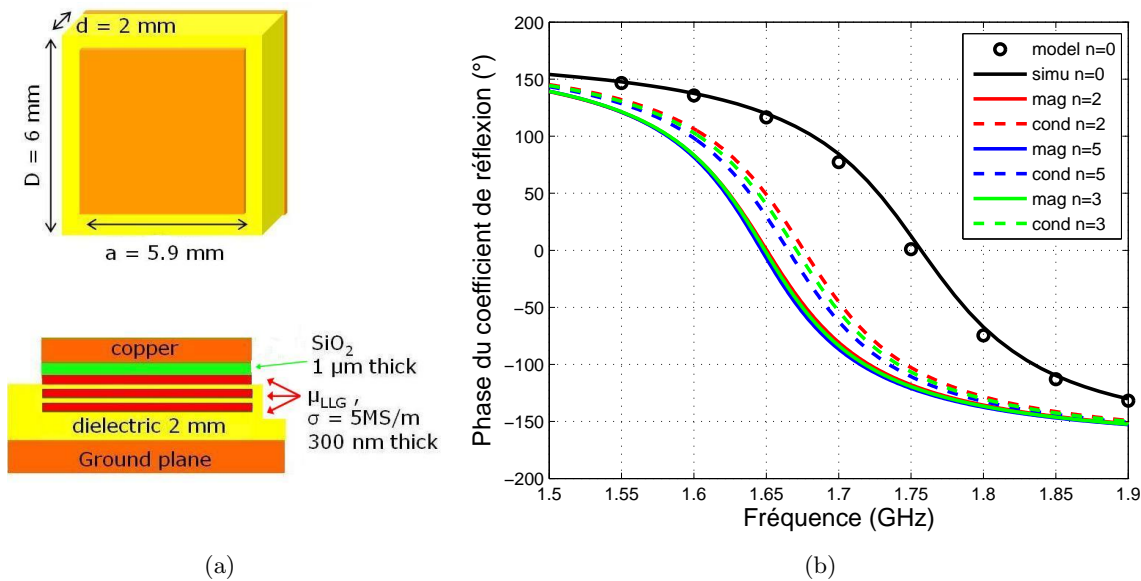


FIGURE 3.19 – (a) Schéma de la cellule élémentaire, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La figure 3.19 montre un potentiel de miniaturisation de l'ordre de 6% qui n'est imputable qu'à l'effet magnétique, alors que la bande passante de la structure AMC n'est réduite que de 1%. Par ailleurs, nous constatons également que l'absence de perméabilité conduit à un décalage de la fréquence de résonance, conformément à ce que nous avons prouvé précédemment. Néanmoins, il est important de distinguer les ordres de grandeur des distances entre couches mises en jeu.

Préalablement, nous nous intéressons aussi bien à une répartition uniforme qu'inhomogène des couches conductrices dans la cavité. Cependant les distances minimales introduites entre deux couches successives étaient de l'ordre de la centaine de μm alors qu'ici, seul $1 \mu\text{m}$ les sépare. Dès lors, le modèle développé dans la section 3.3.3 n'est plus valide et nous ne pouvons plus l'appliquer ici.

Enfin, dans un dernier temps, nous avons envisagé une combinaison de la technique de miniaturisation par empilement multicouches conductrices avec celle par chargement magnétique. L'idée proposée ici consiste à réaliser une structure AMC classique grâce à l'utilisation d'une couche de cuivre gravée périodiquement sur un substrat diélectrique dans lequel nous insérons une ou plusieurs couches minces magnéto-conductrices identiquement gravées à celle de cuivre. La figure 3.20 introduit ce nouveau concept de structure AMC multicouches.

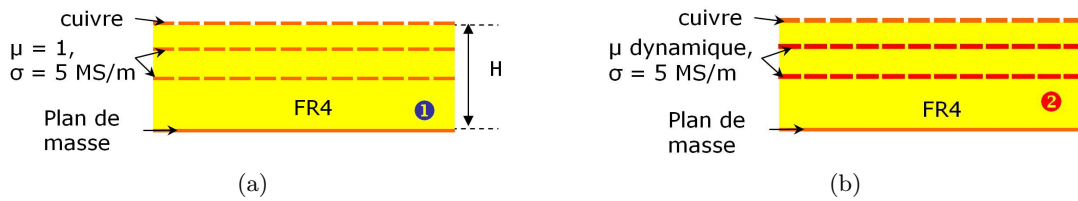


FIGURE 3.20 – Vue en coupe de la structure (a) couches conductrices (b) couches conductrices et magnétiques.

Comme le montre la figure 3.20, nous avons choisi dans ce cas une épaisseur totale de substrat relativement faible ($H = 500 \mu\text{m}$) afin de confiner aux mieux les champs électriques et magnétiques dans la cavité. Cette démarche vise à limiter la dilution des couches à forte perméabilité permettant ainsi d'amplifier l'effet visible sur le comportement de la structure AMC.

Par ailleurs, l'interaction entre un réseau de patch et un plan de masse peut être considérée comme étant en champ lointain lorsque la distance qui les sépare est plus ou moins équivalente à la période. Ici, notre cas d'étude se trouve en limite de validité du modèle car nous ne remplissons plus la condition $h \geq D$, mentionnée dans la section 3.3.3.2. Pour pallier à ce problème, il est nécessaire de considérer les modes d'ordre supérieur ou modes évanescents [128]. Néanmoins, l'influence des modes de Floquet ne peut être prise en compte qu'à travers le paramètre de grille α . La distribution locale du champ étant supposée quasi-statique, le dual de la grille inductive conduit à une impédance de grille purement capacitive donc ne permettant pas de prendre en compte la perméabilité. Ainsi, nous ne pouvons modéliser ce type de structure AMC.

Sur la figure 3.21, nous comparons l'utilisation de deux types de matériau, l'un étant un conducteur non magnétique ($\sigma = 5 \text{ MS/m}$ et $\mu_r = 1$) et l'autre un conducteur magnétique ($\sigma = 5 \text{ MS/m}$ et $\mu_r = 200$). Les couches modélisées ont une épaisseur de 100 nm et le matériau utilisé n'est pas dispersif car l'hétérostructure en couches minces présente trop de pertes au-delà de quelques GHz. Or la structure AMC d'épaisseur réduite présente une fréquence de résonance élevée, cela nous impose donc l'utilisation d'un matériau idéal présentant les mêmes performances sur une large gamme de fréquence.

D'après la figure 3.21 (a), nous relevons les résultats suivants :

Si l'on considère le dernier cas, celui comportant 2 couches magnétiques, nous constatons que

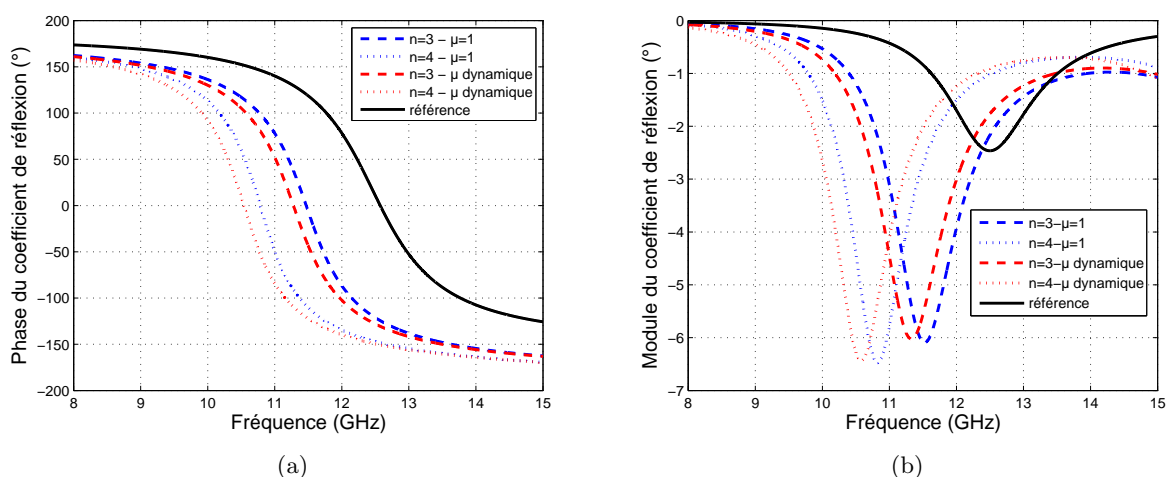


FIGURE 3.21 – Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un empilement multicouche magnétique : (a) phase, (b) module.

TABLE 3.2 – Caractéristiques de structures AMC avec couche mince magnéto-conductrice

Nombre de couches	Fréquence de résonance	Pourcentage de miniaturisation	Bande passante	Bande passante relative
référence	12,57 GHz	–	1,64 GHz	13 %
1 couche conductrice	11,47 GHz	8,8	1,14 GHz	9,9 %
1 couche magnétique	11,28 GHz	10,3 %	1,16 GHz	10,3 %
2 couches conductrices	10,78 GHz	14,2 %	0,99 GHz	9,1 %
2 couches magnétiques	10,54 GHz	16,4 %	1,03 GHz	9,8 %

d'une part le potentiel de miniaturisation par rapport au cas de référence est significatif et d'autre part que sa bande passante n'est que faiblement affectée.

Néanmoins, sur la figure 3.21 (b) nous constatons un creux important sur le module du coefficient de réflexion. Il s'agit d'une bande de fréquence dans laquelle un phénomène d'absorption apparaît, ceci traduit la présence de pertes. Nous relevons un niveau de pertes bien plus important que dans le cas de référence. De plus, nous notons une augmentation de ces pertes à mesure que le nombre de couches augmente. Nous pouvons en déduire que les pertes introduites sont d'origine ohmiques. En effet, l'utilisation de couches conductrices dont l'épaisseur est inférieure à l'épaisseur de peau conduit à une dissipation d'énergie par effet joule, d'où l'apparition d'un phénomène d'absorption. En annexe, nous présentons une méthode de caractérisation expérimentale par guide rectangulaire pour les AMCs de taille finie.

3.4.3 Conclusion

Dans cette section, nous avons spécifiquement développé un modèle pour prédire l'effet de la perméabilité sur les surfaces AMC. Nous l'avons comparé à la simulation EM 3D afin de le valider. Une étude théorique complète a été menée aussi bien sur les structures monocouche et multicouche utilisant soit des substrats épais fictifs soit des couches minces disponibles. Enfin, nous avons également proposé une technique innovante de miniaturisation alliant les propriétés conductrices et

magnétiques de couches minces. La caractérisation expérimentale de structures ainsi réalisées nous a permis de valider ce concept. Les principaux résultats marquant concernent l'obtention simultanée d'un fort potentiel de miniaturisation (16.4%) et d'une bande passante intéressante (9.8%) avec l'utilisation de seulement 2 couches magnétiques. Par conséquent, nous avons théoriquement et expérimentalement mis en évidence l'intérêt d'utiliser des substrats magnéto-diélectriques structurés pour la conception de surfaces AMCs.

3.5 Application antennaire

Après avoir brièvement exposé l'intérêt des surfaces AMC en contexte antennaire dans le chapitre 1, nous allons plus spécifiquement nous intéresser à une catégorie particulière d'antennes. Le caractère plan et la fonction réfléchissante de surfaces AMCs nous incitent plutôt à examiner les antennes planaires. C'est pourquoi nous focalisons notre attention sur un dipôle imprimé malgré une première approche théorique sur un dipôle classique.

Toutefois, cette étude n'a pas la prétention de se vouloir exhaustive en terme d'analyse de conception d'antennes sur AMC. Bien au contraire, il s'agit simplement d'une introduction à la conception d'antennes compactes sur AMC. Nous souhaitons illustrer ici l'intérêt du concept d'AMC multicouches précédemment développé sur un cas concret de structure antennaire.

3.5.1 Introduction

La place disponible pour les antennes étant de plus en plus réduite en raison d'une tendance croissante aux terminaux compacts et fins, les antennes doivent être de faible encombrement et fonctionner en contexte perturbé, notamment par des plans métalliques. Les antennes planaires sont grandement privilégiées dans les systèmes mobiles car leurs caractéristiques telles que leur facilité de fabrication et d'intégration, leur compacité et leur faible épaisseur permettent de répondre à bon nombre de contraintes de ce type d'applications. En particulier, plaquer les antennes planaires au dessus d'un plan de masse permet de focaliser le rayonnement dans un demi plan, assurant alors une fonction de blindage aux champs générés par l'antenne pour le reste du circuit s'il est placé de l'autre côté du plan [135]. Cependant, les antennes planaires sans plan de masse présentent une bande passante limitée, une efficacité réduite et des problèmes d'adaptation d'impédance large bande lorsqu'elles sont placées au dessus d'un plan réflecteur. Ce phénomène peut être attribué à l'annulation des champs rayonnés par l'antenne en raison des champs issus du courant image qui s'opposent aux courants de l'antenne. Il en résulte une augmentation de l'énergie électromagnétique stockée dans la cavité [136].

Les surfaces à haute impédance et les surfaces à impédance réactive (RIS en anglais) ont été largement étudiés pour atténuer les problèmes d'annulation du courant image des antennes à profil fin [117], [136]. Elles permettent de placer l'antenne source proche du matériau réflecteur sans altérer ses performances. Les caractéristiques de la phase du coefficient de réflexion de ces surfaces ont été prouvées comme étant avantageuses par rapport à celles d'un plan de masse [122]. Dans le cas l'antenne microruban, il a été montré que remplacer le plan de masse métallique par un RIS contribue à l'augmentation du gain et de la bande passante lorsque sa bande de fréquence coïncide avec la bande de fonctionnement du RIS [137], [138].

En particulier, cette méthode a été appliquée aux antennes sur substrats à forte permittivité, dans la mesure où la miniaturisation de l'antenne et du RIS peuvent être visées simultanément [139]. Toutefois, il a été montré par [122] que la miniaturisation de ces surfaces avec des substrats à forte permittivité conduit à un coefficient de réflexion présentant une faible bande passante, limitant l'application de ces surfaces.

Généralement, ces méta-surfaces sont utilisées pour réduire la hauteur de l'antenne qui prendra le nom d'antenne faible épaisseur dès lors que sa hauteur est inférieure au dixième de la longueur

d'onde. Or, l'objectif visé concerne la réduction de la taille de l'aérien dans les trois dimensions. C'est pourquoi la densification du réseau a occupé une place importante dans ce chapitre.

3.5.2 Dipôle planaire sur plan réflecteur

Parmi les différents types de plans réflecteurs, nous pouvons citer les conducteur électriques et leur dual les conducteurs magnétiques. Généralement, les contextes d'intégration imposent dans le voisinage proche de l'antenne voire dans sa zone réactive, la présence d'une surface conductrice.

3.5.2.1 Influence d'un plan métallique sur les performances d'un dipôle

Afin d'introduire la problématique d'intégration d'antennes, nous présentons l'étude d'un cas simple de perturbation d'un dipôle par un plan de masse supposé infiniment grand. Nous nous intéressons plus particulièrement à l'impact de la distance entre l'antenne et le plan réflecteur. Néanmoins, notre intérêt s'est également porté sur l'influence des propriétés conductrices de ce plan réflecteur.

Impact de la distance antenne/plan réflecteur

Pour établir un scénario de référence, nous considérons en premier lieu un dipôle filaire idéal en $\lambda/2$ en espace libre. Son rayon vaut $\frac{\lambda}{340}$ et l'espacement entre les deux brins est de $\frac{\lambda}{46}$. La figure 3.22 présente le dispositif modélisé et l'évolution de l'impédance d'entrée du dipôle pour différentes distances entre le plan réflecteur et cette dernière.

