HAL
open science

Conception d'antennes miniatures, multi-bandes et à polarisation circulaire à base de matériaux ferrites polarisés

Sarra Jemmeli

To cite this version:

Sarra Jemmeli. Conception d'antennes miniatures, multi-bandes et à polarisation circulaire à base de matériaux ferrites polarisés. Electronique. Université de Limoges, 2021. Français. NNT : 2021LIMO0077 . tel-03534521

HAL Id: tel-03534521

https://theses.hal.science/tel-03534521v1

Submitted on 19 Jan 2022

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 de doctorat

Université de Limoges

Université de Limoges

ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (SISMI)

XLIM UMR CNRS- Axe Systèmes RF- Equipe Antennes & Signaux

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Sarra JEMMELI

Le 24 novembre 2021

Conception d'Antennes Miniatures, Multi-bandes et à Polarisation Circulaire à base de Matériaux Ferrites Polarisés

Thèse dirigée par **Thierry MONEDIERE** et **Laure HUITEMA**

JURY :

Rapporteurs
M. **Christophe DELAVEAUD**, Directeur de Recherche, CEA-Leti, Grenoble
M. **Fabien FERRERO**, Professeur, Université Côte d'Azur, Nice

Examinateurs
M. **Anthony BELLION**, Responsable du Service Antennes, CNES, Toulouse
Mme. **Laure HUITEMA**, Maître de Conférences, XLIM, Limoges
M. **Bernard JECKO**, Professeur Emérite, Université de Limoges, Limoges
M. **Jean-Luc MATTEI**, Maître de Conférences, Lab-STICC, Brest
M. **Thierry MONEDIERE**, Professeur, Université de Limoges, Limoges
M. **Alain REINEIX**, Directeur de Recherche, CNRS, Limoges

Invités
M. **Bertrand LENOIR**, Directeur Technique, INOVEOS, Brive-la-Gaillarde
M. **Olivier SEGUIN**, Président, INOVEOS, Brive-la-Gaillarde
M. **Hamza TURKI**, Ingénieur - Responsable R&D composants RF, INOVEOS, Brive-la-Gaillarde

A la mémoire de mon grand-Père « Mokhtar HAJJEM »…

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Remerciements

Ces travaux de recherche ont été conduits dans le cadre du laboratoire commun INOGYRO qui associe la PME INOVEOS et le laboratoire XLIM (département SRF, équipe Antennes et signaux).

Je tiens tout d'abord à exprimer toute ma reconnaissance à mes encadrants **M. Thierry MONEDIERE**, Professeur à l'université de Limoges, et **Mme. Laure Huitema**, Maître de conférences à XLIM, pour m'avoir accompagné tout au long de ces années. Je leur remercie très sincèrement pour le temps qu'ils m'ont consacré pour superviser de très près l'avancement de cette thèse. Leurs encouragements, conseils et critiques judicieux ont manifestement contribué à la progression de ces travaux.

Je souhaiterais également témoigner ma gratitude à **M. Christophe DELAVEAUD**, Directeur de Recherche au CEA-Leti Grenoble, et **M. Fabien FERRERO**, Professeur à L'université Côte d'Azur Nice, de l'intérêt qu'ils ont manifesté à l'égard de mes travaux en s'engageant à être les rapporteurs scientifiques de cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à **M. Anthony BELLION**, Responsable du Service Antennes au CNES Toulouse, **M. Bernard JECKO**, Professeur Emérite à l'université de Limoges, **M. Jean-Luc MATTEI**, Maître de conférences au Lab-STICC Brest, et **M. Alain REINEIX**, Directeur de Recherche au CNRS Limoges, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner mes travaux.

Je remercie vivement **M. Olivier SEGUIN**, Président de la PME INOVEOS Brive-la-Gaillarde, **M. Bertrand LENOIR**, Directeur Technique d'INOVEOS Brive-la-Gaillarde, et **M. Hamza TURKI**, Ingénieur – Responsable R&D composants RF à INOVEOS Brive-la-Gaillarde, d'avoir accepté l'invitation et assisté à la soutenance. Je leur suis également reconnaissante pour m'avoir fait part de leurs expériences et connaissances en m'accueillant au sein du laboratoire commun associant leur PME INOVEOS et le laboratoire XLIM.

J'adresse également mes sincères remerciements à **M. Eric ARNAUD**, Ingénieur de Recherche au CNRS Limoges, pour le temps qu'il m'a accordé lors de la validation expérimentale de mes résultats en m'aidant à effectuer les mesures de mes prototypes.

Il m'est extrêmement agréable de remercier **Mme. Patricia LEROY** pour s'être occupée de toutes les procédures administratives indispensables au bon déroulement de ma thèse.

Ma reconnaissance s'adresse également à toute l'équipe Antennes & Signaux pour leur bonne humeur et le cadre propice dans lequel j'ai passé toutes ces années.

Un grand merci à tous mes amis, en particulier **Sana**, **Wael**, **Amira**…, qui n'ont jamais cessé de me soutenir et de m'encourager pendant les moments les plus difficiles.

Enfin, aucun mot ne peut exprimer ma reconnaissance à toute ma famille (mes parents **Lamia** et **Ridha**, ma sœur **Asma**, ma grand-mère **Radhia,** mon oncle **Zied** et ma tante **Fadoua**) pour leur soutien indéfectible et leur sacrifice pour bien mener à terme ce long cursus. Merci !

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Droits d’auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :
« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »
disponible en ligne : *http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/*

Table des matières

Introduction générale 10

Partie I. Généralités sur les antennes miniatures, à polarisation circulaire et multi-bandes

I.1. Introduction 18
I.2. Généralités sur les antennes miniatures 18
I.2.1. Définition et principe des antennes miniatures 19
I.2.2. Techniques de miniaturisation d'une antenne planaire 20
I.2.2.1. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée 20
I.2.2.1.1. Utilisation d'un matériau diélectrique à forte permittivité 21
I.2.2.1.2. Utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique 21
I.2.2.2. Modification et optimisation de la configuration de l'élément rayonnant 22
I.2.2.2.1. Insertion d'encoches ou de fentes 22
I.2.2.2.2. Les antennes méandres 24
I.2.2.3. Modification de la géométrie du plan de masse 25
I.2.2.4. Insertion de courts-circuits 25
I.2.2.4.1. Antenne ILA : antenne quart d'onde 26
I.2.2.4.2. Antenne PIFA : antenne partiellement court-circuitée 26
I.2.2.4.3. Antenne fil-plaque 27
I.2.3. Antennes miniatures et à polarisation circulaire 30
I.2.3.1. Définition et caractéristiques d'une antenne à polarisation circulaire 31
I.2.3.2. Techniques d'obtention d'un rayonnement circulaire 31
I.2.3.2.1. Alimentation à un accès 31
I.2.3.2.1.1. Alimentation sur la diagonale d'un élément rayonnant légèrement rectangulaire 32
I.2.3.2.1.2. Troncature des coins de l'antenne 33
I.2.3.2.1.3. Gravure d'un motif sur le toit métallique 34
I.2.3.2.1.4. Insertion de stubs 35
I.2.3.2.2. Configurations à deux accès 35
I.2.3.2.2.1. Ajout d'une ligne quart-d'onde 36
I.2.3.2.2.2. Utilisation du diviseur de Wilkinson avec une ligne de retard 37
I.2.3.2.2.3. Insertion d'un coupleur hybride 38
I.2.4. Antennes miniatures pour des applications multi-bandes 39
I.2.4.1.1. Perturbation de la géométrie du patch ou du plan de masse 40
I.2.4.1.2. Insertion de courts-circuits 42
I.2.4.1.3. Empilement/combinaison de plusieurs éléments rayonnants 43
I.3. Antennes à ferrite 44
I.3.1. Rappels des propriétés magnétiques des matériaux ferrites 45
I.3.1.1.1. Moments magnétiques et domaines de Weiss 45
I.3.1.1.2. Cycle d'hystérésis 45
I.3.1.1.3. Champ démagnétisant 47
I.3.1.1.4. Précession gyroscopique 48
I.3.2. Théorie des ferrites dans le domaine des microondes 48
I.3.2.1. Résonance gyromagnétique 48

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.2.2. Tenseurs de perméabilité 49
I.3.2.2.1. Ferrites saturés : tenseur de Polder 49
I.3.2.2.2. Ferrites non saturés 51
I.3.2.2.2.1. Modèle de Schlömann 51
I.3.2.2.2.2. Modèle de Green & Sandy 52
I.3.2.2.2.3. Modèle d'Igarashi et Naïto 52
I.3.2.2.2.4. Modèle de Gelin : « Generalized Permeability Tensor » 53
I.3.3. Etat de l'art des antennes à ferrites 54
I.4. Conclusion 60
Références bibliographiques du chapitre I 62