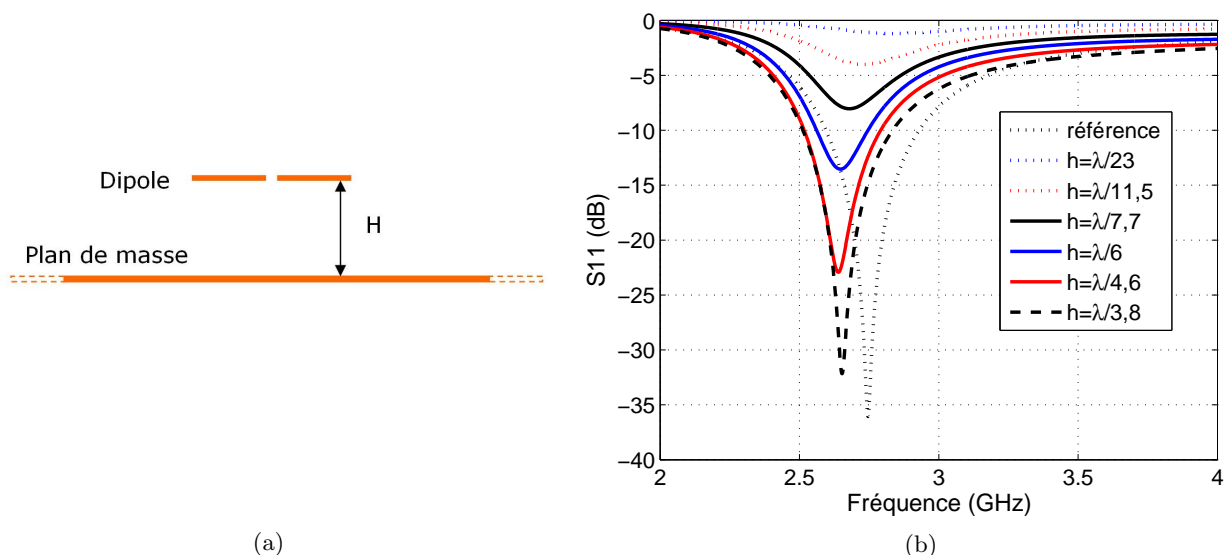


FIGURE 3.22 – (a) Schéma du dispositif modélisé, (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un plan réflecteur de conductivité infinie.

Nous constatons une désadaptation de l'antenne due à la proximité du plan réflecteur. En effet, lorsque l'espacement est largement inférieur à la longueur d'onde, le courant image à la surface du plan de masse et la source de courant le long du dipôle ont tendance à s'annuler. Ceci entraîne une

réduction substantielle de la résistance de rayonnement du dipôle [140] comme le montre la figure 3.23.

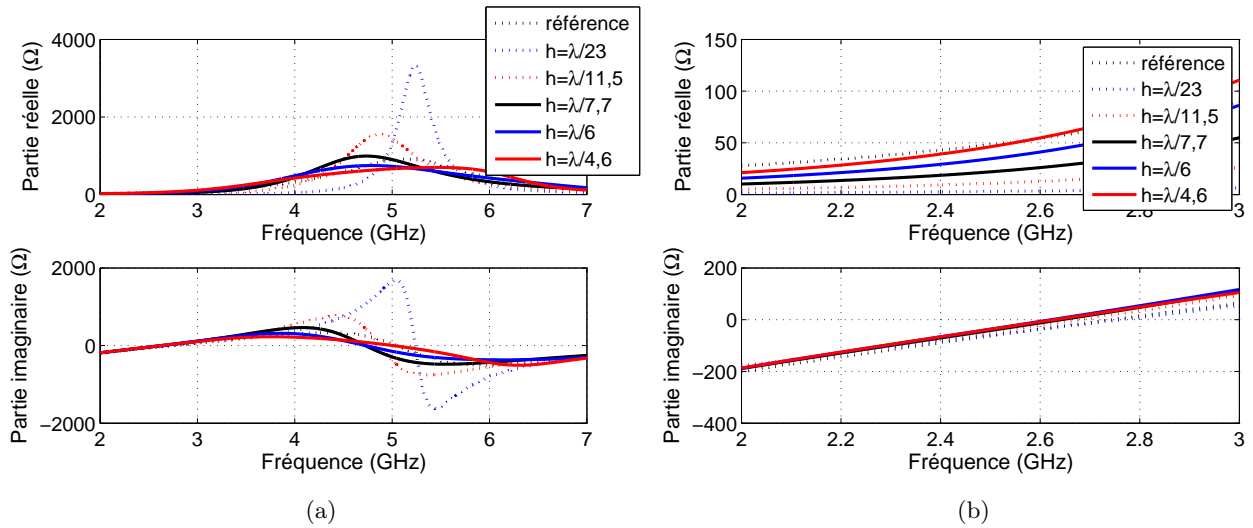


FIGURE 3.23 – Evolution de l’impédance d’entrée en fonction de la fréquence pour un plan réflecteur de conductivité infinie (a) allure générale (b) zoom sur la fréquence de résonance.

Nous constatons une tendance à un affaissement de la partie réelle de l’impédance à mesure que la distance entre le plan de masse et l’antenne s’accroît. Comme l’espacement tend vers zéro, la résistance de rayonnement du dipôle approche 0Ω [6]. Pour rappel, la partie réelle de l’impédance d’entrée est définie comme étant la résistance d’entrée qui, dans le cas d’une antenne sans pertes, peut être réduite à la résistance de rayonnement. Cette diminution de la résistance de rayonnement engendre un fort rapport d’ondes stationnaires (ROS) ce qui se traduit par une valeur du module du coefficient de réflexion qui tend vers l’unité (cf figure 3.22(b)).

Par conséquent, nous constatons que la présence d’un plan métallique plaqué sur une antenne produit un effet néfaste sur ses propriétés d’impédance.

Il est apparût intéressant de s’interroger sur l’influence de la conductivité du plan réflecteur sur le coefficient de réflexion de l’antenne. En effet, la perspective de réalisation d’AMC à l’aide d’hétérostructures en couches minces nous amène à nous interroger sur l’impact d’une conductivité plus faible.

Comparaison entre un conducteur électrique parfait et un métal de conductivité finie

La conductivité est volontairement choisie très faible, en l’occurrence $\sigma = 100 \text{ S/m}$, pour forcer le trait de la tendance observée.

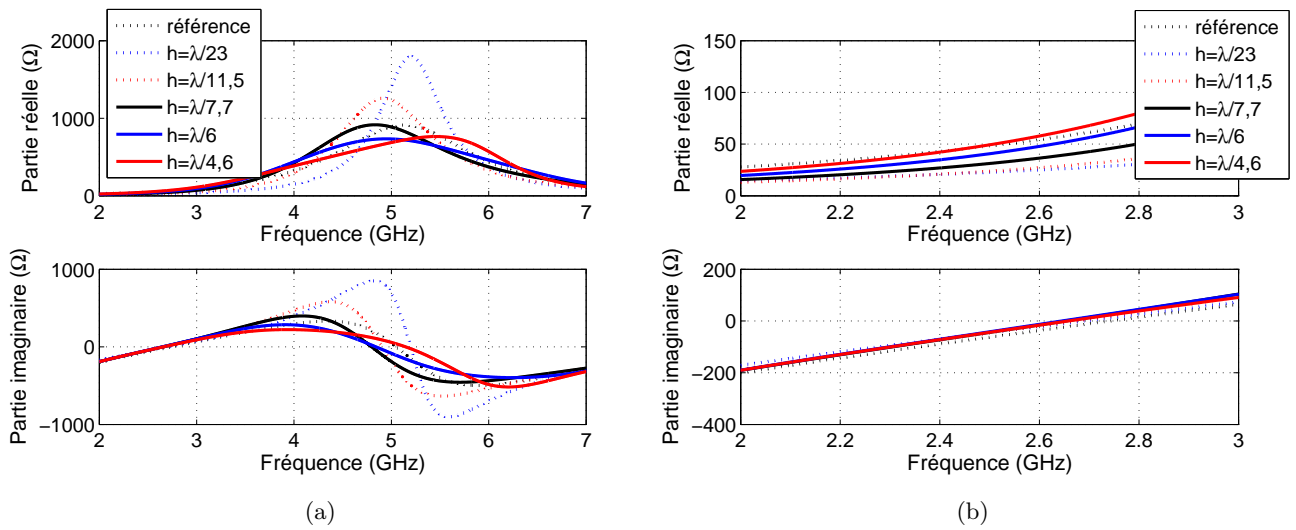


FIGURE 3.24 – Evolution de l’impédance d’entrée en fonction de la fréquence pour un plan réflecteur de conductivité infinie (a) allure générale (b) zoom sur la fréquence de résonance.

Nous relevons le même phénomène que celui précédemment identifié pour un conducteur moins résistif mais dans une moindre mesure. En effet, la désadaptation de l’antenne opère lorsque l’on rapproche le plan de masse. La résistance d’entrée atant trop faible ($< 25 \Omega$, cf figure 3.24) pour adapter l’impédance sur 50Ω , l’utilisation d’un réseau d’adaptation externe n’est pas envisageable dans le cas où le plan réflecteur est trop proche de l’antenne.

Comparaison des efficacités totale et de rayonnement

Son efficacité est également présentée à la fréquence de résonance ($f_r = 3 \text{ GHz}$).

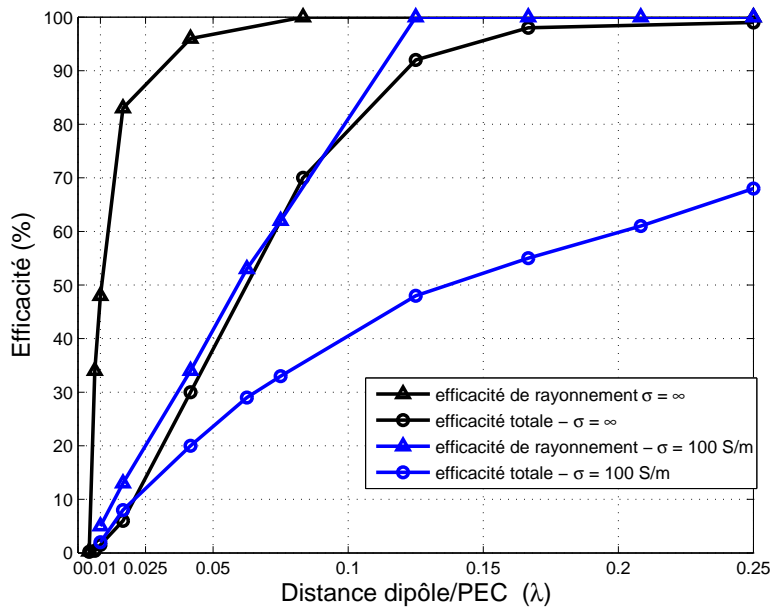


FIGURE 3.25 – Evolution des efficacités en fonction de la fréquence.

Sur la figure 3.25 nous constatons une croissance de l'efficacité, qu'elle soit totale ou de rayonnement, à mesure que la distance dipôle/conducteur parfait augmente. La comparaison des efficacités de rayonnement et totale permet d'évaluer la baisse attribuable à la désadaptation de l'antenne.

Pour conclure, une mauvaise adaptation d'impédance en entrée et une faible efficacité de rayonnement ont été mis en évidence dans le cas d'un conducteur électrique parfait très proche du dipôle. Ceci peut s'expliquer par le fait que la résistance de perte du dipôle devient prépondérante dans la résistance totale. Dès lors, l'intérêt d'utiliser des surfaces susceptibles de présenter une phase de coefficient de réflexion nulle apparaît évident pour s'affranchir des difficultés dues à l'utilisation de plans réflecteurs qui présentent une phase de $\pm 180^\circ$.

3.5.2.2 Comparaison entre des conducteurs électriques et magnétiques parfaits

Une étude incluant un conducteur magnétique parfait de grandes dimensions - considéré infiniment grand - a été menée afin de prouver l'intérêt d'utiliser ce type de structure pour palier aux problèmes précédemment énoncés. La structure modélisée comporte le dipôle filaire présenté figure 3.22 (a). Puisque les problèmes majeurs identifiés sont une baisse du rendement de l'antenne et une forte désadaptation, nous présentons ici ces grandeurs.

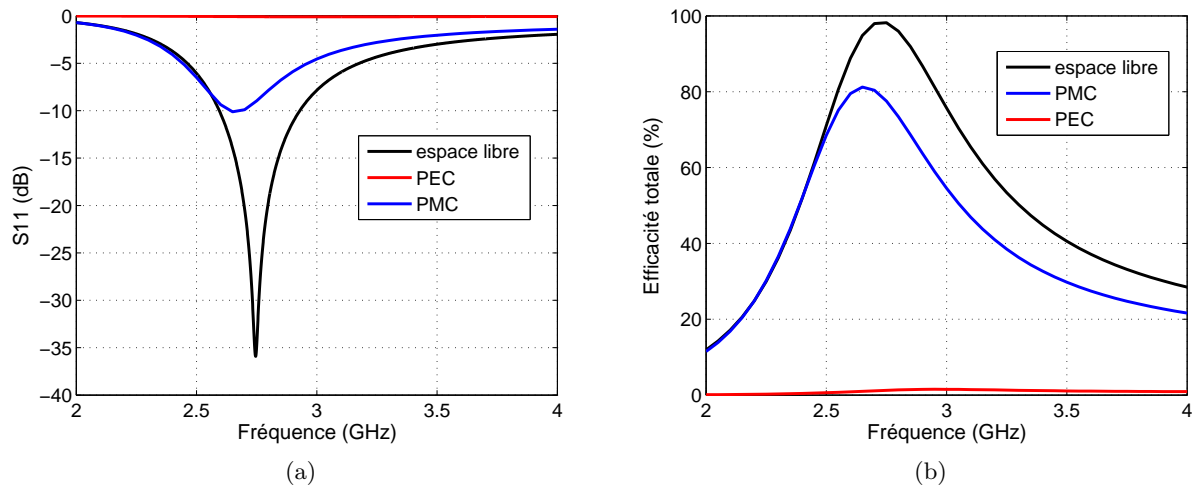


FIGURE 3.26 – (a) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) Evolution de l'efficacité totale en fonction de la fréquence.

Sur la figure 3.26 (a) nous constatons que le conducteur magnétique parfait perturbe beaucoup moins l'antenne que son dual, le conducteur électrique parfait, son coefficient de réflexion demeure proche de -10 dB à la fréquence de résonance. Même lorsque le conducteur magnétique parfait est placé à une distance $\frac{\lambda}{110}$ de l'antenne, nous relevons une efficacité totale atteignant 80%.

Cependant, ce type de surface demeure purement théorique et elle présente le même comportement quelle que soit la fréquence. Dès lors, l'analyse précédemment menée sur les AMC, qui ne sont autre que des surfaces présentant un caractère de conducteur magnétique parfait, nous permet d'envisager la conception conjointe d'antennes et d'AMC.

Une antenne filaire placée sur une surface AMC voit son courant image en phase avec le courant

qui la parcourt. Ceci contribue alors à optimiser le rayonnement au lieu de le détériorer.

3.5.3 Conception d'antennes sur AMC

La conception d'antennes sur AMC a été abordée avec une démarche décomposée en deux phases. Il s'agit d'abord d'un dimensionnement indépendant de l'antenne et du motif de l'AMC qui résonnent à des fréquences similaires. Ensuite, une seconde étape consiste en une optimisation conjointe pour un fonctionnement de la structure globale à la fréquence désirée. En effet, nous allons montrer comment la combinaison des structures modifie leurs propriétés respectives.

Nous effectuons en premier lieu une étude sur l'influence de l'AMC sur l'antenne. en deuxième lieu, nous étudions l'impact du nombre de motifs. Notre approche étant basée sur les empilements multicouches, nous nous interrogeons en dernier lieu sur l'influence du nombre de couches sur les caractéristiques dipôle.

3.5.3.1 Apport de l'AMC à l'antenne

Afin prouver l'intérêt d'utiliser un AMC au lieu d'un plan de masse, nous opérons une comparaison entre le dipôle sur AMC avec 6 motifs par 10 et le dipôle sur substrat diélectrique et plan de masse de taille équivalent à 6 par 10 motifs.