Partie II. Caractérisation modale du comportement d'une antenne patch à ferrite

II.1. Introduction 73
II.2. Etude modale d'une antenne patch à base de matériau ferrite saturé (reprise des travaux de Pozar) 73
II.2.1. Equation de propagation et conditions aux limites 73
II.2.2. Algorithme et données de calcul 76
II.2.3. Représentation des fréquences de résonance 78
II.3. Limites des travaux de Pozar 79
II.3.1. Fonctionnement dans la « zone interdite » 79
II.3.1.1. Méthode 79
II.3.1.2. Résultats 80
II.3.2. Limites des autres études rapportées dans la littérature 81
II.3.2.1. Etude modale 81
II.3.2.1.1. Fréquences de résonance des modes supérieurs 81
II.3.2.1.2. Cartographie des champs – Identification des modes 83
II.3.2.2. Validation numérique par simulations électromagnétiques 85
II.3.2.2.1. Propagation en champ fort (Zone 1) 87
II.3.2.2.2. Propagation entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff} (Zone 2) 90
II.3.2.2.2.1. Identification des modes 90
II.3.2.2.2.2. Efficacité de rayonnement 94
II.3.2.2.2.3. Taux d'ellipticité 94
II.3.2.2.3. Propagation dans la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 3) 96
II.3.2.2.4. Propagation en champ faible au-delà de la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 4) 98
II.4. Etude paramétrique en fonction de l'aimantation à saturation (M_s) du ferrite 101
II.5. Stratégie adoptée au cours de la thèse 103
II.6. Conclusion 105
Références bibliographiques du chapitre II 107

Partie III. Modélisation et réalisation d'une antenne tri-bandes (zone 1 et zone 4), miniature et à polarisation circulaire à base de matériau ferrite

III.1. Introduction 113
III.2. Première antenne réalisée (Patch et Plan De Masse en cuivre) 113
III.2.1. Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne 113

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.2.2. Configuration de l'antenne 114
III.2.3. Etapes de modélisation d'une antenne patch à ferrite 115
III.2.3.1. Etude électromagnétique (cas idéal: champ interne homogène) 115
III.2.3.1.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité.....117
III.2.3.1.1.1. Coefficient de réflexion 117
III.2.3.1.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 117
III.2.3.1.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ.....118
III.2.3.1.2. Caractère miniature de l'antenne 118
III.2.3.1.3. Diagrammes en gain réalisé et efficacités de rayonnement 119
III.2.3.1.3.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 119
III.2.3.1.3.2. Efficacités de rayonnement 119
III.2.3.1.3.2.1. Simulations électromagnétiques 119
III.2.3.1.3.2.2. Interprétation des résultats.....120
III.2.3.2. Etude magnétostatique (cas réel : évaluation de l'homogénéité du champ magnétique).....121
III.2.3.2.1. Champ délivré par les aimants.....121
III.2.3.2.2. Evaluation du champ interne.....123
III.2.3.3. Co-simulation magnétostatique/électromagnétique (cas réel : champ interne non-homogène).....124
III.2.3.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité.....124
III.2.3.3.1.1. Coefficient de réflexion 124
III.2.3.3.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 125
III.2.3.3.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ.....125
III.2.3.3.2. Diagrammes en gain réalisé et efficacités de rayonnement 126
III.2.3.3.2.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 126
III.2.3.3.2.2. Efficacités de rayonnement 127
III.2.3.4. Validation expérimentale 127
III.2.3.4.1. Mesure du champ appliqué.....128
III.2.3.4.2. Montage et mesure du prototype 128
III.2.3.4.2.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 129
III.2.3.4.2.2. Diagrammes de polarisation circulaire droite/gauche normalisés 130
III.2.3.4.2.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 131
III.2.3.4.2.4. Gain intrinsèque et efficacité de rayonnement.....131
III.2.3.4.2.5. Encombrement de l'antenne.....133
III.3. Deuxième antenne réalisée (Patch et Plan De Masse en RO4003C) 134
III.3.1. Configuration de la nouvelle antenne 134
III.3.2. Etude magnétostatique de la nouvelle configuration antennaire 135
III.3.3. Co-simulation Magnétostatique/Electromagnétique de la deuxième antenne réalisée..... 136
III.3.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 136
III.3.3.1.1. Coefficient de réflexion 136
III.3.3.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.....137
III.3.3.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ 137
III.3.3.2. Encombrement de l'antenne.....138
III.3.3.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé et efficacité de rayonnement .138
III.3.3.3.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 138
III.3.3.3.2. Efficacité de rayonnement.....138
III.3.4. Validation expérimentale et comparaison des deux réalisations 139

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3.4.1. Mesure du champ appliqué 139
III.3.4.2. Performances mesurées de la deuxième antenne mesurée 140
III.3.4.2.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité.....140
III.3.4.2.1.1. Coefficient de réflexion 141
III.3.4.2.1.2. Taux d'ellipticité.....141
III.3.4.2.2. Diagramme de rayonnement et efficacité de rayonnement 142
III.3.4.2.2.1. Diagrammes de rayonnement 142
III.3.4.2.2.2. Efficacité de rayonnement 143
III.4. Conclusion 145
Références bibliographiques du chapitre III 147

Partie IV. Développement d'antennes à ferrite opérant dans les zones 2 et 3

IV.1. Introduction.....152
IV.2. Modélisation et réalisation d'une antenne ultra-miniature à polarisation circulaire à base de matériau ferrite 152
IV.2.1. Configuration de l'antenne..... 153
IV.2.2. Etapes de modélisation de l'antenne ultra-miniature à polarisation circulaire .. 154
IV.2.2.1. Etude électromagnétique (cas idéal : champ interne homogène) 155
IV.2.2.1.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 155
IV.2.2.1.1.1. Coefficient de réflexion.....155
IV.2.2.1.1.2. Taux d'ellipticité 155
IV.2.2.1.1.2.1. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 155
IV.2.2.1.1.2.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de θ.....156
IV.2.2.1.2. Caractère miniature de l'antenne.....156
IV.2.2.1.3. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement.....156
IV.2.2.1.3.1. Diagramme de rayonnement en gain réalisé.....157
IV.2.2.1.3.2. Efficacité de rayonnement.....157
IV.2.2.2. Etude magnétostatique (cas réel : évaluation de l'homogénéité du champ interne).....159
IV.2.2.2.1. Champ magnétique délivré par les aimants.....159
IV.2.2.2.2. Champ interne.....161
IV.2.2.3. Co-simulation magnétostatique/électromagnétique.....161
IV.2.2.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 162
IV.2.2.3.1.1. Coefficient de réflexion.....162
IV.2.2.3.1.2. Taux d'ellipticité 162
IV.2.2.3.1.2.1. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 162
IV.2.2.3.1.2.2. Taux d'ellipticité en fonction de θ.....162
IV.2.2.3.2. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement.....163
IV.2.2.3.2.1. Diagramme de rayonnement en gain réalisé.....163
IV.2.2.3.2.2. Efficacité de rayonnement.....164
IV.2.2.4. Validation expérimentale.....164
IV.2.2.4.1. Champ délivré par les aimants 164
IV.2.2.4.2. Résultats de mesure.....165
IV.2.2.4.2.1. Configuration du prototype mesuré 165
IV.2.2.4.2.2. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité.....166
IV.2.2.4.2.2.1. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement.....167

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.2.4.3. Comparaison des résultats de simulation et de mesure.....167
IV.3. Modélisation d'une antenne opérant dans la zone où le μ_{eff} est négatif.....168
IV.3.1. Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne..... 169
IV.3.2. Etude paramétrique d'une antenne à ferrite en fonction du $\mu_{eff}<0$..... 169
IV.4. Conclusion.....172
Références bibliographiques du chapitre IV.....174

Conclusion générale et perspectives 175

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Introduction générale

L'évolution exponentielle du besoin en dispositifs hyperfréquences dans les systèmes de communication moderne a incité les industriels à investir de plus en plus dans ce domaine afin de répondre aux récentes tendances du marché. Ces systèmes sont souvent multi-bandes afin de répondre à plusieurs standards de communication. Leur multiplicité sur un même porteur fait que l'on cherche de plus en plus à diminuer leur encombrement. L'antenne est un des composants indispensables dans les systèmes sans fil aussi bien pour des applications civiles que militaires, spatiales que terrestres.

La diversité des domaines d'activité utilisant ces antennes a accru le besoin de mettre au point des antennes agiles (en fréquences, diagramme ou polarisation) et multistandards tout en gardant un aspect compact. Le rayonnement d'une onde à polarisation circulaire est souvent intéressant afin de remédier aux phénomènes de dépolarisation qui peuvent apparaître lors de la propagation.

Pour faire face aux différents enjeux, une multitude de voies ont été explorées afin de s'adapter aux exigences des applications en termes de performances. En effet, diverses topologies et techniques ont été investiguées dans le but de répondre aux spécifications requises, à savoir: la miniaturisation, le fonctionnement multi-bandes et le rayonnement à polarisation circulaire tout en maintenant des performances radioélectriques (gain, efficacité de rayonnement, coefficient de réflexion…) optimales. En outre, une piste prometteuse, dans l'amélioration des performances d'une antenne, consiste à intégrer des matériaux innovants. De nombreux travaux de recherches ont exploré cette voie.

Ce travail de thèse s'intéresse plus particulièrement à l'apport potentiel des matériaux ferrites dans la recherche d'antennes multistandards, compactes et à polarisation circulaire. Ils sont réalisés dans le cadre du laboratoire commun INOGYRO associant le laboratoire XLIM de Limoges et la PME INOVEOS. L'approche préconisée, dans le cadre de cette thèse, repose d'une part sur la validation du concept qu'une antenne à ferrite polarisé peut être simultanément miniature, multi-bandes et à polarisation circulaire sur tous ses modes. D'autre part, elle consiste à étudier le comportement de ces antennes en fonction des caractéristiques des ferrites dans le domaine des microondes: aimantation à saturation, zone de fonctionnement champ fort ou faible…

Pour ce faire, nous allons tirer profit des caractéristiques des ferrites notamment de leur anisotropie, leur non-réciprocité, leur caractère dispersif et leurs perméabilité et permittivité supérieures à l'unité. C'est pourquoi, une bonne assimilation de ces notions est, bien évidemment, requise. Ces matériaux présentent des propriétés intéressantes lorsqu'ils sont polarisés par exemple à l'aide d'aimants permanents. Leur comportement en hyperfréquences varie en fonction de leur état d'aimantation qu'il est donc nécessaire de bien modéliser et maîtriser expérimentalement. Des outils commerciaux de simulations ont été utilisés pour cela (CST Microwave Studio et son module magnétostatique), des codes de calculs analytiques permettant de premières modélisations ont également été développés sous Matlab.

Ce manuscrit comporte quatre chapitres.

Le premier, constitue une initiation à nos travaux de thèse. Il est dédié à dresser un bref état de l'art des antennes miniatures, à polarisation circulaire et multi-bandes. Une première partie s'intéresse à l'étude des différentes méthodes de miniaturisation d'une antenne patch en s'appuyant sur des travaux antérieurs. Un deuxième paragraphe portant sur les antennes

Licence CC BY-NC-ND 3.0

miniatures et à polarisation circulaire est ensuite rapporté. Par la suite, une rapide définition de la condition d'obtention d'un rayonnement à polarisation circulaire et les techniques appropriées pour cela sont présentées. Le dernier paragraphe de cette partie traite des antennes miniatures et multi-bandes. De même que pour les deux premières parties, les différentes méthodes utilisées pour concevoir une antenne compacte et multistandards sont développées. Les avantages et inconvénients de chaque technique sont soulignés. La seconde partie de ce chapitre se focalise sur les antennes à ferrites. Un rappel, dans la limite du besoin de nos travaux, de leurs principales propriétés magnétiques est effectué. Le comportement de ces matériaux dans le domaine des microondes est abordé. Un état de l'art, portant sur les récentes publications, des antennes à ferrite est dressé dans le but de contextualiser nos travaux. En effet, nous nous focaliserons sur les limites de la littérature afin d'essayer de mettre au point des antennes plus performantes.

Le deuxième chapitre est dédié à une étude modale d'une antenne patch à ferrite. Cette analyse est primordiale avant d'entamer toute conception. En effet, elle nous servira comme ligne directrice pour définir les spécifications, notamment les zones de fonctionnement, de nos antennes. Au cours de ce chapitre, nous nous sommes basés sur des travaux antérieurs afin de retrouver les modes propres d'une antenne à ferrite saturé caractérisé par le tenseur de perméabilité défini par Polder. Dans un premier temps, nous avons assimilé cette antenne à une cavité résonante cylindrique. En admettant certaines hypothèses simplificatrices, nous avons résolu l'équation de propagation de la cavité à ferrite et nous avons étudié ses modes dans différentes zones selon la répartition des paramètres du tenseur de Polder (μ et μ_{eff}). Cette étude modale nous a permis de souligner quelques limites des anciens travaux. Nous avons par la suite validé notre approche théorique à travers des simulations électromagnétiques. Outre la définition des intervalles fréquentiels sur lesquelles opèrent nos antennes, le choix du matériau ferrite à utiliser est également important dans la définition de la fréquence de travail des antennes. C'est pourquoi, nous avons conduit une étude paramétrique permettant d'évaluer l'effet des caractéristiques magnétiques du matériau sur la (les) fréquence(s) de fonctionnement de nos structures antennaires. Ce chapitre s'achève par une présentation générale de la démarche que nous avons adoptée dans la suite de cette thèse. La méthodologie établie consiste à diviser l'intervalle fréquentiel, suivant l'évolution de deux paramètres du tenseur de polder (μ et μ_{eff}) en quatre zones. Notre objectif sera d'étudier le comportement d'une antenne à ferrite dans chaque zone. C'est dans ce contexte que s'intègrent le troisième et quatrième chapitre.

Le troisième chapitre s'intéresse à la validation du concept qu'une antenne à ferrite saturé est capable d'opérer sur trois bandes de fréquence et de générer un rayonnement à polarisation circulaire sur tous ses modes. Ces modes sont répartis dans deux zones différentes selon la distribution fréquentielle de μ et μ_{eff}. De plus, cette antenne est dotée d'un **aspect miniature** sur ses deux premiers modes. Les différentes étapes de modélisation numérique de cet aérien ont été détaillées. Une fois le cahier des charges défini en s'appuyant sur l'étude modale du second chapitre, nous avons choisi le matériau ferrite adéquat. Ensuite, nous avons dimensionné les éléments de l'antenne afin de répondre aux spécifications fixées. Une succession de simulations ont été conduites afin de reproduire le plus fidèlement possible le comportement de l'aérien dans un cas réel de polarisation. L'estimation des performances de l'antenne passe principalement par trois étapes: une première étude dans le cas idéal avec un champ magnétique constant polarisant le ferrite. Une deuxième estimation du champ réel appliqué par des aimants permanents et la troisième étude consiste à prendre en compte ce champ afin de déterminer les performances de l'aérien dans le cas réel de fonctionnement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Toutes les étapes de modélisation numérique de cette antenne ont été détaillées. Une validation expérimentale en deux étapes a par la suite été conduite et les résultats de mesures ont été comparés à ceux de la simulation. Nous avons également souligné les différentes contraintes auxquelles nous avons été confrontées lors des phases de modélisation et de réalisation.

Le quatrième chapitre propose l'étude d'antennes travaillant dans les deux zones de fonctionnement non-traitées au chapitre III. A cet effet, une première antenne, mono-bande et à polarisation circulaire, a été développée. Cet aérien est également caractérisé par ses dimensions **ultra-miniatures** obtenues grâce à sa forte valeur de perméabilité dans la zone de fonctionnement. Une étude électromagnétique a été conduite en suivant les mêmes étapes de modélisation qu'au chapitre précédent. Un prototype a été mis en œuvre à l'issue de l'analyse numérique validant les résultats obtenus. Une deuxième antenne, opérant dans la dernière région non-abordée, a été caractérisée dans ce chapitre. L'effet du fonctionnement dans cette zone sur les performances de l'antenne en termes d'efficacité de rayonnement et de compacité a été discuté à travers des études paramétriques.

Une conclusion générale, destinée à résumer et à dresser le bilan des différents travaux menés dans cette thèse, est proposée. Les perspectives envisagées pour la suite de ces travaux et de nouvelles pistes sur les antennes à ferrites sont présentées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières du chapitre I

Partie I. Généralités sur les antennes miniatures, à polarisation circulaire et multi-bandes

I.1. Introduction 18
I.2. Généralités sur les antennes miniatures 18
I.2.1. Définition et principe des antennes miniatures 19
I.2.2. Techniques de miniaturisation d'une antenne planaire 20
I.2.2.1. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée.....20
I.2.2.1.1. Utilisation d'un matériau diélectrique à forte permittivité.....21
I.2.2.1.2. Utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique.....21
I.2.2.2. Modification et optimisation de la configuration de l'élément rayonnant.....22
I.2.2.2.1. Insertion d'encoches ou de fentes.....22
I.2.2.2.2. Les antennes méandres 24
I.2.2.3. Modification de la géométrie du plan de masse.....25
I.2.2.4. Insertion de courts-circuits.....25
I.2.2.4.1. Antenne ILA : antenne quart d'onde.....26
I.2.2.4.2. Antenne PIFA : antenne partiellement court-circuitée 26
I.2.2.4.3. Antenne fil-plaque.....27
I.2.3. Antennes miniatures et à polarisation circulaire 30
I.2.3.1. Définition et caractéristiques d'une antenne à polarisation circulaire 31
I.2.3.2. Techniques d'obtention d'un rayonnement circulaire 31
I.2.3.2.1. Alimentation à un accès.....31
I.2.3.2.1.1. Alimentation sur la diagonale d'un élément rayonnant légèrement rectangulaire 32
I.2.3.2.1.2. Troncature des coins de l'antenne.....33
I.2.3.2.1.3. Gravure d'un motif sur le toit métallique 34
I.2.3.2.1.4. Insertion de stubs.....35
I.2.3.2.2. Configurations à deux accès.....35
I.2.3.2.2.1. Ajout d'une ligne quart-d'onde.....36
I.2.3.2.2.2. Utilisation du diviseur de Wilkinson avec une ligne de retard.....37
I.2.3.2.2.3. Insertion d'un coupleur hybride.....38
I.2.4. Antennes miniatures pour des applications multi-bandes..... 39
I.2.4.1.1. Perturbation de la géométrie du patch ou du plan de masse.....40
I.2.4.1.2. Insertion de courts-circuits 42
I.2.4.1.3. Empilement/combinaison de plusieurs éléments rayonnants 43
I.3. Antennes à ferrite.....44
I.3.1. Rappels des propriétés magnétiques des matériaux ferrites..... 45
I.3.1.1.1. Moments magnétiques et domaines de Weiss 45
I.3.1.1.2. Cycle d'hystérésis.....45
I.3.1.1.3. Champ démagnétisant.....47
I.3.1.1.4. Précession gyroscopique.....48
I.3.2. Théorie des ferrites dans le domaine des microondes 48
I.3.2.1. Résonance gyromagnétique.....48
I.3.2.2. Tenseurs de perméabilité 49
I.3.2.2.1. Ferrites saturés : tenseur de Polder 49
I.3.2.2.2. Ferrites non saturés.....51