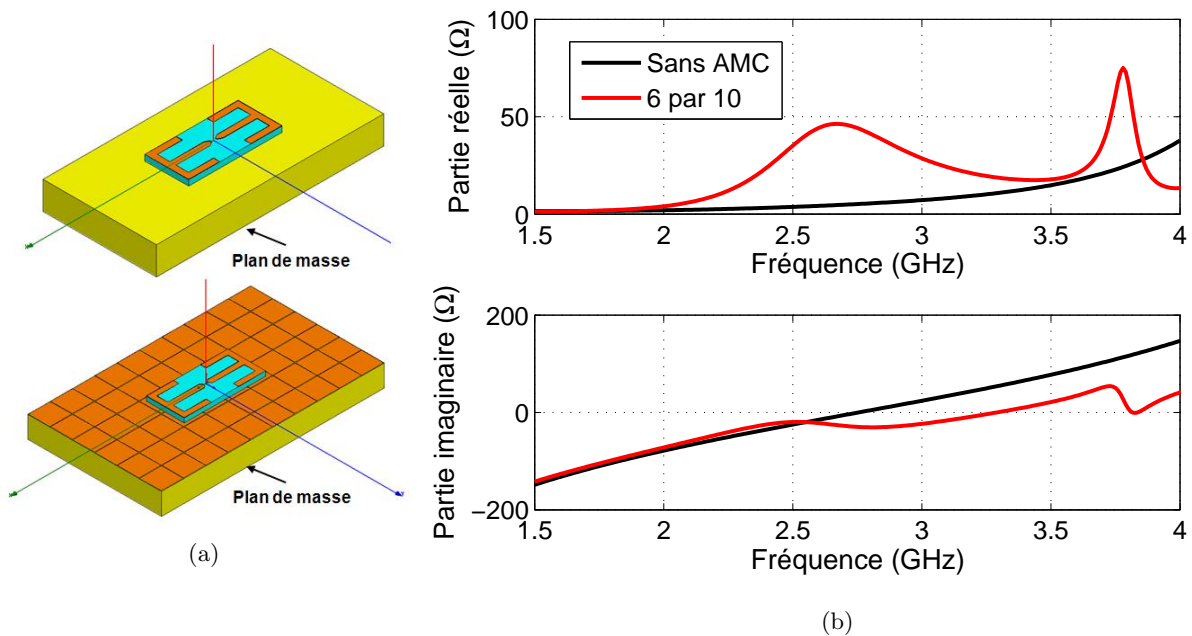


FIGURE 3.27 – (a) Schéma du dipôle conçu sur AMC dont le plan de masse est de taille supérieure, (b) Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes longueur de dipôle.

Nous constatons que la présence de l'AMC génère de nouvelles résonances. Le profil d'impédance d'entrée est fortement modifié.

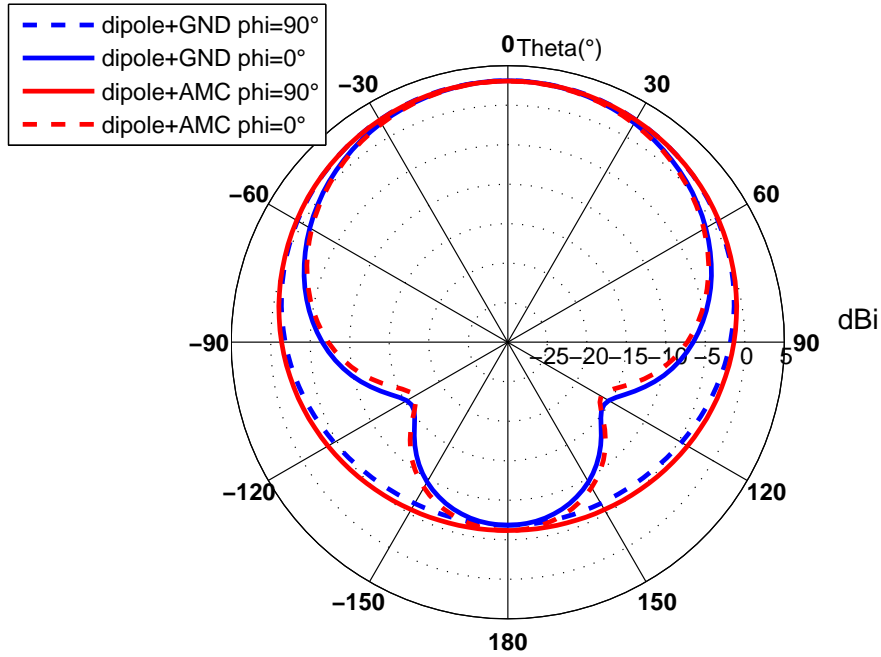


FIGURE 3.28 – Evolution de la directivité en fonction de la fréquence (a) dipôle sur substrat diélectrique au dessus d’un plan de masse, (b) dipôle sur AMC.

La figure 3.28 montre que la forme du diagramme de directivité n’est pas modifiée en présence de l’AMC.

3.5.3.2 Impact du nombre de motifs

Puisque notre objectif est de diminuer l’encombrement surfacique de l’antenne sur AMC, nous avons naturellement étudié l’influence de la finitude de l’AMC.

Pour cela nous conservons une taille d’antenne fixe et seul le nombre de motifs, donc la taille totale de l’AMC, évolue. Nous considérons un dipôle replié car notre étude sur les AMCs a été réalisée sur des motifs carrés. Ainsi, le facteur de forme du dipôle replié est plus favorable à l’optimisation de l’espace disponible.

Un plan réflecteur comprenant de 6 par 10 motifs à 2 par 4 motifs (période $\frac{\lambda}{25}$ avec un espacement entre motifs $\frac{\lambda}{1000}$) est utilisé. Le substrat utilisé possède une permittivité de 15.4.

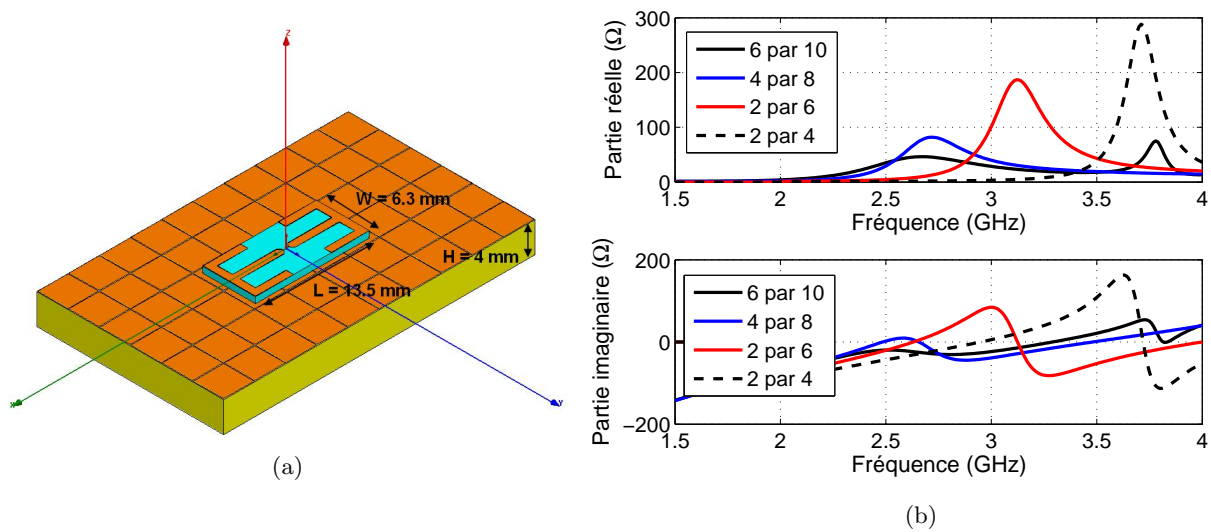


FIGURE 3.29 – (a) Schéma du dipôle conçu sur AMC, (b) Evolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes tailles d'AMC.

On observe un phénomène de résonance dont la fréquence diminue à mesure que le nombre de motifs augmente. Nous constatons que ce phénomène converge vers un nombre de motifs 6 par 10 car on relève peu de variations entre 4 par 8 et 6 par 10. Nous avons choisi d'étudier plus en détail la configuration 4 par 8.

Afin d'optimiser l'adaptation en impédance de l'antenne, des dipôles de différentes tailles sont simulés.

Les figures 3.30 et 3.31 présentent les résultats pour des AMCs contenant 4 motifs par 8.

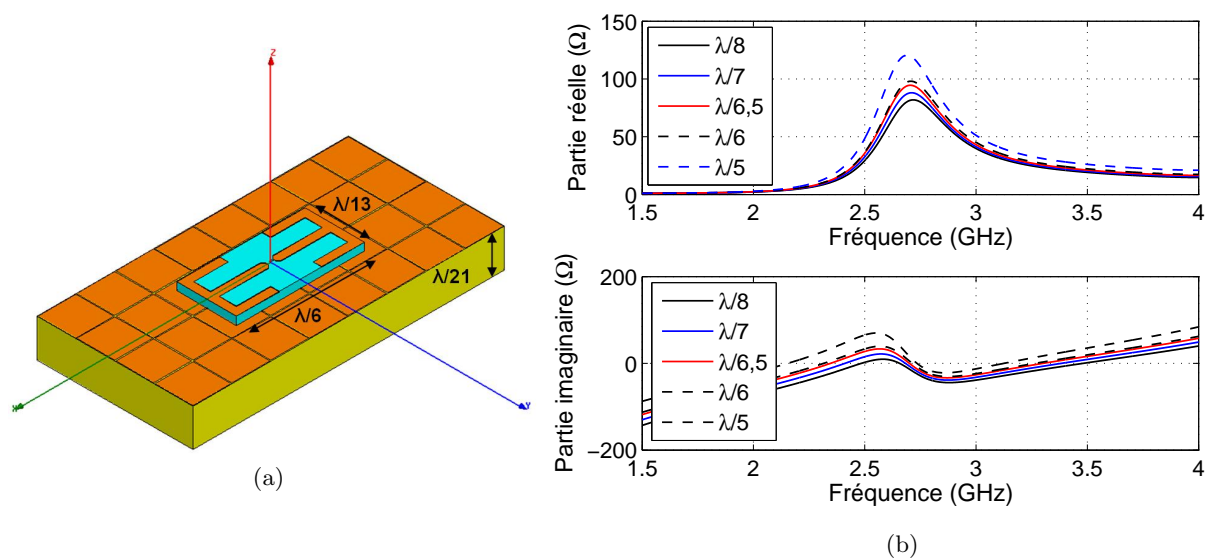


FIGURE 3.30 – (a) Schéma du dipôle conçu sur AMC, (b) Evolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes longueur de dipôle.

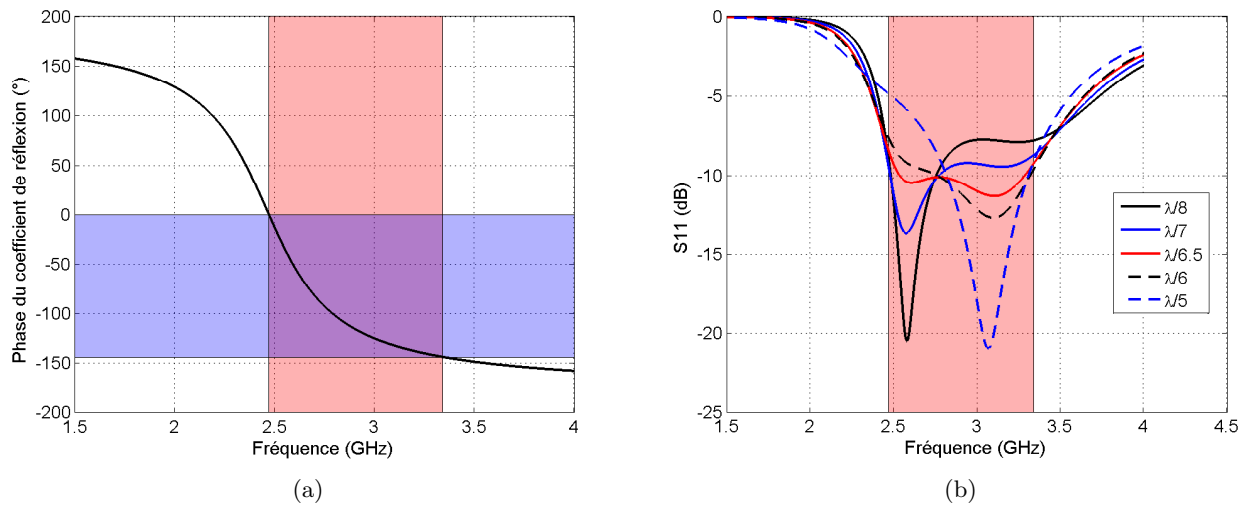


FIGURE 3.31 – (a) Evolution de la phase du coefficient de réflexion de l’AMC en fonction de la fréquence, (b) Evolution du module du coefficient de réflexion de l’antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes longueur de dipôle.

Les résultats de la figure 3.31 ont pour objectif d’évaluer l’excursion en fréquence sur laquelle l’antenne demeure adaptée en impédance. L’idée ici est de comparer cette bande de fréquence avec la bande passante de l’AMC usuellement définie entre $+90^\circ$ et -90° . La zone teintée en rouge nous renseigne sur la largeur de bande passante à -10 dB de l’antenne sur AMC. Cette bande est alors reportée sur la phase du coefficient de réflexion de l’AMC. Ainsi, nous pouvons lire, grâce au cadre teinté en bleu, la zone de fonctionnement de l’AMC en présence de l’antenne, en l’occurrence de 0° à -140° . Nous constatons que les deux ne coïncident pas contrairement à ce qu’il est possible de trouver dans la littérature [136]. Cependant, il est important de noter que ces résultats correspondent à un cas particulier, c’est-à-dire pour un nombre de motifs limité et une surface de plan réflecteur légèrement plus grande que celle occupé par le dipôle. D’autres auteurs ont établi des règles différentes pour définir la relation entre bande passante de l’AMC et celle de l’antenne sur AMC [137], [122]. Ils définissent notamment la bande passante de l’AMC à $90^\circ \pm 45^\circ$ comme étant la zone de fonctionnement optimal de l’antenne pour un type d’antenne et une configuration au dessus de l’AMC particulière.

Les simulations effectuées n’ont pas permis de dégager une ligne directrice traduisant clairement le comportement de l’antenne sur AMC. De nombreuses questions restent en suspens. Il aurait été intéressant, par exemple, de faire évoluer également les dimensions du motif périodique de l’AMC, de modifier le motif d’antenne.

Pour conclure, nous pouvons dire que l’AMC compact comportant un faible nombre de motifs influence le comportement de l’antenne. La conception d’antennes sur AMC de taille finie doit être effectuée en prenant compte non seulement la périodicité du réseau mais également le nombre de motifs et la géométrie de l’antenne.

3.5.3.3 Impact du nombre de couches

Dans la section 3.3, nous avons démontré l'intérêt d'utiliser des empilements multicouches pour densifier le réseau périodique constitutif de l'AMC.

Les dimensions de la structure AMC, composée de deux couches, sont les mêmes que celles introduites précédemment.

Notre attention s'est portée sur l'impact du nombre de couches sur la structure globale. La figure 3.32 (a) présente le dispositif modélisé.

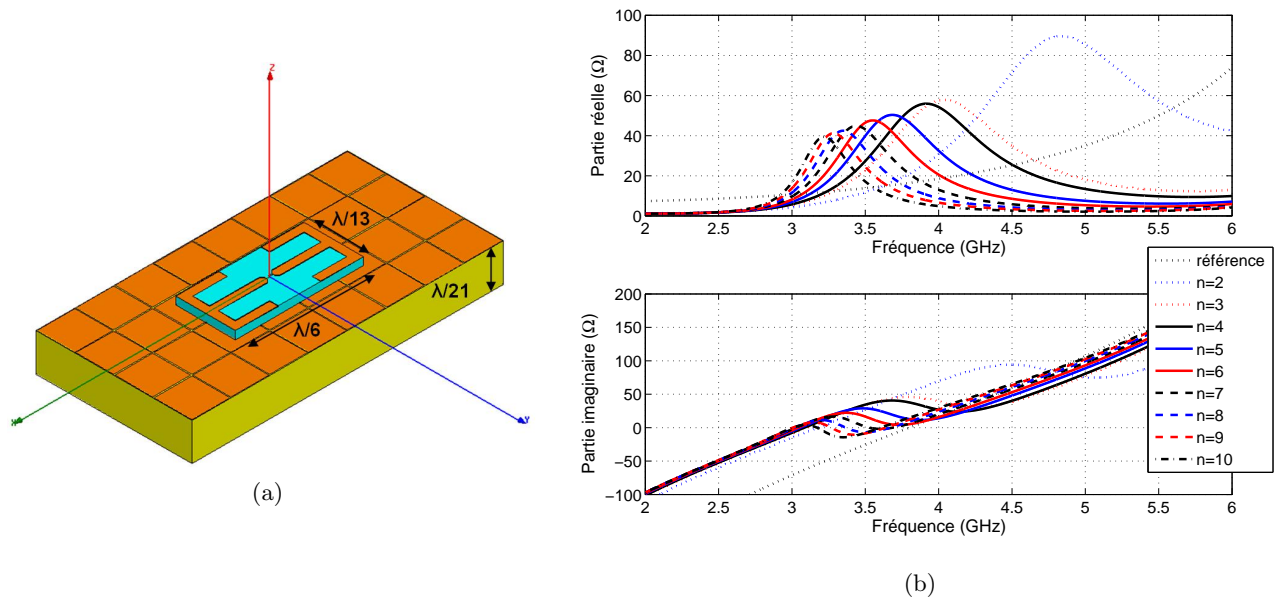


FIGURE 3.32 – (a) Schéma du dipôle conçu sur AMC, (b) Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de n .

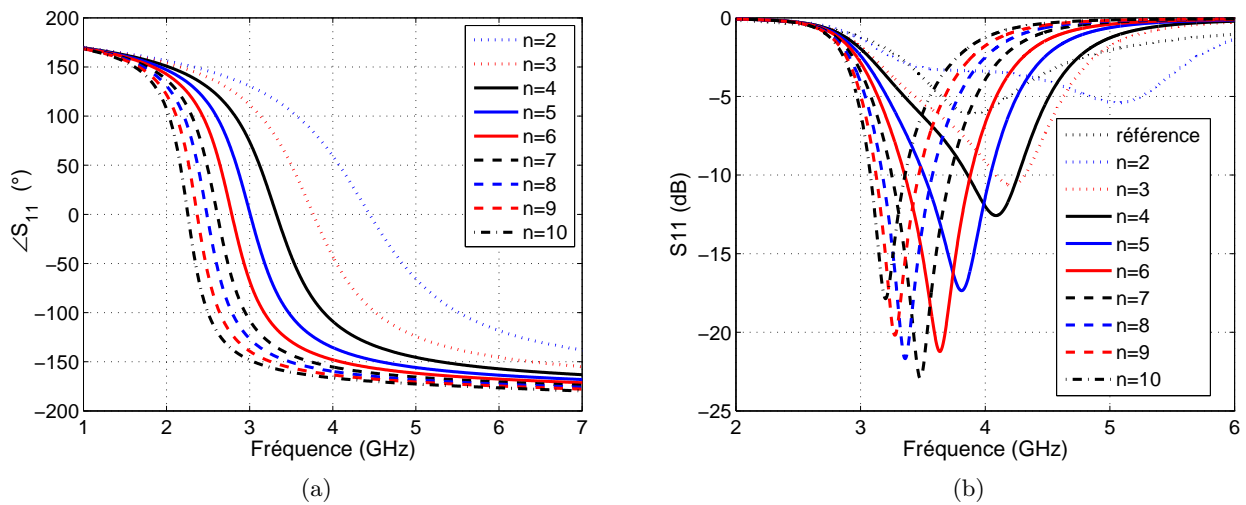


FIGURE 3.33 – Evolution des coefficients de réflexion en fonction de la fréquence (a) structure AMC, (b) dipôle.

D'après la figure 3.32 (b) nous constatons que la fréquence de résonance tend vers les basses fréquences d'une part à mesure que le nombre de couches augmente. En effet, nous constatons que le dipôle, qui dans l'air présente une zone d'adaptation d'impédance au niveau de la résonance série, est désormais adapté sur la résonance parallèle, soit au maximum de la partie réelle de l'impédance (figure 3.33 (b)). De plus, nous traçons sur la figure 3.33 (a) la phase du coefficient de réflexion de l'AMC pour différents nombre de couches. La comparaison de la phase coefficient de réflexion de l'AMC seul et du module de l'antenne sur AMC nous renseigne sur les tendances de leur gamme de fréquence de fonctionnement respectives. Nous constatons une réduction de la fréquence de résonance simultanée pour les deux dispositifs simulés.

Enfin, il est intéressant de noter que la règle établie dans la section 3.3.3 permettant d'évaluer la permittivité effective (équation 3.19) n'est plus valable lors de la conception conjointe. D'après la loi ainsi formulée, un AMC 7 couches sur substrat $\epsilon_r=4.4$ et un AMC monocouche sur substrat $\epsilon_r=15.4$ fournissent la même réponse sur la phase du coefficient de réflexion. Par conséquent, la même antenne plaquée sur ces deux substrats devrait conduire au même caractéristiques. Or nous constatons d'après les figures 3.33 (b) (courbe noire) et 3.31 (b) (courbe noire en pointillés) que ce n'est pas le cas. Cela signifie qu'ajouter des couches conductrices dans la structure AMC ne peut être directement assimilé à une augmentation artificielle de la permittivité effective vue par l'antenne. D'autres phénomènes semblent intervenir.

Nous avons donc démontré l'intérêt d'utiliser des AMC comme plans réflecteurs pour les antennes devant fonctionner à proximité de plans métalliques.

3.5.4 Caractérisation expérimentale

La nécessité de valider expérimentalement les résultats de simulation obtenus pour le concept multicouches nous a imposé la réalisation d'un prototype. Notre choix a été guidé par une optimisation des propriétés de l'antenne tout en assurant un encombrement minimal dans les trois dimensions. L'inconvénient principal des antennes à faible épaisseur étant la bande passante et l'efficacité, nous avons orienté nos recherches sur l'amélioration de la bande passante.

La figure 3.34 montre le prototype réalisé. Il s'agit d'un dipôle replié imprimé sur substrat Rogers 4003. Ce dernier est plaqué sur un AMC comprenant trois couches de métal périodiquement structurées et noyées dans une matrice de FR4. Les couches sont décalées d'une demi période. Le tableau suivant résume les dimensions de l'AMC utilisé :

TABLE 3.3 – Tableau récapitulatif des dimensions de l'AMC

Nombre de couches	3 + plan de masse
Dimension période	4 mm ou $\frac{\lambda}{30}$
Dimension motif élémentaire	3,5 mm ou $\frac{\lambda}{35}$
Espacement vertical	0,1 mm ou $\frac{\lambda}{1210}$
Épaisseur totale	4 mm ou $\frac{\lambda}{30}$

Notre choix d'alimentation du dipôle s'est porté sur une excitation différentielle afin de s'affranchir au mieux des problèmes de dissymétrie et se placer dans un cas de fonctionnement nominal du dipôle. En concevant des antennes différentielles, il est possible de supprimer les pertes intro-

duites par les baluns et les circuits d'adaptation. Pour rappel, une antenne différentielle est une antenne symétrique dont les deux accès doivent être alimentés par deux signaux d'égale amplitude et en opposition de phase. Généralement, les antennes équilibrées sont mesurées à l'aide d'un balun imposant des courants opposés dans chaque branche de la structure rayonnante. Les travaux de Meys [141] nous conduisent à considérer l'antenne équilibrée comme une structure deux ports sur lesquels les paramètres S peuvent être déterminés classiquement par un analyseur de réseau. La matrice d'impédance nous conduit alors à une impédance différentielle. Les mesures sont normalisées à 50Ω et les impédances sont lues dans le plan de référence du dipôle.

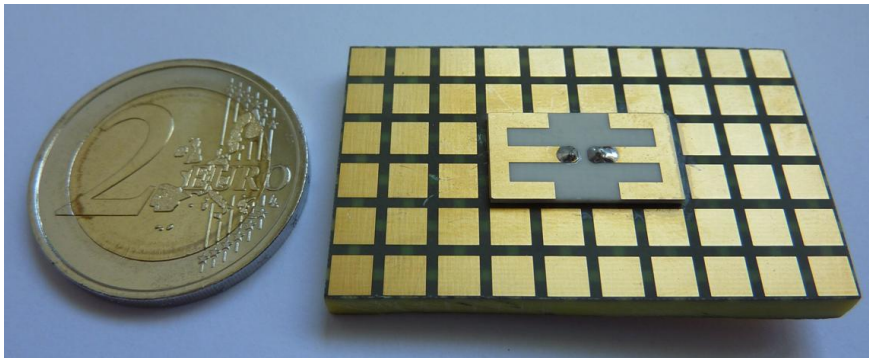


FIGURE 3.34 – Photo du dipôle co-conçu sur AMC

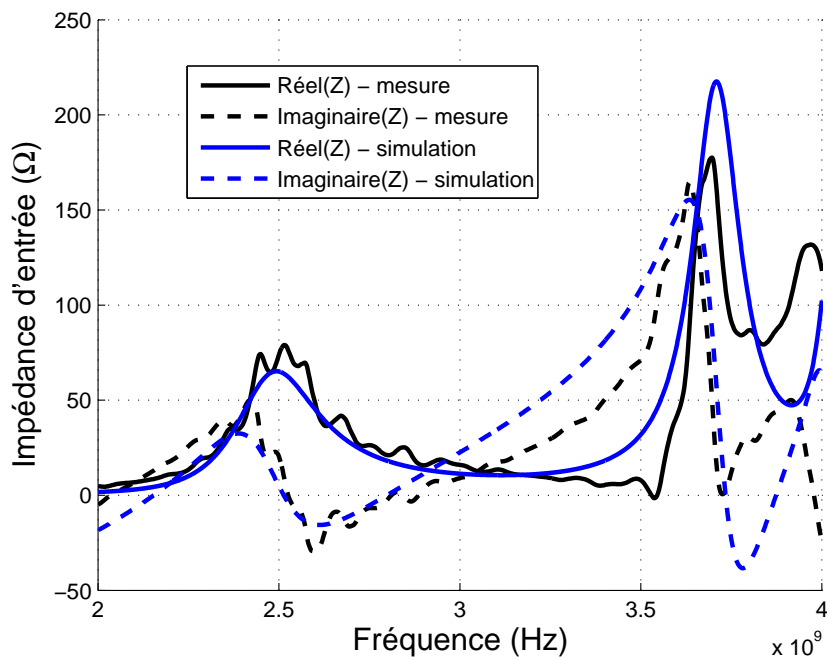


FIGURE 3.35 – Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

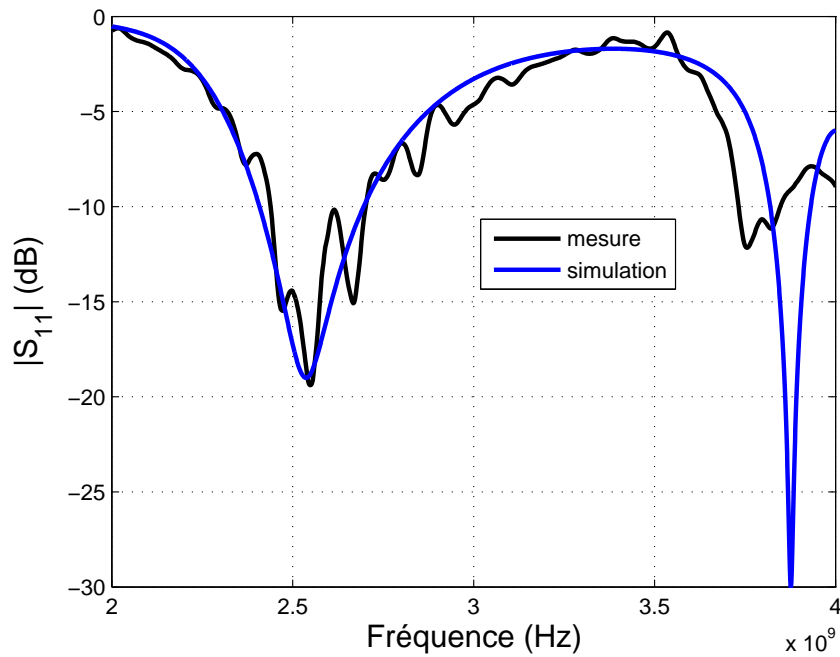
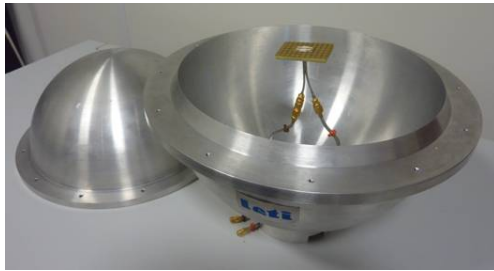


FIGURE 3.36 – Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence

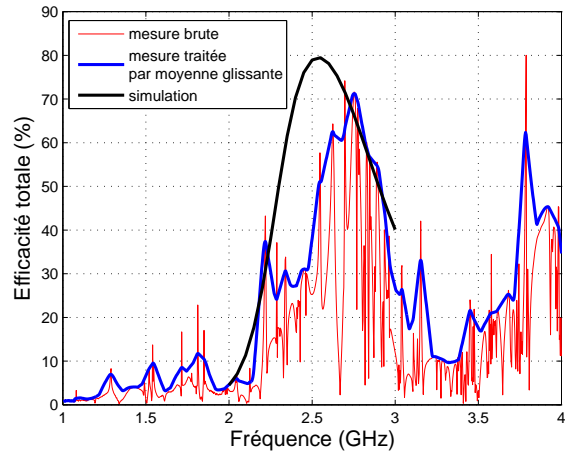
Les figures 3.35 et 3.36 présentent respectivement l'évolution de l'impédance d'entrée et du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Nous comparons les résultats issus de la simulation avec ceux issus de la mesure.

Nous relevons un bon accord entre la simulation et la mesure. Les ondulations observées peuvent être attribué au manque de précision sur la réalisation du calibrage en transmission de la procédure de mesure en différentiel.

Concernant l'évaluation des performances de l'antenne, nous avons réalisé des mesures en sphère selon la méthode de Wheeler. nous choisissons l'approche originale de Schantz [118] afin de retenir un formalisme adapté à notre configuration (taille de la sphère disponible). Les principaux avantages sont la rapidité de mise en oeuvre puisque seulement deux mesures sont nécessaires (celle du coefficient de réflexion en espace libre et celle à l'intérieur de la cavité) et l'absence de nécessité d'un calibrage par une antenne de référence dont l'efficacité est connue.



(a)

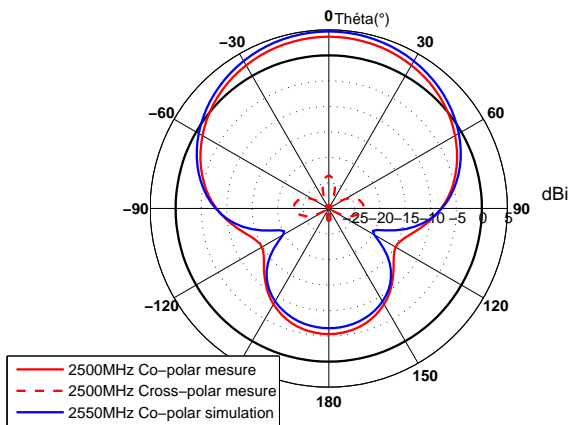


(b)

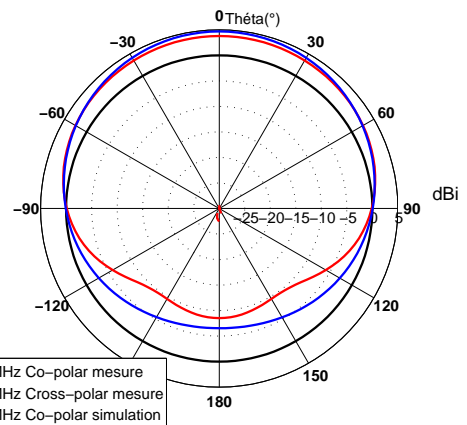
FIGURE 3.37 – (a) Photo du dispositif de mesure d’efficacité en sphère, (b) Evolution de l’efficacité en fonction de la fréquence

D’après la figure 3.37 nous relevons un bon rendement de l’antenne (jusqu’à 70%) malgré l’utilisation d’un substrat à pertes ($\tan \delta_{FR4} = 0.018$). Des pertes également engendrées par la technique multicouches, comme nous l’avons observé dans la section 3.3.3.1, sont également présentes. Cependant, nous ne sommes pas en mesure de quantifier les pertes en fonction de leur origine.

Nous avons utilisé une méthode de caractérisation complète des antennes différentielles ne nécessitant pas de circuit extérieur pour assurer la transition entre l’antenne symétrique et le banc de mesure asymétrique [142]. Le gain de l’antenne différentielle est déduit des mesures du gain et du champ électrique de cette dernière alimentée par chacun de ses accès, l’autre étant adapté sur 50Ω . La reconstruction du gain différentiel permet également de s’affranchir du rayonnement lié au mode commun comme le montre la figure 3.38.