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.2.2.2.1. Modèle de Schlömann.....51
I.3.2.2.2.2. Modèle de Green & Sandy 52
I.3.2.2.2.3. Modèle d'Igarashi et Naïto.....52
I.3.2.2.2.4. Modèle de Gelin : « Generalized Permeability Tensor ».....53
I.3.3. Etat de l'art des antennes à ferrites 54
I.4. Conclusion 60
Références bibliographiques du chapitre I 62

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations du chapitre I

Figure I.1: Sphère circonscrivant une antenne imprimée. 19

Figure I.2: Géométrie d'une antenne patch classique. 20

Figure I.3: Effet de l'insertion de fentes (a) et d'encoches (b) sur le courant surfacique d'une antenne planaire. 23

Figure I.4: Antenne méandre: (a) conventionnelle, (b) avec largeur de fentes réduites. 24

Figure I.5: Structure de l'antenne avec un plan de masse en méandre [I.17]. 25

Figure I.6: Antenne ILA (a), antenne PIFA (b) et antenne fil-plaque (c). 26

Figure I.7: Configuration de l'antenne quart-d'onde, (a) vue de dessus, (b) vue de côté [I.20]. 26

Figure I.8: Configuration d'une antenne PIFA conventionnelle. 26

Figure I.9: Configuration de l'antenne PIFA traitée dans [I.22]. 27

Figure I.10: Configuration de l'antenne IFA, avec un (a), deux (b) et trois (c) fil(s) métallique(s). Vue de côté de l'antenne (d) [I.27]. 28

Figure I.11: Antenne chargée par du matériau magnéto-diélectrique avec (a) un, (b) deux et (c) six fil(s) de court-circuit [I.23]. 29

Figure I.12: Configuration de l'antenne avec un fil de court-circuit et un patch à ouverture [I.25]. 30

Figure I.13: Ellipse de polarisation 31

Figure I.14: Antenne patch classique alimentée sur la diagonale [I.8] 32

Figure I.15: Configuration de l'antenne alimentée sur la diagonale en présence des deux languettes de court-circuit [I.8]. 33

Figure I.16: Antenne avec les coins tronqués [I.31]. 33

Figure I.17: (a) Antenne avec un substrat diélectrique de ε_{r1}=3 et h=1.524mm. (b) Antenne avec un substrat diélectrique de ε_{r2}=28.2 et h=4.75mm [I.32]. (c) Antenne alliant encoches et coins tronqués [I.33]. 34

Figure I.18: Antenne avec fentes croisées [I.31]. 34

Figure I.19: Configuration de l'antenne avec stubs, (a) vue de côté, (b) vue de dessus [I.37]. 35

Figure I.20: Insertion d'une ligne quart-d'onde (a), utilisation du diviseur de puissance Wilkinson avec une ligne de retard (b), ajout de coupleur hybride (c). 36

Figure I.21: Antenne alimentée à deux accès avec un polariseur quart-d'onde (a) vue de dessus, (b) configuration du plan de masse [I.39]. 36

Figure I.22: Antenne alimentée par un diviseur de Wilkinson [I.41] 37

Figure I.23: Configuration de l'antenne proposée dans [I.43], (a) vue de côté, (b) topologie du circuit d'alimentation comportant le coupleur hybride. 38

Figure I.24: Configuration de l'antenne sans (a) et avec (b) le réseau d'alimentation [I.44]. 39

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure I.25: Topologie de la structure antennaire avec le réseau d'alimentation (a), Configuration du coupleur (b) [I.44].....39

Figure I.26: Vue de dessus (a) et configuration du plan de masse (b) de l'antenne, avec *L*=20mm, *W*=18.8mm, W_p=8.8mm et L_p=10mm [I.49]. 40

Figure I.27: Antenne avec des encoches triangulaires symétriques [I.50]. 41

Figure I.28: Antenne avec quatre fentes en U avec *l*=27.5mm, *w*=38mm et *h*=5mm [I.51].....41

Figure I.29: Configuration des deux antennes, (a) avec deux vias, (b) avec deux vias et fentes circulaires [I.52]. 42

Figure I.30: Configuration de l'antenne PIFA bi-bandes avec *L*=15mm et *W*=9mm [I.53].....42

Figure I.31: Vue de coupe de l'antenne bi-bandes avec deux patchs empilés [I.54].....43

Figure I.32: Vue de dessus (a), vue de côté (b) de l'antenne avec trois éléments rayonnants assemblés sur le même substrat [I.55].....44

Figure I.33: Domaine de Weiss et paroi de Bloch. 45

Figure I.34: Cycle d'hystérésis, zone1: la première aimantation, zone2 : l'aimantation à saturation, zone3: l'aimantation rémanente, zone4: le champ coercitif. 46

Figure I.35: Cycle d'hystérésis, (A): ferrite doux, (B): ferrite durs. 47

Figure I.36: Les différents champs magnétiques intervenant dans la caractérisation d'un ferrite aimanté.....47

Figure I.37: Mouvement de précession du vecteur d'aimantation autour du champ interne. ...48

Figure I.38: Distribution des moments magnétiques dans un ferrite saturé. 49

Figure I.39: Evolution des éléments du tenseur de Polder (a) en fonction de la fréquence, (b) en fonction du champ interne.....50

Figure I.40: Mesures expérimentales de la partie imaginaire de μ pour définir ΔH et $\Delta Heff$ [I.64]. 51

Figure I.41: Répartition des moments magnétiques dans un ferrite non-saturé.....51

Figure I.42: Configuration de l'antenne proposée dans [I.80], sans (a), avec une (b), deux (c) et trois (d) couche(s) de ferrite.....55

Figure I.43: Antenne avec un substrat ferrite (a) vue de côté, (b) vue de dessus [I.81]. 56

Figure I.44: Evolution 3D du champ interne dans le cas réel [I.81].....57

Figure I.45: Configuration de l'antenne proposée dans [I.82] pour les applications satellitaires LEO. 58

Figure I.46: Configuration de l'antenne simulée (a), la mise en place de la mesure expérimentale (b) [I.86].....59

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux du chapitre I

Tableau I.1 : Comparaison des performances de l'antenne pour deux substrats différents à 1.56GHz. 22

Tableau I.2: Etude de l'influence des fentes/encoches sur les dimensions de l'antenne. 23

Tableau I.3: Etude de l'effet du nombre de courts-circuits sur les caractéristiques de l'antenne 28

Tableau I.4: Comparaison des résultats entre l'antenne chargée par un seul et six fils de court-circuit entouré(s) par du matériau magnéto-diélectrique. 29

Tableau I.5: Etude de l'effet de l'incorporation d'un matériau ferrite sur le comportement d'une antenne. 55

Tableau I.6: Caractéristiques des deux antennes dans les deux zones de fonctionnement. ...56

Tableau I.7: Cahier des charges de l'antenne dédiée aux applications satellitaires LEO. 58

Tableau I.8: Performances de l'antenne à l'état «OFF» et à l'état «ON». 60

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Partie I. Généralités sur les antennes miniatures, à polarisation circulaire et multi-bandes

I.1. Introduction

Les systèmes de communication sans fil connaissent depuis plusieurs décennies une forte expansion que ce soit dans les domaines civil, militaire, terrestre ou spatial. Ils sont très souvent multistandards et se doivent d'être de plus en plus performants pour fournir une communication de qualité. Ceci demande la mise au point d'antennes aux performances radioélectriques élevées (diagramme de rayonnement maîtrisé, gain et efficacité de rayonnement élevés, bonne adaptation…) mais aussi les plus compactes possibles. Le caractère multi-bandes permet de couvrir plusieurs standards de communications avec une seule antenne et donc de gagner en compacité. Le rayonnement d'une polarisation circulaire est également souvent demandé et particulièrement dans le domaine spatial.

Par conséquent, la recherche de nouvelles topologies et méthodes de miniaturisation des antennes, tout en conservant d'excellentes performances, fait l'objet de nombreux travaux de recherche. La réduction de l'encombrement des systèmes passe également par la diminution du nombre d'antennes à intégrer ce qui a incité les constructeurs à utiliser des aériens multi-bandes.

C'est dans ce contexte que s'inscrit ce premier chapitre qui constitue une introduction à nos travaux de thèse. La première partie, est dédiée à une présentation non exhaustive des différentes techniques de miniaturisation des antennes imprimées en se référant à des exemples concrets de la littérature. La définition d'une antenne miniature ainsi que ses limites fondamentales seront brièvement présentées au préalable. L'association de deux critères essentiels qui sont la miniaturisation et le rayonnement d'ondes polarisées circulairement sera également abordée en mettant l'accent sur les différentes techniques d'obtention de ce type de rayonnement. A l'issue de ce paragraphe, le cas des antennes miniatures fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquence sera examiné et les méthodes permettant la mise en œuvre de tels dispositifs seront discutées. Quant à la dernière partie de ce chapitre, elle dresse la problématique de la combinaison des trois critères évoqués précédemment: la **miniaturisation**, la **polarisation circulaire** et le fonctionnement **multi-bandes**. Nous envisageons pour cela d'incorporer les matériaux ferrites, ce choix sera justifié à l'issue de cette partie en se basant sur des études antérieures. Avant d'entamer cette investigation, les différentes propriétés magnétiques et le comportement de ces matériaux dans le domaine des microondes seront présentés.