(a)



(b)

FIGURE 3.38 – Diagrammes de gain total (a) Plan E, (b) Plan H

Nous relevons un très bon accord entre résultats de mesure et de simulation. Le gain intrinsèque maximum relevé atteint 3.7 dBi en mesure et 4.2 dBi en simulation. La polarisation croisée mesurée est désormais nettement plus faible (< -25 dB) que celle observée sur les mesures brutes non différentielles. Nous notons qu'elle n'existe quasiment pas en simulation (< -50 dB). Lorsque l'antenne est associée à un plan réflecteur, nous constatons qu'elle produit un rayonnement unidirectionnel.

Pour conclure, nous pouvons dire que le prototype réalisé satisfait aux exigences de compacité, notamment en terme d'épaisseur, tout en fournissant un rendement intéressant (jusqu'à 70 %) et un gain maximum élevé (3.7 dBi). Les résultats les plus significatifs concernent la conservation d'une large bande passante (13%) malgré une faible épaisseur ($\frac{\lambda}{25}$) et un caractère unidirectionnel. Il est donc important de souligner que cette antenne est intégrable dans un contexte de fonctionnement perturbé puisqu'elle peut être plaquée à même un plan métallique.

3.6 Conclusion

En premier lieu, le détail de trois modèles analytiques de caractérisation de surfaces à hautes impédances nous a permis de les confronter à des caractérisations expérimentales et d'identifier leurs limites et faiblesses respectives.

Dans un deuxième temps, nous avons analytiquement, numériquement et expérimentalement prouvé le concept de miniaturisation d'AMC par une technique de superposition multicouches. Il en résulte une structure AMC dont la période est très largement inférieure à la longueur d'onde, environ $\lambda/60$, possédant une bande passante de l'ordre de 10%

Dans un troisième temps, nous avons spécifiquement développé un modèle pour prédire l'effet de la perméabilité sur les surfaces AMC. Une analyse a été menée aussi bien sur les structures monocouches que multicouches utilisant soit des substrats épais incompatible avec les procédés actuels de fabrication soit des couches minces déjà disponibles. Nous avons également proposé une technique innovante de miniaturisation alliant les propriétés conductrices et magnétiques de couches minces. La démonstration de structures AMCs miniatures conservant une large bande passante a été effectuée.

Par conséquent, nous avons théoriquement et expérimentalement prouvé l'intérêt d'utiliser des substrats magnéto-diélectriques dans les structures AMCs.

Enfin, une illustration du concept de miniaturisation d'AMC est faite sur une application antennaire. L'objectif consiste à démontrer la faisabilité opérationnelle de la co-conception d'antennes compactes sur AMC. Nous avons développé une antenne hautement intégrable, puisqu'unidirectionnelle donc insensible à son contexte proche, qui demeure compacte et offre une large bande passante. Néanmoins, la complexité de la structure ne nous permet pas dégager le fil conducteur de la co-conception d'antennes sur méta-substrat. Plusieurs phénomènes coexistent et leur interprétation demeure délicate. Néanmoins, une hypothèse peut être avancée concernant l'interaction entre la source rayonnante miniature avec une méta-surface électriquement très petite est susceptible de conduire à des phénomènes de couplage spécifiques dans la zone réactive. Une voie est alors ouverte sur des comportements singuliers utilisables comme nouveau modes ou concepts de fonctionnement.

Conclusion générale

Bilan

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse sont consacrés à l'utilisation d'hétérostructures complexes en couches minces principalement utilisées en contexte antenne aux fréquences UHF.

Dans le premier chapitre, une présentation générale des techniques de miniaturisation d'aériens a été effectuée. Il en ressort que la réduction de la taille d'un dispositif rayonnant entraîne systématiquement des conséquences sur le rayonnement et l'efficacité de l'aérien. La configuration d'antenne optimale sera celle utilisant pleinement l'espace alloué et limitant les fortes concentrations de courant sur les conducteurs pour minimiser les pertes ohmiques. L'examen des techniques de miniaturisation classiques a permis d'identifier les limitations physiques auxquelles chacune est soumise. Dès lors l'utilisation de nouveaux matériaux aux propriétés originales est devenue une solution à considérer.

Concernant les techniques innovantes de miniaturisation d'antennes imprimées, de nombreux auteurs ont prouvé l'intérêt d'utiliser des matériaux magnétiques, naturels ou artificiels. Ils permettent un facteur de miniaturisation équivalent à celui des diélectriques conventionnels sans réduire la bande passante. Cependant, les matériaux magnétiques pour applications radiofréquences sont peu nombreux et les pertes associées en limite l'exploitation.

Ce chapitre nous a permis d'identifier les limites des méthodes et matériaux présentés. Par conséquent, la piste à retenir pour atteindre des objectifs de réduction de taille s'est orientée vers les matériaux magnéto-diélectriques en couches minces.

Dans le deuxième chapitre, nous avons adressé la problématique d'optimisation de l'interaction onde/matière pour des applications radiofréquences lors d'utilisation de couches minces magnétiques anisotropes. L'accent a été mis sur le développement de modèles analytiques pour favoriser la compréhension des phénomènes physiques.

Les propriétés de conductivité des couches ont été introduites dans le calcul des paramètres constitutifs d'un empilement de couche minces magnéto-diélectrique. Nous avons quantifié et justifié l'origine d'une augmentation artificielle de la permittivité effective d'un empilement multicouches conductrices par une étude théorique. Le modèle développé a notamment mis en évidence que l'utilisation du matériau magnétique en couches minces ($e \leq 100$ nm) était à privilégier car elle

conduit à l'absence du phénomène de relaxation de l'aimantation. Cette condition est indispensable au maintien d'un fort niveau de perméabilité même en haute fréquence. Enfin, une illustration de l'effet de la dilution sur la perméabilité a mis en évidence l'intérêt à conserver une faible dilution.

Afin de profiter des propriétés singulières des matériaux de la microélectronique, une antenne microruban a été chargée par un substrat magnéto-diélectrique en couche mince. Notre choix de l'antenne microruban comme structure d'étude a été justifié par le besoin d'optimiser l'interaction entre le matériau et la répartition du champ électromagnétique au voisinage de l'antenne. Nous retenons de cette étude que la conductivité et l'épaisseur du matériau limitent le potentiel de miniaturisation.

Dans le troisième chapitre, nous avons réalisé une analyse de surfaces périodiques planaires multicouches réfléchissantes. Un cas concret d'application de ces méta-surfaces a été présenté. Nous avons proposé un concept novateur de miniaturisation de la taille de la cellule élémentaire de l'AMC par technique d'empilements multicouches magnéto-diélectriques conductrices. L'utilisation d'un empilement de couches simplement conductrices a permis l'obtention d'un réseau affichant une périodicité record. L'apport de couches possédant une perméabilité différente de l'unité a non seulement fourni un facteur de miniaturisation plus important mais aussi assuré le maintien de la largeur de la bande passante en impédance. Nous avons donc présenté une solution pour restaurer le comportement large bande, détérioré lors de la densification de conducteurs magnétiques artificiels

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la conception d'antennes imprimées sur AMC. Plaquer les antennes au dessus d'un AMC est une technique éprouvée pour augmenter la directivité, réduire le couplage entre antennes, limiter les ondes de surfaces ou réduire son encombrement volumique. Néanmoins, diminuer l'encombrement surfacique de l'antenne suggérait en amont une densification du réseau périodique de l'AMC. C'est pourquoi, appliquer ce type de méta-surface aux antennes a nécessité le développement d'une technique de miniaturisation d'AMCs. La conception d'antennes sur AMC requiert une attention particulière car l'antenne et l'AMC interagissent mutuellement sur leur comportement. Nous avons alors pu parler de co-conception ou conception conjointe. Un prototype d'antenne de taille réduite affichant une large bande passante et un diagramme de rayonnement unidirectionnel a été réalisé.

Perspectives

Les perspectives d'évolution à long terme concernent, pour une utilisation en substrat laminé, les propriétés intrinsèques du matériau, notamment la conductivité qui est un paramètre clé en contexte antenneaire.

Les deux axes de développement à privilégier pour les matériaux magnéto-diélectriques à forte perméabilité et faibles pertes aux fréquences UHF s'opposent. Premièrement, pour utiliser ce matériau comme substrat d'antenne sous forme laminée, la réduction de la conductivité des couches ferromagnétiques et antiferromagnétiques est indispensable. Les propriétés des matériaux constitutifs pourraient être modifiées, par exemple pour améliorer le taux de remplissage.

Deuxièmement, envisager l'utilisation du matériau comme élément rayonnant à forte perméabilité suggère l'augmentation de la conductivité des couches magnétiques pour réduire les pertes

ohmiques. L'exploitation du conducteur magnétique à des fins de rayonnement conduit à facteur de miniaturisation limité tout de même.

Une autre voie d'amélioration de l'interaction onde/matière apparaît avec la montée en fréquence de la résonance gyromagnétique. Si la plage d'utilisation du matériau venait à s'étendre aux fréquences EHF alors les structures de taille millimétrique bénéficieraient d'un meilleur taux de remplissage et d'un meilleur confinement des champs. Cela pourrait se traduire par un potentiel de miniaturisation nettement accru.

Les axes de recherche inexplorés concernant le matériau sous forme structurée sont multiples.

Des pistes immédiates de perfectionnement sont envisageables sur la conception des méta-surfaces AMC. En effet, le développement de couches minces magnéto-diélectriques structurées sur substrat silicium épais ($\geq 500 \mu\text{m}$) pouvant comporter plusieurs alternances F/AF/F semble une piste intéressante. De plus, ce procédé de la microélectronique pourrait être associé à l'empilement de plusieurs substrats siliciums fins ($\geq 100 \mu\text{m}$) comportant chacun déjà plusieurs alternances.

Enfin, la co-compétition d'antennes sur AMC nécessitent encore de nombreuses recherches. Leur développement suscite d'ores et déjà l'intérêt de la communauté scientifique. Cependant, la compréhension des phénomènes physiques demeure floue, même si les résultats sont prometteurs. L'approche théorique d'antenne sur réflecteur atteint ses limites dès lors que l'antenne est très proche de la méta-surface. Des phénomènes particuliers sont générés par cette interaction en zone réactive de l'antenne notamment lorsque l'on cherche à limiter la surface du méta-matériaux. Il convient d'approfondir l'analyse de ce type d'interaction afin d'optimiser les comportements originaux aperçus.

Annexe

Annexe A

Méthode de caractérisation expérimentale en rayonné d'un AMC

Concernant la caractérisation expérimentale, nous avons mis en place un banc de mesures pour déterminer le coefficient de réflexion des échantillons. La campagne de mesures s'appuie sur une méthode de comparaison par soustraction. La méthode par soustraction est basée sur une comparaison entre une valeur inconnue de la quantité à mesurer avec une valeur connue de la même quantité. En l'occurrence, il s'agit de comparer les coefficients de réflexion respectifs de l'échantillon avec celui d'une surface conductrice. Cette méthode a l'avantage d'être extrêmement sensible et permet la détection d'infimes variations. Les mesures peuvent être effectuées en monostatique, en d'autres termes un seul cornet est utilisé pour émettre et recevoir et notre intérêt porte seulement sur le coefficient de réflexion, malgré un niveau de bruit non négligeable.

Ces quantités sont reliées par l'expression suivante :

$$R(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{\Gamma_{DUT}}{\Gamma_G}\right) \quad (A.1)$$

où Γ_{DUT} et Γ_G représentent respectivement les coefficients de réflexion de l'échantillon et la surface conductrice prise comme référence.

Notre banc de mesure est installé en chambre anéchoïde, il comprend un cornet couvrant la gamme de fréquence 1-18 GHz et une structure de support en polypropylène composée d'un pied et d'une surface plane en regard du cornet. Une première mesure de référence est effectuée afin de prendre en compte toutes les réflexions indésirables, notamment sur le mât assurant le support de l'échantillon. Il s'agit d'une caractérisation électromagnétique du banc de mesure à vide qui sera déduite des mesures brutes.

Concernant le dispositif de mesure, il est important de veiller à s'affranchir de la diffraction possible sur les bords de l'échantillon de taille finie. Pour cela, nous insérons l'échantillon au sein d'un absorbant qui en recouvre partiellement les bords comme le montre la figure A.2 (b).

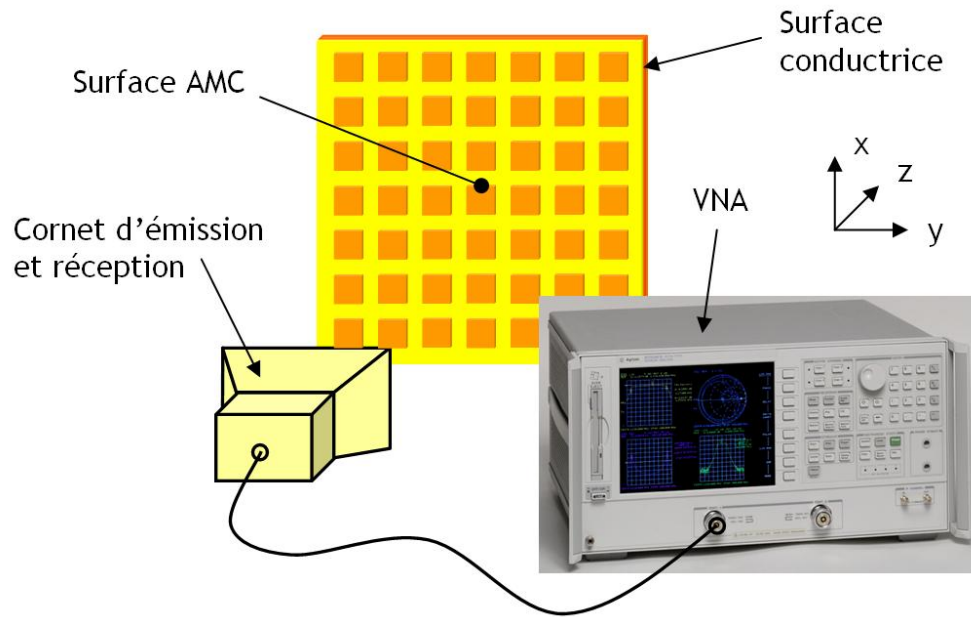


FIGURE A.1 – Schéma de principe du système de mesure.

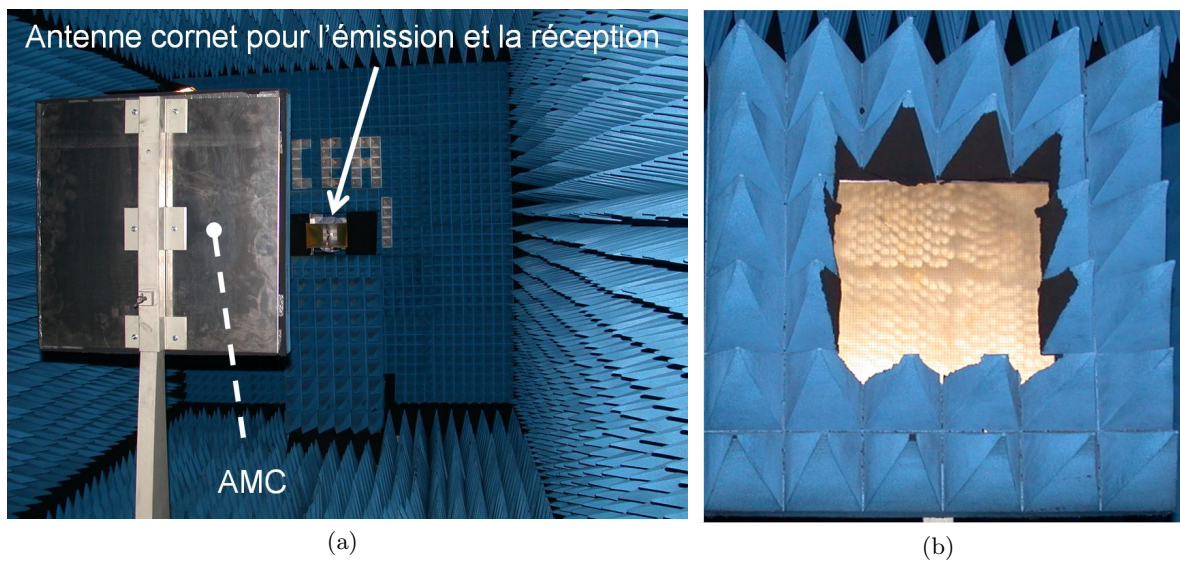


FIGURE A.2 – (a) Photo du dispositif sous test dans la chambre anéchoïde, (b) Echantillon de surface AMC à caractériser.

A noter que cette méthode n'est valide que pour des échantillons d'une taille au moins équivalente à la longueur d'onde dans le vide.

Annexe B

Méthode de caractérisation expérimentale en guide d'un AMC

La méthode précédemment développée n'a pas permis la caractérisation de surfaces AMC finies dont les dimensions sont inférieures à la longueur d'onde. C'est pourquoi nous nous sommes tourné vers une technique de caractérisation en guide rectangulaire. Cette technique a pour avantage d'être très simple à mettre en oeuvre mais elle comporte un inconvénient majeur, il s'agit les dimensions réduites de l'échantillon comme le montre la figure B.2 (b).

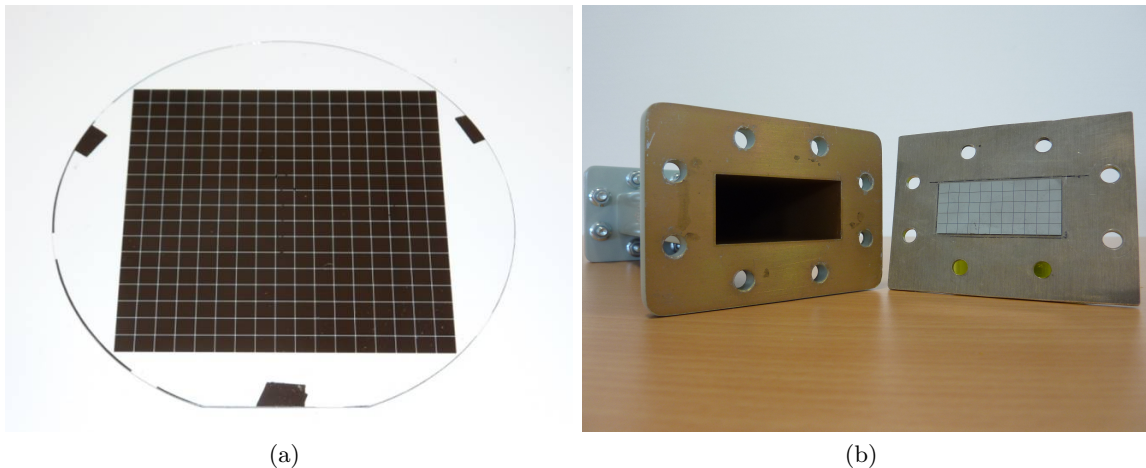


FIGURE B.1 – (a) Photo du matériau magnéto-diélectrique déposé sur wafer et structuré, (b) Photo du guide d'onde rectangulaire en présence de l'échantillon caractérisé.

Sont présentés sur la figure B.2 les coefficients de réflexion de deux échantillons identiques du matériau. La différence réside dans l'exploitation de la perméabilité ou non.

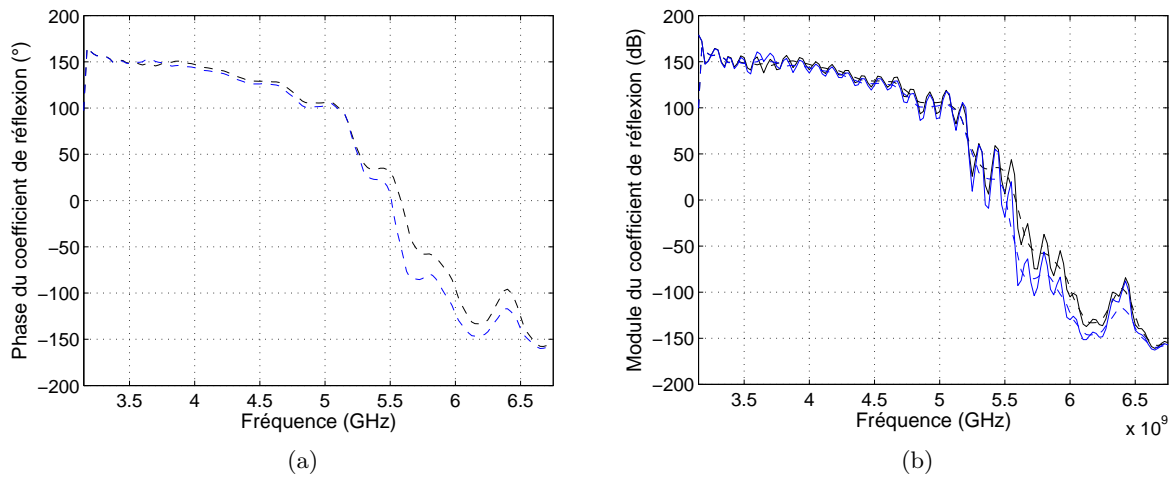


FIGURE B.2 – Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (a) après traitement, (b) mesure brute

Le seul résultat observable concerne un décalage de la fréquence de résonance de 1.3%. Cependant, nous signalons que le résultat obtenu diffère de celui attendu théoriquement. Le décalage fréquentiel de la résonance peut en partie s'expliquer par l'angle d'incidence de l'onde plane arrivant sur la surface à caractériser. En effet, le guide d'onde ne permet pas de générer une onde plane d'incidence normale en bout de ce dernier. Si le temps nous l'avait permis, il aurait été intéressant de chercher à évaluer analytiquement cet angle afin d'effectuer des comparaisons avec la simulation.

Annexe C

Publications de l'auteur

Brevets

1. “*Conducteur magnétique artificiel multicouches et antenne*”, Grange, François ; Delaveaud, Christophe ; Viala, Bernard , *brevet européen, en cours de dépôt*.
2. “*Élargissement de la bande passante d'une antenne microruban* ”, Grange, François ; Delaveaud, Christophe ; Viala, Bernard , *brevet européen, en cours de dépôt*

Articles dans des revues internationales avec comité de lecture

1. “*Analysis of artificial magnetic conductors with high permeability thin films*”, Grange, François ; Delaveaud, Christophe ; Mahdjoubi, Kouroch, à paraître dans *Special Issue of the Journal of Applied Physics A (Springer)*

Communications avec actes et comité de lecture

1. “*Modeling of Magnetic and Conductive Heterostructures for Computation of Microstrip Antenna Characteristics*”, Grange, Francois ; Delaveaud, Christophe ; Mahdjoubi, Kouroch ;, CD EuCAP 2010 4th European Conference on Antennas And Propagation Barcelona Spain 2010.
2. “*Investigation of magneto-dielectric thin fillms as substrate for high impedance surfaces*”, Grange, Francois ; Delaveaud, Christophe ; Mahdjoubi, Kouroch ; CD 2nd International Conference on Metamaterials, Photonic crystals and Plasmonics Cairo Egypt 2010.
3. “*Miniaturization of Artificial Magnetic Conductors*”, Grange, Francois ; Delaveaud, Christophe ; Mahdjoubi, Kouroch ; CD IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting Toronto Canada 2010.
4. “*Investigation of magneto-dielectric thin films as substrates for patch antennas*”, Grange, Francois ; Garello, Kevin ; Benevent, Evangeline ; Bories, Serge ; Viala, Bernard ; Delaveaud, Christophe ; Mahdjoubi, Kouroch ;, CD EuCAP 2009 3rd European Conference on Antennas And Propagation Berlin Allemagne 2009.

5. “*Modélisation analytique de paramètres radioélectriques effectifs d’un empilement magnéto diélectrique en couches minces*”, Grange, Francois ; Delaveaud, Christophe ; Mahdjoubi, Kouroch ;, Journée Nationales Mircroondes Grenoble 2009. France
6. “*Miniaturisation de composants RF grâce à un substrat magnéto-diélectrique à forte permittivité et forte perméabilité*”, Benevent, Evangeline ; Garelo, Kevin ; Grange, Francois ; Viala, Bernard, Journée Nationales Mircroondes Grenoble 2009. France
7. “*Hétérostructure magéto-diélectrique en couche mince combinant forte perméabilité et forte permittivité*”, Garelo, Kevin ; Benevent, Evangeline ; Grange, Francois ; Viala, Bernard, Journée Nationales Mircroondes Grenoble 2009. France

Table des figures

1.1	Définition de la sphère équivalente d'une antenne.	7
1.2	Cartographie du champ \vec{E} dans la cavité d'une antenne microruban.	8
1.3	PIFA avec court-circuit(a) plan, (b) languette.	9
1.4	PIFA avec (a) capacité verticale, (b) capacité horizontale.	10
1.5	Antenne à fente (a) demi-onde non débouchante, (b) quart d'onde débouchante.	10
1.6	Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical.	11
1.7	(a) Evolution de l'efficacité en fonction de la permittivité, (b) Antennes passives pour GPS (YAGEO).	12
1.8	Configuration de la PIFA chargée par un diélectrique à forte permittivité.	13
1.9	(a) Coefficient de réflexion, (b) Diagramme de gain plan E.	13
1.10	Tableau récapitulatif des performances atteintes.	14
1.11	Placement d'un fragment de matériau magnétique selon trois configurations : insertion autour de l'alimentation, insertion autour du court-circuit, insertion autour de l'alimentation et du court-circuit.	14
1.12	VSWR.	15
1.13	(a) Structure composite périodique alternant couches magnéto-diélectriques et diélectriques, (b) Antenne microruban sur substrat périodique.	17
1.14	(a) Coefficient de réflexion, (b) Diagramme de rayonnement sur substrat développé.	18
1.15	(a) Antenne réalisée avec excitation et éléments parasites dans le dispositif de mesure, (b) Coefficient de réflexion.	18
1.16	(a) Illustration schématique de la géométrie de l'antenne, (b) Coefficient de réflexion.	19
1.17	(a) Géométrie de l'antenne PIFA méandrée, (b) Vue en coupe de l'ensemble antenne sur substrat.	20
1.18	(a) Géométrie de l'antenne microruban chargée par CSRR, (b) Coefficient de réflexion.	21
1.19	(a) Vue en coupe schématique de l'antenne patch modélisée, (b) Coefficient de réflexion de l'antenne sur différents substrats.	22
1.20	(a) Photo de l'antenne patch réalisée, (b) Coefficient de réflexion de l'antenne sur différents substrats.	23
1.21	(a) Illustration de la configuration de l'antenne (b) Coefficient de réflexion calculé pour différents substrats.	24
1.22	Géométrie de l'antenne microruban réalisée sur un substrat partiel d'une couche et 3 colonnes de matériau magnétique artificiel.	25
1.23	Coefficient de réflexion [42].	26

1.24	Fabrication de l'antenne microruban sur substrat RIS (a) Silicate de magnesium et blocs de titanate de calcium de magnesium métallisés et imprimés (b) Antenne assemblée.	27
1.25	(a) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (b) Diagramme de rayonnement.	27
1.26	(a) Antenne dipolaire sur HIS (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	28
1.27	Réseau de spins dans un matériau antiferromagnétique.	33
1.28	Classification des matériaux magnétiques doux.	34
1.29	Représentation schématique de l'origine des domaines à partir de l'illustration du phénomène de pôles magnétiques [60].	35
1.30	Représentations schématiques de différentes répartitions en domaines.	35
1.31	Transition entre deux domaines à 180 ° à travers une paroi de Bloch.	35
1.32	Courbes d'aimantation d'une couche ferromagnétique uniaxiale : comportements selon l'axe facile (EA) et selon l'axe difficile (HA).	36
1.33	(a) Split Ring Resonator (b) allure caractéristique de la réponse d'un motif SRR.	41
1.34	Cliché MEB d'un empilement FeCo/NiMn/FeCo.	42
1.35	Perméabilité complexe mesurée d'un empilement FeCo/NiMn/FeCo.	43
1.36	Spectres de permeabilité théorique avec prise en compte des courants de Foucault pour des empilements FeCo/NiMn/FeCo d'épaisseur totale de 100 nm et 1 μ m.	44
1.37	(a) Dipôle planaire plaqué sur un plan de masse (b) Dipôle planaire à $\lambda/4$ d'un plan de masse.	45
1.38	Fil parcouru par un courant sur des surfaces PEC et PMC.	46
1.39	Configuration des champs.	46
1.40	(a) Vue en coupe d'un « champ de champignons »(b) Vue de dessus d'un « champ de champignons ».	47
1.41	(a) Surface périodique de type capacitif (b) surface périodique de type inductif.	48
1.42	(a) Schéma du motif métallique UC-PBG sur substrat diélectrique, (b) cellule unitaire.	49
1.43	(a) Exemples de motifs élémentaires (b) phases des coefficients de réflexion respectives.	49
1.44	Schémas de surfaces SHI/AMC : a. Mushroom-like EBG, b. UC-EBG, c. first-order Peano curve, et d. second-order Hilbert curve.	50
1.45	(a) Cellule unitaire d'AMC basé sur la croix de Jerusalem (b) réponse fréquentielle pour la structure PBG compacte uniplanaire.	50
1.46	(a) Géométrie de l'antenne double couche sur EBG (b) coefficient de réflexion et diagramme de gain.	51
1.47	Illustration de la réduction des ondes de surface (a) plan de masse (b) matériau à bande interdite.	52
1.48	Illustration de la réduction du couplage entre deux patches adjacents (a) photo du dispositif (b) coefficients de réflexion et de transmission.	53

1.49 (a) Dispositif de mesure de diagramme de rayonnement, en chambre anéchoïde, d'un monopole sur un réseau EBG 4x4 motifs sur plaque d'aluminium de 1 m^2 (b) évolution du gain mesuré en fonction de la fréquence pour une antenne/EBG sur un large plan métallique.	53
2.1 Modèle d'empilement bicouche.	57
2.2 Lampe d'épaisseur d contenant un empilement de deux couches.	58
2.3 Vue en coupe du guide parallèle.	61
2.4 Evolution du spectre de perméabilité en fonction de la fréquence.	61
2.5 Evolution de la partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence.	62
2.6 Evolution de la tangente de pertes diélectriques en fonction de la fréquence.	62
2.7 Vue en coupe du guide parallèle	63
2.8 Evolution de la partie réelle de la perméabilité en fonction de la fréquence	63
2.9 Evolution de la partie imaginaire de la perméabilité en fonction de la fréquence	64
2.10 Evolution de la partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence	64
2.11 (a) Permittivité effective en fonction de l'épaisseur, (b) Représentation schématique de l'empilement	65
2.12 Evolution de ϵ_r en fonction de la fréquence : (a) fortement dilué, (b) faiblement dilué	66
2.13 Evolution de $\tan \delta_r$ en fonction de la fréquence : (a) fortement dilué, (b) faiblement dilué	66
2.14 Evolution de la permittivité effective en fonction de l'épaisseur	67
2.15 Vue en coupe de l'empilement : (a) fortement dilué, (b) faiblement dilué	68
2.16 Illustration de l'impact de la dilution	68
2.17 Représentation schématique d'une ligne et des champs \vec{E} et \vec{H} associés (a) CPW, (b) MS.	70
2.18 Structure de la ligne coplanaire chargée avec le film magnéto-diélectrique sur substrat silicium oxydé.	72
2.19 Evolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence (a) Constante d'atténuation α , (b) Constante de phase β	73
2.20 Schéma des différentes configurations de la ligne MS (a) supérieur, (b) inférieur, (c) supérieur et inférieur.	74
2.21 Evolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence (a) Constante d'atténuation α , (b) Constante de phase β	74
2.22 Evolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence (a) Constante d'atténuation α , (b) Constante de phase β	75
2.23 Evolution de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence (a) $W = 500\mu m$, (b) $W = 250\mu m$	75
2.24 (a) Représentation schématique de l'allure des champs pour l'antenne microruban, (b) Configuration des champs appropriée pour la couche magnétique uniaxiale anisotropique	78
2.25 schéma illustrant le facteur limitant lié à la taille numérique du problème à résoudre	79
2.26 schéma représentatif des dimensions d'un cas concret de modélisation numérique .	79