I.2. Généralités sur les antennes miniatures

Une antenne est un dispositif permettant d'émettre ou de recevoir une onde électromagnétique. La diversité des applications intégrant ces dispositifs implique l'existence de différentes topologies (antennes plaquées, antennes filaires, guides rayonnants ou cornets, paraboles, etc…). Dans ce manuscrit nous ne nous intéresserons qu'aux antennes imprimées qui se prêtent bien à une miniaturisation et une intégration dans un système communicant. En raison de leur faible volume et leur facilité d'intégration dans les composants électroniques, l'exploration des potentialités des antennes planaires a été un sujet important dans de nombreux travaux de recherche.

Nous allons dans un premier temps définir ce qu'est une antenne miniature et nous intéresser aux principales techniques de miniaturisation de ce type d'aérien.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2.1. Définition et principe des antennes miniatures

Il existe plusieurs façons de définir une antenne miniature. La définition la plus évoquée est celle établie par Wheeler [I.1]. Dans ses travaux, une antenne électriquement petite est définie comme étant un dispositif dont la dimension la plus grande *a* est inférieure à $\frac{\lambda_0}{2\pi}$ (λ_0 est la longueur d'onde dans le vide). Pour plus de précision, lors de l'évaluation de son encombrement, tous les éléments constituant l'antenne doivent être pris en considération pour définir sa taille. C'est ainsi que Wheeler a défini *a* comme étant le rayon de la plus petite sphère qui entoure toute la structure antennaire, comme le montre la Figure I.1.

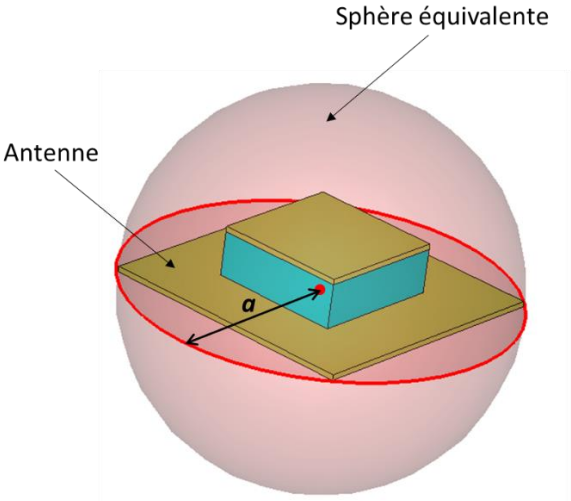


Figure I.1: Sphère circonscrivant une antenne imprimée.

La miniaturisation d'un aérien engendre la dégradation de ses performances, principalement de sa bande passante (*BP*) et de son efficacité de rayonnement (η_{ray}). En effet, McLean [I.2] a montré que la bande passante d'une antenne compacte est approximativement inversement proportionnelle à ses dimensions, comme indiqué dans les équations (I.1) et (I.2), la réduction de la taille du dispositif se fait donc au détriment de sa bande passante. Pour une antenne de dimensions très réduites tel que $a << \frac{\lambda_0}{2\pi}$, la simplification de l'équation (I.2) permet d'établir une relation entre η_{ray} et la *BP*. Cette équation simplifiée (I.3) confirme bien que miniaturiser une antenne engendre la diminution du produit de sa bande passante par son efficacité de rayonnement.

$$BP = \frac{1}{Q\eta_{ray}} \tag{I.1}$$

$$Q = \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{k^3a^3}\right) \tag{I.2}$$

$$BP \times \eta_{ray} = (ka)^3, \text{ pour } a << \frac{\lambda_0}{2\pi} \tag{I.3}$$

Avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$: le nombre d'onde guidé

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un état de l'art sur les antennes électriquement petites s'appuyant sur des exemples concrets sera présenté dans la suite de ce chapitre. Une liste non exhaustive des différentes techniques de miniaturisation traitées dans quelques travaux de recherche sera détaillée.

I.2.2. Techniques de miniaturisation d'une antenne planaire

Afin de répondre aux besoins de compacité des systèmes de communications, les antennes imprimées miniatures ont suscité l'intérêt de plusieurs chercheurs. De nombreuses méthodes de miniaturisation ont été investiguées dans le but de réduire la taille du dispositif tout en conservant un fonctionnement sur son mode propre et sans exciter les modes supérieurs. L'enjeu est non seulement de réduire l'encombrement de ces antennes mais aussi de conserver leurs performances radioélectriques (efficacité de rayonnement, bande passante…). Dans ce qui suit, quatre principales techniques de miniaturisation seront développées:

- La première vise à réduire la longueur d'onde guidée en agissant sur les propriétés diélectriques et magnétiques du substrat.
- La seconde est la modification de la géométrie de l'élément rayonnant.
- La troisième traite le cas où la réduction de l'encombrement de l'antenne se fait en perturbant son plan de masse.
- La quatrième consiste à perturber la distribution du champ électrique du mode fondamental en insérant des courts-circuits judicieusement positionnés entre l'élément rayonnant et le plan de masse.

Avant d'introduire ces différentes méthodes de miniaturisation, nous rappelons la géométrie d'une antenne patch (Figure I.2). Cet aérien est constitué d'un empilement d'un plan de masse métallique (PDM), un substrat diélectrique et d'un élément rayonnant métallisé. Ce dispositif peut être, alimenté par le biais d'un câble coaxial dont l'âme centrale est soudée au toit métallique ou bien encore par une ligne microruban et une fente placées derrière le plan de masse.

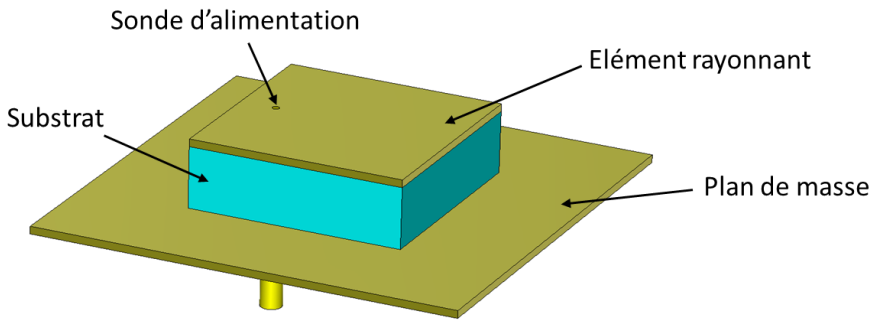


Figure I.2: Géométrie d'une antenne patch classique.

I.2.2.1. Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée

La technique la plus simple permettant la réduction de l'encombrement d'une antenne patch, sans modifier sa géométrie, est l'incorporation d'un matériau ayant un indice de réfraction $n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$ supérieur à 1 [I.3]. Ces matériaux peuvent être soit des diélectriques soit des matériaux magnéto-diélectriques. La partie suivante mettra l'accent sur le rôle des diélectriques de forte permittivité dans la miniaturisation d'une antenne planaire. Une étude soulignant la plus-value

Licence CC BY-NC-ND 3.0

des matériaux magnéto-diélectriques sur les performances de l'antenne sera présentée par la suite.

I.2.2.1.1. Utilisation d'un matériau diélectrique à forte permittivité

Les matériaux diélectriques de forte permittivité ε_r (variant de 10 à 20) permettent de créer une onde dite « lente » induisant ainsi la diminution des dimensions de l'élément rayonnant sans modifier la configuration de la structure antennaire. En effet, la longueur d'onde guidée dans un substrat de permittivité ε_r et de perméabilité μ_r est exprimée par l'équation suivante (I.4):

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \tag{I.4}$$

Dans [I.4], C.Y. Huang a comparé les dimensions d'une antenne patch classique, pour deux substrats de permittivités différentes. Le premier substrat considéré possède une permittivité ε_{r1}=2.98, sur lequel est déposé un patch de dimensions 54.35×54.35mm² pour une fréquence de travail de 1.575GHz et avec une bande passante d'adaptation de 32MHz. En considérant un substrat de permittivité supérieure ε_{r2}=28.2, l'auteur a montré qu'à une même fréquence de résonance les dimensions de l'élément rayonnant peuvent être diminuées à 15.8×15.93 mm², mais avec une réduction de la bande d'adaptation jusqu'à 13MHz.

L'incorporation d'un matériau diélectrique de forte permittivité permet effectivement de réduire considérablement l'encombrement d'une antenne imprimée. Cependant, cette miniaturisation se fait généralement au détriment de la bande passante et aussi de l'efficacité de rayonnement de l'antenne [I.5]. Afin de palier à cette dégradation de performances, plusieurs auteurs ont montré l'intérêt de remplacer le diélectrique par un matériau magnéto-diélectrique à forte perméabilité.