2.27	(a) Schéma de l'antenne microruban imprimée, (b) Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence	80
2.28	Evolution du potentiel de miniaturisation en fonction de l'épaisseur de la couche magnétique pour $h = 2$ mm.	81
2.29	Evolution de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la couche magnétique pour $h = 2$ mm.	82
2.30	Géométrie de l'antenne microruban carrée	83
2.31	Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat	84
2.32	Distribution surfacique des courants sur la moitié de l'élément rayonnant (face supérieure à gauche et face inférieure à droite)	85
2.33	(a) Schéma du dispositif modélisé, (b) Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence	86
2.34	Partie réelle de l'impédance en fonction de la fréquence et de la conductivité	87
2.35	Epaisseur de peau en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de conductivité avec $\mu = 200$	88
2.36	Efficacité de rayonnement en fonction du type de matériau	89
2.37	Abaque d'efficacité pour différentes géométries et matériaux	91
2.38	(a) Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la conductivité pour $H = 300 \mu\text{m}$ à $f = 1$ GHz, (b) Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction du rapport e/δ pour $H = 300 \mu\text{m}$ à $f = 1$ GHz	91
2.39	(a) Photo du prototype d'antenne microruban incorporant un empilement de matériau magnéto diélectrique, (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	94
2.40	Evolution des diagrammes de gain mesurés (plan H) en fonction des empilements	94
2.41	Evolution des diagrammes de gain (plan E) en fonction des empilements	95
2.42	Antenne microruban réalisée pour la caractérisation expérimentale	96
2.43	Impédance d'entrée mesurée	97
2.44	Gain intrinsèque mesuré	97
2.45	Schéma d'interprétation des phénomènes observés	99
2.46	Evolution de l'impédance de l'antenne (partie réelle en haut, imaginaire en bas) en fonction de la fréquence	99
2.47	description des configurations d'empilements de matériaux pour les tests	100
2.48	évolution de l'impédance d'entrée	100
2.49	(a) Vue en coupe de l'antenne microruban , (b) Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence	102
2.50	(a) Vue en coupe de l'antenne microruban , (b) Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence	102
2.51	(a) Vue en coupe de l'antenne microruban , (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	105
2.52	Schéma des différentes configurations d'antenne (a) Classique monomode, (b) Dualmode avec variation géométrique, (c) Dualmode avec variation radioélectrique	106

2.53	(a) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence , (b) Evolution l'impédance complexe d'entrée en fonction de la fréquence	106
2.54	(a) Photo du dispositif de mesure d'efficacité en sphère (b) Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence	107
2.55	(a) Schéma représentatif des différents plans de coupe, Diagrammes de gain intrinsèque (b) P1, (c) P2, (d) P3	108
2.56	Evolution de l'angle alpha en fonction de la fréquence	109
3.1	(a) Impédance de surface normalisée par rapport à l'impédance d'onde du vide ($\eta_S = \frac{Z_S}{\eta_0}$, (b) Phase du coefficient de réflexion	113
3.2	Schéma structurel de la surface AMC	114
3.3	Schéma électrique équivalent	115
3.4	Schéma électrique équivalent	116
3.5	(a) Cellule unitaire, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	118
3.6	Schéma électrique équivalent pour un empilement multicouches.	122
3.7	Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (a) Phase, (b) Module.	123
3.8	(a) Dimensions de la cellule unitaire et vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	124
3.9	(a) Dimensions de la cellule unitaire et vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	125
3.10	Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de n.	126
3.11	(a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	127
3.12	(a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion.	128
3.13	(a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	130
3.14	(a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	131
3.15	(a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	132
3.16	(a) Vue en coupe de la structure, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	133
3.17	(a) Spectre de perméabilité, (b) Empilement magnéto-diélectrique, (c) Spectre de perméabilité effective.	134
3.18	(a) Schéma de la cellule élémentaire, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	134
3.19	(a) Schéma de la cellule élémentaire, (b) Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	135
3.20	Vue en coupe de la structure (a) couches conductrices (b) couches conductrices et magnétiques.	136

3.21	Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un empilement multicouches magnétiques : (a) phase, (b) module.	137
3.22	(a) Schéma du dispositif modélisé, (b) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un plan réflecteur de conductivité infinie.	140
3.23	Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour un plan réflecteur de conductivité infinie (a) allure générale (b) zoom sur la fréquence de résonance.	141
3.24	Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour un plan réflecteur de conductivité infinie (a) allure générale (b) zoom sur la fréquence de résonance.	142
3.25	Evolution des efficacités en fonction de la fréquence.	142
3.26	(a) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) Evolution de l'efficacité totale en fonction de la fréquence.	143
3.27	(a) Schéma du dipôle conçu sur AMC dont le plan de masse est de taille supérieure, (b) Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes longueur de dipôle.	144
3.28	Evolution de la directivité en fonction de la fréquence (a) dipôle sur substrat diélectrique au dessus d'un plan de masse, (b) dipôle sur AMC.	145
3.29	(a) Schéma du dipôle conçu sur AMC, (b) Evolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes tailles d'AMC.	146
3.30	(a) Schéma du dipôle conçu sur AMC, (b) Evolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes longueur de dipôle.	146
3.31	(a) Evolution de la phase du coefficient de réflexion de l'AMC en fonction de la fréquence, (b) Evolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne+AMC en fonction de la fréquence pour différentes longueur de dipôle.	147
3.32	(a) Schéma du dipole conçu sur AMC, (b) Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de n.	148
3.33	Evolution des coefficients de réflexion en fonction de la fréquence (a) structure AMC, (b) dipôle.	148
3.34	Photo du dipôle co-conçu sur AMC	150
3.35	Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence	150
3.36	Evolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence	151
3.37	(a) Photo du dispositif de mesure d'efficacité en sphère, (b) Evolution de l'efficacité en fonction de la fréquence	152
3.38	Diagrammes de gain total (a) Plan E, (b) Plan H	152
A.1	Schéma de principe du système de mesure.	162
A.2	(a) Photo du dispositif sous test dans la chambre anéchoïde, (b) Echantillon de surface AMC à caractériser.	162
B.1	(a) Photo du matériau magnéto-diélectrique déposé sur wafer et structuré, (b) Photo du guide d'onde rectangulaire en présence de l'échantillon caractérisé.	163

B.2 Evolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (a) après traitement, (b) mesure brute	164
--	-----

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques de la bande passante.	20
1.2	Paramètres de l'antenne mesurée.	23
1.3	Paramètres de l'antenne mesurée.	26
1.4	Quelques valeurs de susceptibilité.	32
2.1	Miniaturisation potentielle de lignes coplanaires par ajout du matériau magnéto-diélectrique avec permittivité et perméabilité ajustables.	73
2.2	Tableau récapitulatif des valeurs de miniaturisation potentielle	76
2.3	Dimensions classiques d'aériens en fonction de la fréquence de fonctionnement	77
2.4	Détail des caractéristiques des matériaux utilisés et résultats	86
2.5	Paramètres de l'antenne mesurée	95
3.1	Evolution du comportement en fonction du nombre de couches	127
3.2	Caractéristiques de structures AMCs avec couche mince magnéto-conductrice	137
3.3	Tableau récapitulatif des dimensions de l'AMC	149

Bibliographie

- [1] H. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [2] O. Staub, J.-F. Zurcher, A. Skrivervik, and J. Mosig, "Pcs antenna design : the challenge of miniaturisation," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE*, vol. 1, 11-16 July 1999, pp. 548–551vol.1.
- [3] A. Skrivervik, J.-F. Zurcher, O. Staub, and J. Mosig, "Pcs antenna design : the challenge of miniaturization," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, no. 4, pp. 12–27, Aug 2001.
- [4] L. J. Chu, "Physical Limitation of Omni-Directional Antennas," *Journal of Applied Physics*, vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.
- [5] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation q of electrically small antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 5, pp. 672–, May 1996.
- [6] Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, J. Wiley, Ed. John Wiley, 2005.
- [7] "Ieee standard definitions of terms for antennas." *IEEE Std 145-1993*, p. i, 1993.
- [8] H. Wheeler, "The radiansphere around a small antenna," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325 –1331, aug. 1959.
- [9] D. Pozar, "New results for minimum q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, March 2009, pp. 1993–1996.
- [10] K. Hirasawa and M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, A. House, Ed. Artech House, 1992.
- [11] R. Chair, K. F. Lee, and L. K. M., "Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, pp. 101–103, 1999.
- [12] M.-C. Huynh and W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-f antenna (pifa) performance," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 150, no. 4, pp. 209–213, Aug. 2003.
- [13] R. Waterhouse, S. Targonski, and D. Kokotoff, "Design and performance of small printed antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1629–1633, Nov 1998.

- [14] R. Waterhouse, "Small microstrip patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 8, pp. 604–605, 13 Apr 1995.
- [15] R. Garg, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001.
- [16] K. Carver and J. Mink, "Microstrip antenna technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 2 – 24, jan 1981.
- [17] Y. Wang, W. Koh, J. Tan, P. Teo, P. Yeo, and C. Lee, "A compact and broadband microstrip patch antenna," in *Radio and Wireless Conference, 2001. RAWCON 2001. IEEE*, 2001, pp. 219–222.
- [18] K.-L. Wong and K.-P. Yang, "Modified planar inverted f antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 7–8, Jan 1998.
- [19] C. Rowell and R. Murch, "A capacitively loaded pifa for compact mobile telephone handsets," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, May 1997.
- [20] P. Ciaisi, R. Staraj, G. Kossiavas, and C. Luxey, "Design of an internal quad-band antenna for mobile phones," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, no. 4, pp. 148–150, April 2004.
- [21] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 142, no. 3, pp. 225–232, Jun 1995.
- [22] K. Luk, X. Guo, K. Lee, and Y. Chow, "L-probe proximity fed u-slot patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1806–1807, Sep 1998.
- [23] R. Azadegan and K. Sarabandi, "A novel approach for miniaturization of slot antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 421–429, March 2003.
- [24] K. Sarabandi and R. Azadegan, "Design of an efficient miniaturized uhf planar antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 6, pp. 1270–1276, June 2003.
- [25] D. Valderas, J. Meléndez, and I. Sancho, "Some design criteria for uwb planar monopole antennas : Application to a slotted rectangular monopole," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, pp. 6–11, 2005.
- [26] J. George, M. Deepukumar, C. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair, "New compact microstrip antenna," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 508–509, Mar 1996.
- [27] J. George, C. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair, "Analysis of a new compact microstrip antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1717, Nov 1998.
- [28] K. Luk, R. Chair, and K. Lee, "Small rectangular patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 2366–2367, Dec 1998.
- [29] B. Kramer, M. Lee, C.-C. Chen, and J. Volakis, "Design and performance of an ultrawide-band ceramic-loaded slot spiral," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 7, pp. 2193 – 2199, july 2005.
- [30] K. Sarabandi, R. Azadegan, H. Mosallaei, and J. Harvey, "Antenna miniaturization techniques for applications in compact wireless transceivers," in *URSI-GA*, 2002.

- [31] J. Colburn and Y. Rahmat-Samii, "Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 12, pp. 1785–1794, Dec 1999.
- [32] I. S. Ghosh, A. Hilgers, T. Schlenker, and R. Porath, "Ceramic microwave antennas for mobile applications," *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 21, no. 15, pp. 2621–2628, 2001. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TX0-44B4X5T-8/2/861658d15491d02bb558e4776ed9801d>
- [33] Y. Hwang, Y. Zhang, T. Lo, K. Luk, and E. Yung, "Miniaturization on planar antennas with very high permittivity materials," vol. 1, Dec 1997, pp. 217–220 vol.1.
- [34] Y. Kawano, S. Hayashida, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A study on miniaturization of 900 mhz and 2 ghz band antennas utilizing magnetic material," vol. 3B, July 2005, pp. 347–350 vol. 3B.
- [35] Y. Kawano, S. Bae, Y. Koyanagi, and H. Morishita, "A study on miniaturization of a handset antenna utilizing magnetic materials," March 2005, pp. 129–132.
- [36] S.-S. Zhong and J.-H. Cui, "Compact circularly polarized microstrip antenna with magnetic substrate," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol. 1, pp. 793–796 vol.1, 2002.
- [37] Y. Liu, Y. Wang, and R. Yang, "Research on rectangular patch antenna with magnetic substrate," *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol. 5, pp. 4 pp.–, Dec. 2005.
- [38] R. Hansen and M. Burke, "Antennas with magneto-dielectrics," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 75–78, 2000.
- [39] P. Ikonen, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, and S. A. Tretyakov, "Magnetodielectric substrates in antenna miniaturization : Potential and limitations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3391–3399, Nov. 2006.
- [40] K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarabandi, "A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 135–146, Jan. 2006.
- [41] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Engineered meta-substrate for antenna miniaturization," *Ann Arbor*, vol. 1001, pp. 48 109–2122, 2004.
- [42] M. Ermutlu, C. Simovski, M. Karkainen, P. Ikonen, A. Sochava, and S. Tretyakov, "Patch antennas with new artificial magnetic layers," *Arxiv preprint physics/0504075*, 2005.
- [43] C. K. M. I. P. T. S. S. A. Ermutlu, M.E. ; Simovski, "Miniaturization of patch antennas with new artificial magnetic layers," *Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*, pp. 87–90, 7-9 March 2005.
- [44] K. Buerkle, A. ; Sarabandi, "A wide-band, circularly polarized, magnetodielectric resonator antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 11, pp. 3436–3442, Nov. 2005.

- [45] S. Bae and Y. Mano, "A small meander vhf & uhf antenna by magneto-dielectric materials," in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol. 4, Dec. 2005, pp. 3 pp.–.
- [46] K.-S. Min and T. V. Hong, "Miniaturization of antenna using magneto-dielectric materials," in *Communications, 2006. APCC '06. Asia-Pacific Conference on*, Aug. 2006, pp. 1–5.
- [47] S. Rytov, "Electromagnetic properties of a finely stratified medium," *Soviet Physics JETP*, vol. 2, no. 3, p. 466, may 1956.
- [48] M. Karkkainen and P. Ikonen, "Patch antenna with stacked split-ring resonators as artificial magneto-dielectric substrate," *Microwave Opt. Technol. Lett*, vol. 46, no. 6, pp. 554–556, 2005. [Online]. Available : <http://www3.interscience.wiley.com/cgi-bin/fulltext/110575022/PDFSTART>
- [49] M. Karkkainen, M. Ermutlu, S. Maslovski, P. Ikonen, and S. Tretyakov, "Numerical simulations of patch antennas with stacked split-ring resonators as artificial magnetic substrates," in *Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*, March 2005, pp. 395–398.
- [50] P. Ikonen, S. Maslovski, and S. Tretyakov, "On artificial magneto-dielectric substrates with microstrip antennas : The role of frequency dispersion," *Re*, vol. 5, p. 10. [Online]. Available : [http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BCDP.6\(0052\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BCDP.6(0052).pdf)
- [51] H. Iizuka and P. Hall, "Left-handed dipole antennas and their implementations," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 5, pp. 1246 –1253, may. 2007.
- [52] M.-F. Wu, F.-Y. Meng, Q. Wu, J. Wu, and L.-W. Li, "Miniaturization of a patch antenna with dispersive double negative medium substrates," vol. 1, Dec. 2005, pp. 4 pp.–.
- [53] C. Simovski, A. Sochava, and S. Tretyakov, "New compact and wide-band high-impedance surface," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 1, June 2004, pp. 297–300 Vol.1.
- [54] A. Thior, A. Lepage, and X. Begaud, "Low profile, directive and ultra wideband antenna on a high impedance surface," mar. 2009, pp. 3222 –3226.
- [55] E. Du Tremolet De Lacheisserie, *Magnétisme. Tome 1, Fondements*, E. Sciences, Ed. Edp Sciences, 1999.
- [56] S. Couderc, "Etude de matériaux ferromagnétiques doux à forte aimantation et à résistivité élevée pour les radio-fréquences," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2006.
- [57] L. Néel, "Propriétés magnétiques des ferrites. ferrimagnétisme et antiferromagnétisme," in *Annales de l'institut Fourier*. Numdam, 1949.
- [58] J. Degauque, "Magnétisme et matériaux magnétiques : introduction," *JOURNAL DE PHYSIQUE IV*, vol. 2, pp. 1–13, 1992.
- [59] A. Aharoni, "Demagnetizing factors for rectangular ferromagnetic prisms," *Journal of Applied Physics*, vol. 83, pp. 3432–3434, Mar. 1998.
- [60] E. Deleporte, "Magnétisme, physique du solide," cours ENS cachan 2005/2006.
- [61] C. Kittel, *Physique de l'état solide*, Dunod, Ed. Dunod, 1998.

- [62] T. L. Gilbert, "A lagrangian formulation of the gyromagnetic equation of the magnetization field," *Phys. Rev.*, vol. 100, pp. pp. 1243–1255, 1955.
- [63] J. Michel, "Lignes coplanaires ferromagnétiques sur silicium pour applications micro-ondes," Master's thesis, Université Joseph Fourier de Grenoble, 2006.
- [64] B. Viala, A. Royet, R. Cuchet, M. Aid, P. Gaud, O. Valls, M. Ledieu, and O. Acher, "Rf planar ferromagnetic inductors on silicon," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 4, pp. 1999–2001, July 2004.
- [65] D. Rogers, S. Wang, D. Laughlin, and M. Kryder, "Microstructural investigations of fen and fealn thin films for recording head applications," in *Magnetics Conference, 1992. Digests of Intermag '92., International*, Apr 1992, pp. 135–135.
- [66] D. Pozar and V. Sanchez, "Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate," *Electronics Letters*, vol. 24, no. 12, pp. 729–731, Jun 1988.
- [67] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, Nov 1999.
- [68] R. Ziolkowski, "Applications of metamaterials to realize efficient electrically small antennas," in *Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*, 7-9 March 2005, pp. 7–10.
- [69] K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarabandi, "Embedded-circuit magnetic metamaterial substrate performance for patch antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 2, 20-25 June 2004, pp. 1415–1418Vol.2.
- [70] G. Eleftheriades, "Negative-refractive-index metamaterials using loaded transmission lines and enabling rf devices," in *Semiconductor Device Research Symposium, 2003 International*, 10-12 Dec. 2003, pp. 528–529.
- [71] H. Li, Y. Qin, Z. Wei, H. Chen, Y. Zhang, L. Zhou, and C. T. Chan, "Directive metamaterial antenna using high impedance surface," in *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2004. ICMMT 4th International Conference on, Proceedings*, 18-21 Aug. 2004, pp. 480–482.
- [72] A. Erentok and R. Ziolkowski, "Hfss modeling of a dipole antenna enclosed in an epsilon-negative (eng) metamaterial shell," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol. 3B, 3-8 July 2005, pp. 22–25vol.3B.
- [73] Y. Hao, Y. Zhao, Y. J. Lee, and I. J. Youngs, "Electrically small antennas with dielectric, magneto-dielectric and metamaterial loading," in *Antennas and Propagation Conference, 2007. LAPC 2007. Loughborough*, 2-3 April 2007, pp. 57–62.
- [74] Z.-b. Weng, N.-b. Wang, and Y.-c. Jiao, "Study on high gain patch antenna with metamaterial cover," in *Antennas, Propagation & EM Theory, 2006. ISAPE '06. 7th International Symposium on*, Oct. 2006, pp. 1–2.
- [75] B. Viala, G. Visentin, and P. Gaud, "Af-biased cofe multilayer films with fmr frequency at 5 ghz and beyond," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 4, pp. 1996–1998, July 2004.

- [76] Y. Lamy and B. Viala, "Combination of ultimate magnetization and ultrahigh uniaxial anisotropy in coe exchange-coupled multilayers," *Journal of Applied Physics*, vol. 97, p. 10F910, 2005.
- [77] A. Berthault, E. Durbin, and J. Russat, "Perméabilité intrinsèque et extrinsèque de couches minces ferromagnétiques et de multicouches ferromagnétique-isolant en fonction de la fréquence : comparaison expérience - modèle," *JOURNAL DE PHYSIQUE IV*, vol. 2, pp. C3-229, 1992.
- [78] 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, no. 10, pp. 2704-2712, Oct. 2003.
- [79] F. Yang, A. Aminian, and Y. Rahmat-Samii, "A novel surface-wave antenna design using a thin periodically loaded ground plane," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, pp. 240-245, 2005.
- [80] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov 1999.
- [81] C. Simovski, P. de Maagt, and I. Melchakova, "High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 3, pp. 908 - 914, march 2005.
- [82] A. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, and J. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 209-215, Jan. 2005.
- [83] F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A novel tem waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (uc-pbg) structure," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2092 -2098, nov 1999.
- [84] —, "A uniplanar compact photonic-bandgap (uc-pbg) structure and its applications for microwave circuit," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 8, pp. 1509 -1514, aug 1999.
- [85] R. Coccioli, F.-R. Yang, K.-P. Ma, and T. Itoh, "Aperture-coupled patch antenna on uc-pbg substrate," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2123-2130, Nov 1999.
- [86] F. Costa, S. Genovesi, and A. Monorchio, "On the bandwidth of printed frequency selective surfaces for designing high impedance surfaces," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, June 2009, pp. 1-4.
- [87] J. R. Sohn, K. Y. Kim, and H.-S. Tae, "Comparative study on various artificial magnetic conductors for low-profile antenna," in *Progress In Electromagnetics Research*, 2006.
- [88] J. McVay, N. Engheta, and A. Hoorfar, "High impedance metamaterial surfaces using hilbert-curve inclusions," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, no. 3, pp. 130 - 132, march 2004.

- [89] M. Hosseini and M. Hakkak, "Characteristics estimation for jerusalem cross-based artificial magnetic conductors," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 58–61, 2008.
- [90] D. Kern, D. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, and M. Wilhelm, "The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 8–17, Jan. 2005.
- [91] D. Qu, L. Shafai, and A. Foroozesh, "Improving microstrip patch antenna performance using ebg substrates," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 153, no. 6, pp. 558–563, Dec. 2006.
- [92] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (ebg) structures : a low mutual coupling design for array applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2936 – 2946, oct. 2003.
- [93] R. Gonzalo, P. De Maagt, and M. Sorolla, "Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2131 –2138, nov 1999.
- [94] S. A. Tretyakov and S. I. Maslovski, "Thin absorbing structure for all incidence angles based on the use of a high-impedance surface," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, pp. 175–178, 2003.
- [95] R. Langley, "Antennas combined with high impedance bandgap surfaces," mar. 2009, pp. 2602 –2606.
- [96] HFSS, "Ansoft corporation," 2007.
- [97] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 4, pp. 377 –382, nov. 1970.
- [98] W. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33 – 36, jan. 1974.
- [99] E. van de Riet and F. Roozeboom, "Ferromagnetic resonance and eddy currents in high-permeable thin films," *J. Appl. Phys.*, vol. 81, no. 1,, 1 January 1997.
- [100] A. R. V. Hippel, *Dielectrics and Waves*. John Wiley & Son, 1954.
- [101] E. Bènevent, K. Garelo, F. Grange, and B. Viala, "Miniaturisation de composants rf grâce à un substrat magnéto-diélectrique à forte permittivité et forte perméabilité," in *16èmes Journées Nationales Microondes*, 2009.
- [102] W. Heinrich, "Quasi-tem description of mmic coplanar lines including conductor-loss effects," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 1, pp. 45 –52, jan 1993.
- [103] C. Wen, "Coplanar waveguide, a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications," in *Microwave Symposium Digest, G-MTT International*, vol. 69, no. 1, may 1969, pp. 110 – 115.
- [104] A. Verma and Z. rostamy, "Resonant frequency of uncovered and covered rectangular microstrip patch using modified wolff model," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 1, pp. 109–116, Jan 1993.

- [105] G. Kossiavias, R. Papiernik A.and Staraj, and C. Luxey, “Antennes imprimées - techniques et domaines d’applications,” *Techniques de l’ingénieur*, vol. 10, p. 100, 2007.
- [106] C. Niamien, S. Collardey, and K. Mahdjoubi, “Printed antennas over lossy magneto-dielectric substrates,” in *4th European Conference on Antennas and Propagation, 2010. EuCAP 2010.*, 2010.
- [107] J. R. James, C. S. Hall, and C. Wood, *Microstrip antenna theory*, I. E. W. Series, Ed. Inspec/Iee, 1981.
- [108] P. Haskins and J. Dahele, “Capacitive coupling to patch antenna by means of modified coaxial connectors,” *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 34, 1998.
- [109] A. Yaghjian and S. Best, “Impedance, bandwidth, and q of antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, April 2005.
- [110] J. Kraus, *Antennas*. McGraw-Hill New York, 1950.
- [111] H. Schantz, “Radiation efficiency of uwb antennas,” *2002 IEEE Conference on Ultra Wide-band Systems and Technologies, 2002. Digest of Papers.*, pp. 351–355, 2002.
- [112] E. Chang, S. Long, and W. Richards, “An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 6, pp. 767 – 772, jun. 1986.
- [113] A. Verma and Nasimuddin, “Resonance frequency and bandwidth of rectangular microstrip antenna on thick substrate,” *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, no. 2, pp. 60 –62, feb. 2002.
- [114] Z. N. Chen, “Experimental investigation of impedance characteristics of patch antennas with finite-size substrates,” *Microwave Opt Technol*, vol. 25, pp. 107–111, 1999.
- [115] D. Pozar, “Considerations for millimeter wave printed antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 5, pp. 740 – 747, sep. 1983.
- [116] L. P. C. B. C. S. J. Anguera, J.; Boada, “Stacked h-shaped microstrip patch antenna,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 4, pp. 983–993, April 2004.
- [117] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 9, pp. 2403–2414, Sept. 2004.
- [118] H. Schantz, “Measurement of uwb antenna efficiency,” *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd*, vol. 2, pp. 1189–1191 vol.2, 2001.
- [119] G. Goussetis, Y. Guo, A. Feresidis, and J. Vardaxoglou, “Miniaturised and multiband artificial magnetic conductors and electromagnetic band gap surfaces,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 1, June 2004, pp. 293–296 Vol.1.
- [120] J. Vardaxoglou, G. Goussetis, and A. Feresidis, “Miniaturisation schemes for metallodielectric electromagnetic bandgap structures,” *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 1, no. 1, pp. 234–239, February 2007.
- [121] H. Liu, K. Ford, and R. Langley, “Miniaturised artificial magnetic conductor design using lumped reactive components,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 6, pp. 294–295, 12 2009.

- [122] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the ebg ground plane for low profile wire antenna applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, Oct. 2003.
- [123] N. Altunyurt, M. Swaminathan, R. Pulugurtha, and V. Nair, "Analysis on the miniaturization of reactive impedance surfaces with magneto-dielectrics," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE*, jun. 2009, pp. 1–4.
- [124] R. Diaz, "Magnetic loading of artificial magnetic conductors for bandwidth enhancement," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 2, June 2003, pp. 431–434 vol.2.
- [125] S. Barbagallo, A. Monorchio, and G. Manara, "Small periodicity fss screens with enhanced bandwidth performance," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 7, pp. 382–384, March 2006.
- [126] —, "Frequency selective surfaces with reduced periodicity and enhanced bandwidth performance," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, July 2006, pp. 4187–4190.
- [127] O. Folayan and R. Langley, "Wideband reduced size electromagnetic bandgap structure," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 20, pp. 1099–1100, Sept. 2005.
- [128] S. Tretyakov and C. Simovski, "Dynamic model of artificial reactive impedance surfaces," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 17, pp. 131–145, 2003.
- [129] M. Samani and R. Safian, "On bandwidth limitation and operating frequency in artificial magnetic conductors," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 228–231, 2010.
- [130] A. Feresidis, G. Apostolopoulos, N. Serfas, and J. Vardaxoglou, "Closely coupled metallodielectric electromagnetic band-gap structures formed by double-layer dipole and tripole arrays," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 5, pp. 1149–1158, May 2004.
- [131] V. Yatsenko, S. Tretyakov, S. Maslovski, and A. Sochava, "Higher order impedance boundary conditions for sparse wire grids," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 5, pp. 720–727, May 2000.
- [132] A. Foroozesh and L. Shafai, "Application of the artificial magnetic conductor ground plane for enhancement of antenna input impedance bandwidth," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, June 2009, pp. 1–4.
- [133] Y. N. Kazantsev and V. N. Apletalin, "Artificial magnetic conductors based on capacitive gratings," *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 52, pp. 390–398, 2006.
- [134] S. Tretyakov, *Analytical Modeling in Applied Electromagnetics*, T. K. Sarkar, Ed. Artech House Electromagnetic Analysis Series, 2003.
- [135] L. Yousefi, B. Mohajer-Iravani, and O. Ramahi, "Enhanced bandwidth artificial magnetic ground plane for low-profile antennas," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 6, pp. 289–292, 2007.
- [136] L. Schreider, "Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur - application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100mhz-1ghz," Ph.D. dissertation, Ecole Télécom ParisTech, 2007.

- [137] M. Al-Nuaimi and W. Whittow, "Novel planar amc for low profile antenna applications," in *Antennas Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, nov. 2009, pp. 145–148.
- [138] A. Vallecchi and F. Capolino, "Thin high-impedance metamaterial substrate and its use in low profile antennas suitable for system integration," in *Electronic Components and Technology Conference, 2009. ECTC 2009. 59th*, may. 2009, pp. 777–783.
- [139] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Novel artificial reactive impedance surface for miniaturized wideband planar antenna design : concept and characterization," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 2, pp. 403–406 vol.2, June 2003.
- [140] S. Best and D. Hanna, "Design of a broadband dipole in close proximity to an ebg ground plane," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 50, no. 6, pp. 52–64, dec. 2008.
- [141] R. Meys and F. Janssens, "Measuring the impedance of balanced antennas by an s-parameter method," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 40, no. 6, pp. 62–65, Dec 1998.
- [142] R. Bourtoutian, C. Delaveaud, and S. Toutain, "Differential antenna design and characterization," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, mar. 2009, pp. 2398–2402.

VU :

VU :

Le Directeur de Thèse

Le Responsable de l'Ecole Doctorale

VU pour autorisation de soutenance

Rennes, le

Le Président de l'Université de Rennes 1

Guy CATHELINÉAU

VU après soutenance pour autorisation de publication :

La Président de Jury,

Résumé

Les antennes électriquement petites, c'est-à-dire de petite taille comparée aux longueurs d'ondes de fonctionnement, font depuis de nombreuses années l'objet de divers travaux de développement. Permettre leur intégration dans les objets communicants, dont les dimensions sont souhaitées toujours plus réduites, constitue désormais un des défis actuels les plus importants des concepteurs de dispositifs électroniques miniaturisés. La multiplication des standards de communication renforce ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même terminal mobile par exemple. L'antenne est ainsi située dans un environnement relativement complexe qui va affecter ses performances. Pour répondre à cette problématique, les travaux de recherche sur de nouveaux matériaux aux propriétés physiques artificielles (souvent appelés matériaux composites ou méta-matériaux) se sont intensifiés ces dernières années grâce notamment aux progrès de la micro-électronique permettant leur réalisation. Par ailleurs, les nouvelles propriétés attractives de matériaux magnétiques naturels à forte perméabilité et à faibles pertes, sur une gamme de fréquence pouvant s'étendre jusqu'à la dizaine GHz, ont d'ores et déjà ouvert une voie prometteuse d'investigation pour les concepteurs de composants hyperfréquences. La thèse propose d'étudier ces deux familles de matériaux originaux pour les appliquer à la problématique d'intégration d'aériens et optimiser les performances d'antennes miniatures dans leur contexte de fonctionnement.

Mots clés : antennes, intégration, miniaturisation, substrat magnéto-diélectrique, ferromagnétisme, couches minces, AMC

Abstract

Dimensions of personal communication devices have decreased drastically in the past few years. Consequently, antenna miniaturization, for a better integration, became a challenging task in RF engineering. Communication standards proliferation reinforces this need for integration and miniaturization since today nearly a dozen antennas may have to coexist on a single mobile terminal. To address this issue, research on new materials for artificial physical properties (often called composite materials or metamaterials) intensified in recent years thanks to advances in microelectronics for their achievement. In addition, new attractive properties of magnetic materials with high natural permeability and low losses until ten GHz, have already opened some promising investigation perspective for designers of microwave components. The thesis proposes to study these two innovative material families in order to apply them to the antennas integration issue and to optimize miniature antennas performances in their operating environment.

Key words : integration, antennas, miniaturisation, magneto-dielectric, ferromagnetism, thin films, AMC