I.2.2.1.2. Utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique

Hansen et Burke [I.6] ont montré qu'avec une antenne patch intégrant un matériau magnéto-diélectrique présentant à la fois une perméabilité μ_r et une permittivité ε_r supérieures à 1 il est possible d'avoir, à encombrement équivalent, une meilleure bande passante (*BP*) qu'avec un substrat purement diélectrique. En effet, en se référant à l'expression de la bande passante décrite par l'équation (I.5), nous pouvons constater que pour un même indice de réfraction *n*, un matériau magnéto-diélectrique permet d'augmenter la *BP* d'une antenne patch d'un facteur $\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}$.

$$BP = \frac{96 \times \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \times \frac{d}{\lambda_0}}{\sqrt{2} \times (4 + 17\sqrt{\varepsilon_r \mu_r})} \tag{I.5}$$

Avec *d* l'épaisseur du substrat.

L'étude réalisée dans [I.7], met en évidence l'intérêt de remplacer les diélectriques purs par des matériaux magnéto-diélectriques. Dans le Tableau I.1, une comparaison des performances d'une antenne patch, en termes de bande passante et d'efficacité de rayonnement, a été adressée pour deux substrats différents. Le premier matériau est un diélectrique avec ε_{r1}=25, μ_{r1}=1 et le deuxième est un matériau magnéto-diélectrique avec ε_{r2}=μ_{r2}=5, les deux matériaux possèdent donc le même indice de réfraction *n*=5. La première antenne, à base de diélectrique,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

résonne à une fréquence centrale de 1.56GHz. La deuxième, avec le substrat magnéto-diélectrique présente un mode aux alentours de 1.85GHz. D'après ces résultats, il est clair que l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique améliore nettement la bande passante de l'antenne tout en maintenant une structure compacte. En effet, cette dernière passe de 0.64% avec le substrat diélectrique à 7.94% avec le matériau magnéto-diélectrique. De même pour l'efficacité de rayonnement, dans le premier cas l'antenne rayonne 77% de la puissance qu'elle reçoit, cependant en considérant un substrat à la fois de permittivité et de perméabilité supérieures à 1, l'efficacité de rayonnement, à la fréquence de travail de l'antenne, augmente à 99%.

Tableau I.1 : Comparaison des performances de l'antenne pour deux substrats différents à 1.56GHz.

	ε_r, μ_r, n	*BP*	η_{ray}	Dimensions de l'antenne
Cas 1: matériau diélectrique	ε_r=25, μ_r=1, n=5	0.64%	77%	Patch : $\frac{\lambda_0}{14.5} \times \frac{\lambda_0}{11.5}$ Substrat+PDM : $\frac{\lambda_0}{3.8} \times \frac{\lambda_0}{3.8} \times \frac{\lambda_0}{57.8}$
Cas 2: matériau magnéto-diélectrique	ε_r=5, μ_r=5, n=5	7.94%	99%	Patch : $\frac{\lambda_0}{12.2} \times \frac{\lambda_0}{9.7}$ Substrat+PDM : $\frac{\lambda_0}{3.2} \times \frac{\lambda_0}{3.2} \times \frac{\lambda_0}{48.7}$

Les matériaux magnéto-diélectriques permettent donc de combiner la miniaturisation et l'amélioration des performances d'une antenne imprimée contrairement aux matériaux purement diélectriques.

I.2.2.2. Modification et optimisation de la configuration de l'élément rayonnant

D'autres techniques ont été établies dans le but de réduire la taille physique des antennes planaires. Ces techniques sont principalement basées sur la modification de la géométrie de l'élément rayonnant. Elles visent à allonger physiquement le trajet du courant électrique circulant à sa surface et par conséquent la miniaturisation du dispositif antennaire. Deux techniques seront présentées dans ce qui suit, la première consiste à placer des fentes ou des encoches au niveau de l'élément rayonnant, la deuxième intègre des méandres au niveau du patch.

I.2.2.2.1. Insertion d'encoches ou de fentes

L'ajout de fentes ou d'encoches sur l'élément rayonnant force le courant électrique à emprunter un chemin plus long que celui adopté sans la modification géométrique du patch (Figure I.3) [I.8]. L'allongement du parcours du courant surfacique en contournant les fentes introduites au sein du patch induit la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne et donc pour une même structure l'antenne devient plus compacte. Une multitude de formes de fentes/encoches ont été recensées dans la littérature telles que les fentes carrées [I.9], en U [I.10], en C [I.11] en papillon [I.12]…

Licence CC BY-NC-ND 3.0

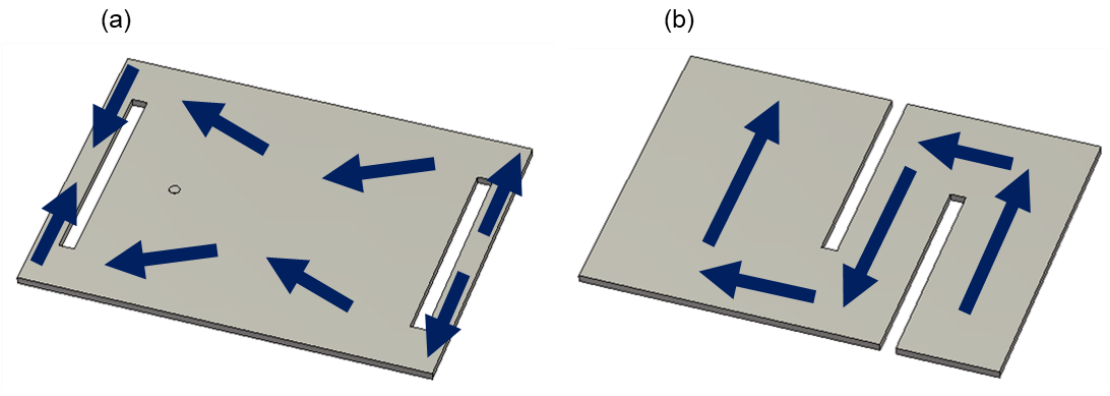


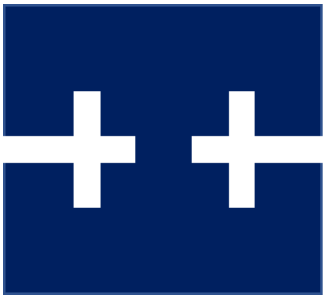
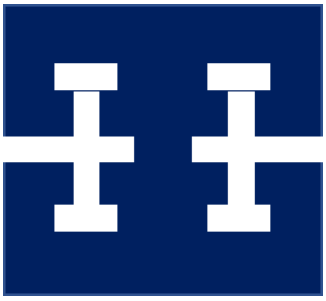
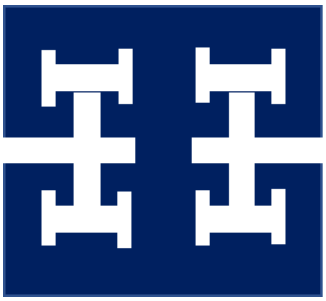
Figure I.3: Effet de l'insertion de fentes (a) et d'encoches (b) sur le courant surfacique d'une antenne planaire.

A titre d'exemple, dans [I.13], H. T. Nguyen et *al*. ont étudié l'effet de la perturbation de la distribution du courant surfacique au niveau de l'élément rayonnant d'une antenne planaire. L'étude part d'une simple structure carrée de dimensions 65.33mm×65.33mm×1.6mm. Puis l'influence de l'incorporation de fentes/encoches sur la fréquence de résonance et sur les dimensions de cette structure a été évaluée. D'après le Tableau I.2, l'insertion de deux encoches au niveau du patch de l'antenne a permis de baisser la fréquence de fonctionnement de l'antenne de 1.51GHz à 0.888GHz ce qui diminue son encombrement de $\frac{\lambda_0}{3} \times \frac{\lambda_0}{3} \times \frac{\lambda_0}{124.2}$ à $\frac{\lambda_0}{5.2} \times \frac{\lambda_0}{5.2} \times \frac{\lambda_0}{211.1}$. Une nette amélioration de la compacité de l'antenne a été observée en augmentant le nombre de fentes. En effet, en passant de 2 fentes à 18 fentes, la fréquence de résonance a été réduite à 0.570GHz et l'antenne est devenue plus compacte avec une taille globale de $\frac{\lambda_0}{8.1} \times \frac{\lambda_0}{8.1} \times \frac{\lambda_0}{329}$.

Tableau I.2: Etude de l'influence des fentes/encoches sur les dimensions de l'antenne.

	Nombre d'encoches/fentes	Fréquence de résonance f_r	Dimensions
	0	1.51 GHz	$\frac{\lambda_0}{3} \times \frac{\lambda_0}{3} \times \frac{\lambda_0}{124.2}$
	2	0.888 GHz	$\frac{\lambda_0}{5.2} \times \frac{\lambda_0}{5.2} \times \frac{\lambda_0}{211.1}$

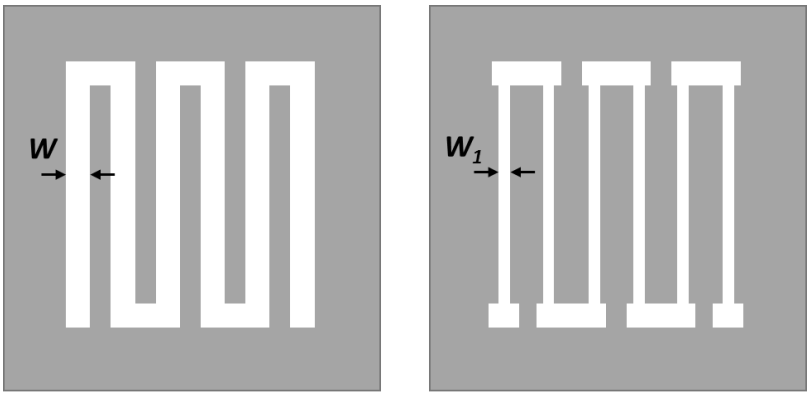
Licence CC BY-NC-ND 3.0

	6	0.801 GHz	$\frac{\lambda_0}{5.7} \times \frac{\lambda_0}{5.7} \times \frac{\lambda_0}{234.1}$
	10	0.680 GHz	$\frac{\lambda_0}{6.8} \times \frac{\lambda_0}{6.8} \times \frac{\lambda_0}{275.7}$
	18	0.570 GHz	$\frac{\lambda_0}{8.1} \times \frac{\lambda_0}{8.1} \times \frac{\lambda_0}{329}$

D'autres techniques permettant l'augmentation de la bande passante tout en améliorant la compacité de ces antennes ont été étudiées tels que l'optimisation des dimensions des fentes ainsi que de leurs positions [I.14].

I.2.2.2.2. Les antennes méandres

La création de méandres, qui sont une succession de repliements, permet de réduire significativement la longueur physique de l'antenne. La forme de ces courbures ainsi que leurs nombres et périodicité définissent généralement les performances du dispositif antennaire [I.15].



(a) (b)

Figure I.4: Antenne méandre: (a) conventionnelle, (b) avec largeur de fentes réduites.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La Figure I.4 (a) montre une antenne méandre classique opérant à 3.09GHz. Dans [I.16], J. M. Kim et *al*. ont prouvé qu'il était possible d'améliorer la compacité de cette antenne en optimisant la largeur *W* des encoches incorporées au niveau de l'élément rayonnant. En effet, considérer une largeur W_1=0.1mm au lieu de 1mm (Figure I.4 (b)) engendre une baisse de la fréquence de travail à 2.39GHz et donc la réduction de 56% de la taille physique de l'antenne.

I.2.2.3. Modification de la géométrie du plan de masse

De même que pour l'élément rayonnant, la perturbation de la configuration du plan de masse permet également de réduire significativement la taille de l'antenne. Dans [I.17], l'analyse du comportement d'une antenne patch ayant un plan de masse incorporant des fentes en méandre est détaillée. Les performances de l'antenne, décrite dans la Figure I.5, ont été comparées à celles d'une antenne patch classique c'est-à-dire sans la modification du plan de masse. Cet exemple montre que pour l'antenne de référence, le mode fondamental apparaît à la fréquence de 2.387GHz alors que pour la structure avec le plan de masse modifié le même mode présente une fréquence de 1.587GHz pour un patch de taille 30×20mm². L'évaluation de l'encombrement de l'antenne, qui doit prendre en compte son plan de masse [I.18], montre que l'antenne proposée [I.17] qui présentait initialement des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{2.5} \times \frac{\lambda_0}{2.5} \times \frac{\lambda_0}{78.6}$ a vu ainsi ses dimensions réduites à $\frac{\lambda_0}{3.8} \times \frac{\lambda_0}{3.8} \times \frac{\lambda_0}{118.1}$. Elle reste toutefois assez encombrante.

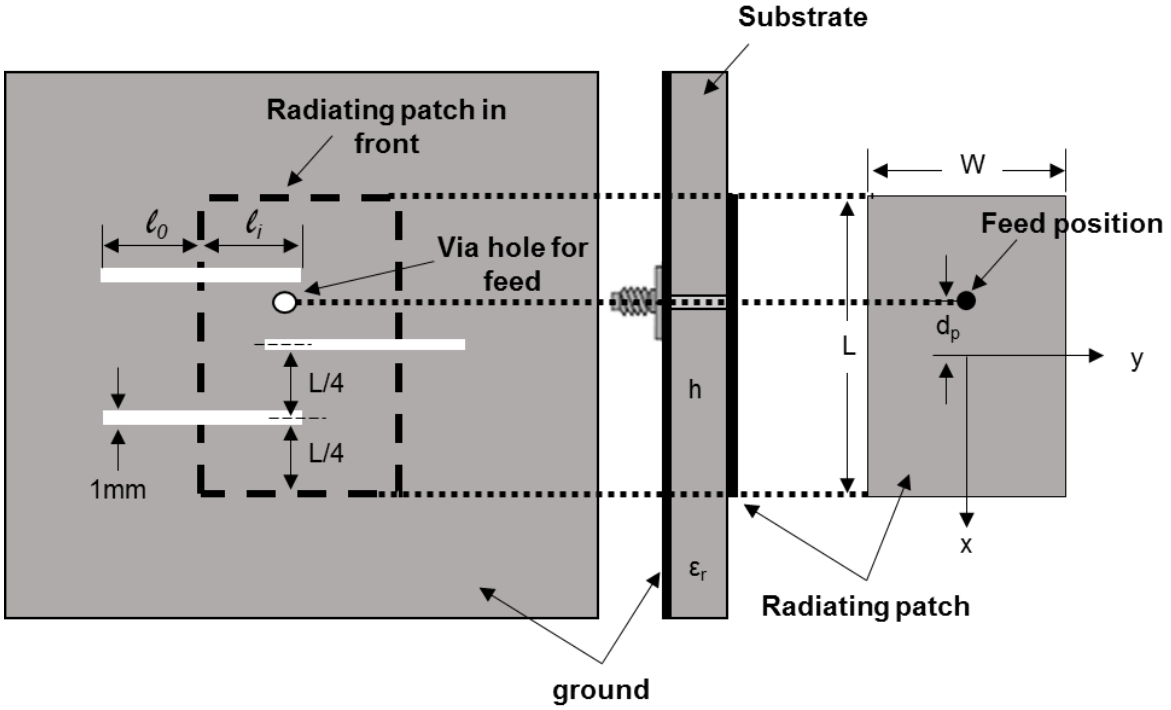


Figure I.5: Structure de l'antenne avec un plan de masse en méandre [I.17].

I.2.2.4. Insertion de courts-circuits

Une autre technique couramment utilisée permettant la miniaturisation des dispositifs antennaires est l'introduction de courts-circuits électriques entre le plan de masse et l'élément rayonnant. Il existe trois types de courts-circuits : en forme de plan (Figure I.6 (a)), de languette (Figure I.6 (b)) ou filaire (Figure I.6 (c)).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

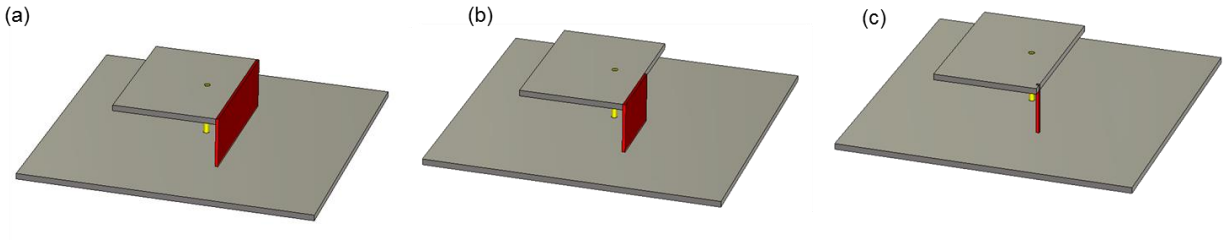


Figure I.6: Antenne ILA (a), antenne PIFA (b) et antenne fil-plaque (c).

I.2.2.4.1. Antenne ILA : antenne quart d'onde

La distribution du champ électrique du mode fondamental à l'intérieur du substrat d'une antenne imprimée présente une valeur nulle au milieu. En considérant la théorie des images, placer un mur électrique au milieu de la cavité n'affectera pas la répartition du champ *E* mais réduira les dimensions de la structure de moitié à la même fréquence de résonance [I.19]. L'inconvénient majeur de ces antennes est leur faible bande passante. Afin de pallier à ce problème, la solution souvent proposée est de remplacer le substrat diélectrique par un matériau épais et de faible permittivité notamment l'air. Dans [I.20], il a été établi que pour une antenne ILA de dimensions *a*=*b*=30.6mm (Figure I.7), et un substrat en Rohacell de permittivité ε_r=1.08, la bande passante de l'antenne pourrait atteindre 17.66% pour une épaisseur *h*=7mm alors que pour la même structure mais pour *h*=2mm la bande passante était de 3.59%. De plus, l'insertion de la plaque métallique entre le patch et le plan de masse a permis d'avoir une structure moins encombrante de dimensions $\frac{\lambda_0}{4} \times \frac{\lambda_0}{4} \times \frac{\lambda_0}{17.4}$ à la fréquence de 2.46GHz.

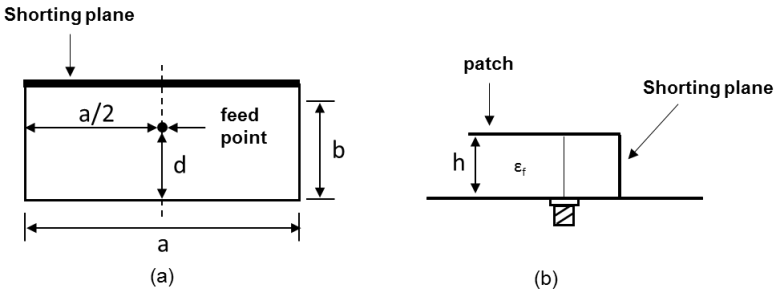


Figure I.7: Configuration de l'antenne quart-d'onde, (a) vue de dessus, (b) vue de côté [I.20].

I.2.2.4.2. Antenne PIFA : antenne partiellement court-circuitée

La topologie de cette antenne est caractérisée par un court-circuit de largeur *W* inférieure à la largeur de l'élément rayonnant L_1 (Figure I.8). Cette topologie permet de réduire davantage la fréquence de résonance du mode fondamental en diminuant la largeur de la languette [I.21].

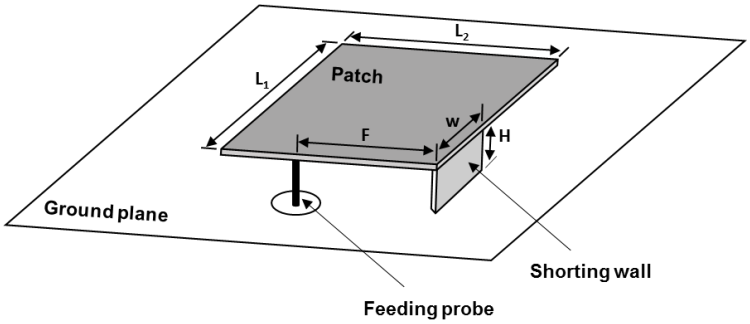


Figure I.8: Configuration d'une antenne PIFA conventionnelle.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La Figure I.9 représente la configuration d'une antenne court-circuitée partiellement avec *a*=38mm, *b*=25mm et *h*=32mm [I.22]. L'étude de l'influence de la largeur de la languette métallique a prouvé que plus le rapport *s*/*a* diminue plus la fréquence de résonance sera réduite et plus la bande passante sera dégradée. En effet, pour un rapport *s*/*a* variant de 1 à 0.1, la fréquence de résonance passe de 2.69GHz à 1.61GHz réduisant ainsi de 60% la taille de l'antenne. Quant à la bande passante, elle passe de 7.4% pour un rapport *s*/*a*=1 à 3.7% pour un *s*/*a*=0.1.

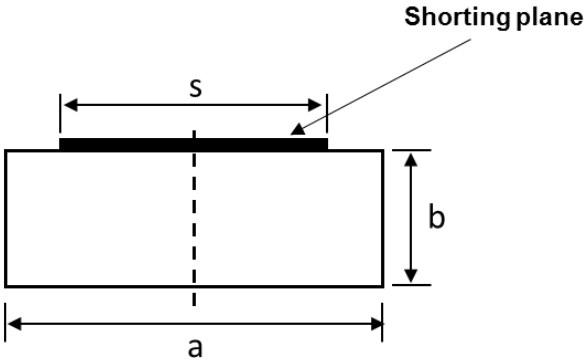


Figure I.9: Configuration de l'antenne PIFA traitée dans [I.22].

I.2.2.4.3. Antenne fil-plaque

Une antenne à court-circuit filaire, comme présentée dans la Figure I.6 (c), est caractérisée par l'introduction de un ou plusieurs vias métalliques reliant le toit rayonnant au plan de masse. Ces fils de masse permettent la création d'un champ dans la cavité résonante à une fréquence inférieure à celle d'une antenne imprimée classique [I.23]-[I.24]-[I.25]. Le nombre de fils de court-circuit, leurs positions ainsi que leurs dimensions définissent essentiellement la fréquence de travail de l'antenne ainsi que sa bande passante [I.26].

L'article [I.27] propose une étude d'une antenne patch, ayant un élément rayonnant circulaire (*R*, *d*=10mm), court-circuitée par des fils métalliques, comme le montre la Figure I.10. Pour une fréquence de travail de 1.9GHz, l'introduction d'un seul via entre l'élément rayonnant et le plan de masse permet de réduire significativement les dimensions de l'antenne qui sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{14.8} \times \frac{\lambda_0}{15.8}$ avec une bande passante de 6.3%. Le tableau ci-dessous (Tableau I.3), rapporte les caractéristiques de l'antenne en fonction du nombre de vias. D'après les résultats présentés, nous pouvons constater que l'ajout de fil métallique au niveau du dispositif améliore nettement la bande passante puisqu'elle passe de 6.3% avec un seul fil de court-circuit à 10% avec trois fils. Cependant il en résulte une dégradation de la compacité de l'antenne. A la même fréquence de travail de 1.9GHz, les dimensions de la structure antennaire passe de $\frac{\lambda_0}{14.8} \times \frac{\lambda_0}{15.8}$ avec un seul via à $\frac{\lambda_0}{10.3} \times \frac{\lambda_0}{15.8}$ avec trois vias. Ainsi un compromis doit être établi entre compacité et bande passante pour ce type d'antenne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

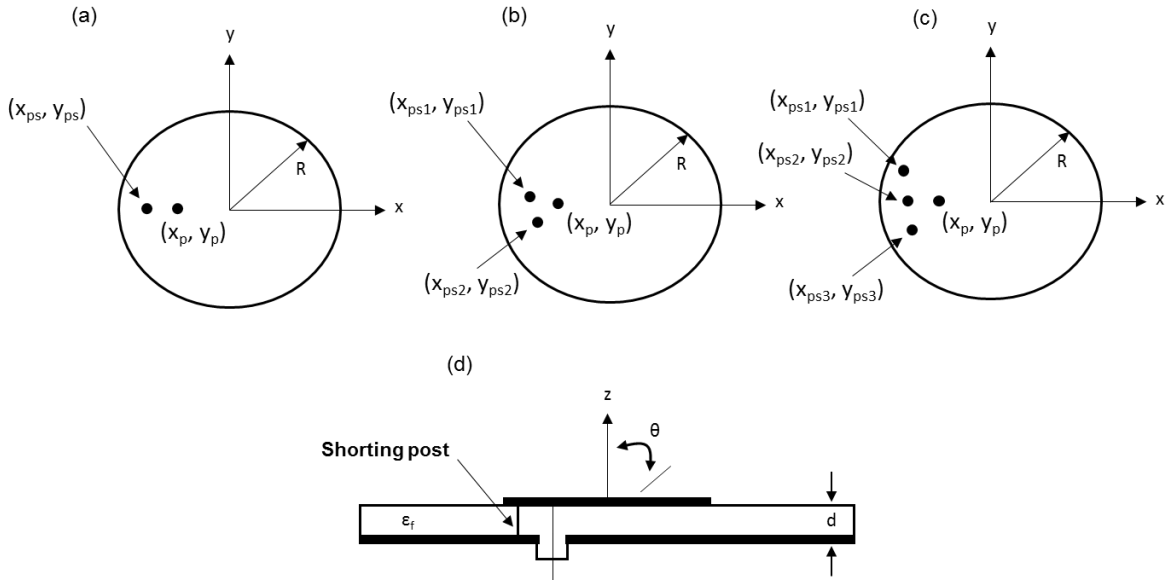


Figure I.10: Configuration de l'antenne IFA, avec un (a), deux (b) et trois (c) fil(s) métallique(s). Vue de côté de l'antenne (d) [I.27].

Tableau I.3: Etude de l'effet du nombre de courts-circuits sur les caractéristiques de l'antenne

	Un fil métallique	Deux fils métalliques	Trois fils métalliques
Dimensions de l'antenne	*R*=10.65 mm ➔ $\frac{\lambda_0}{14.8} \times \frac{\lambda_0}{15.8}$	*R*=13.2 mm ➔ $\frac{\lambda_0}{12} \times \frac{\lambda_0}{15.8}$	*R*=15.4 mm ➔ $\frac{\lambda_0}{10.3} \times \frac{\lambda_0}{15.8}$
BP (f_r=1.9GHz)	6.3 %	7.9 %	10 %

Une étude similaire a été conduite par le CEA-LETI de Grenoble [I.23] dans laquelle la miniaturisation d'une antenne fil plaque électriquement petite a été investiguée. La stratégie adoptée repose sur l'ajout d'un matériau magnéto-diélectrique autour des vias métalliques. Trois antennes avec un, deux et six fil(s) métallique(s), présentant les mêmes caractéristiques géométriques (r_{patch}=h=200mm), ont été considérées. Une étude théorique a été menée afin de montrer que, pour ces trois dispositifs, il est possible d'obtenir la même fréquence de résonance en optimisant le rayon et la position des fils de court-circuit. A ces configurations, un matériau magnéto-diélectrique a été ajouté autour de chaque fil métallique de telle sorte que le volume total du matériau incorporé soit le même pour les trois antennes (Figure I.11). Les fréquences de résonance obtenues sont alors de l'ordre de 127MHz, 119MHz et 86MHz respectivement pour les antennes avec un, deux et six via(s). L'efficacité de rayonnement est de 95% et elle est identique pour les trois structures. L'effet de la miniaturisation est ainsi observé à travers la diminution de 37% de la fréquence de résonance en passant d'une antenne avec un seul fil métallique à une antenne présentant six vias. Pour avoir la même fréquence de résonance de 129MHz pour ces deux dernières structures, le volume du matériau magnéto-diélectrique de l'antenne avec un seul via a dû être multiplié par 20 ce qui a engendré la dégradation de l'efficacité de rayonnement de 95% à 58%. Les caractéristiques géométriques des deux antennes ont été optimisées afin de résonner à 129MHz, les résultats sont résumés dans le Tableau I.4.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

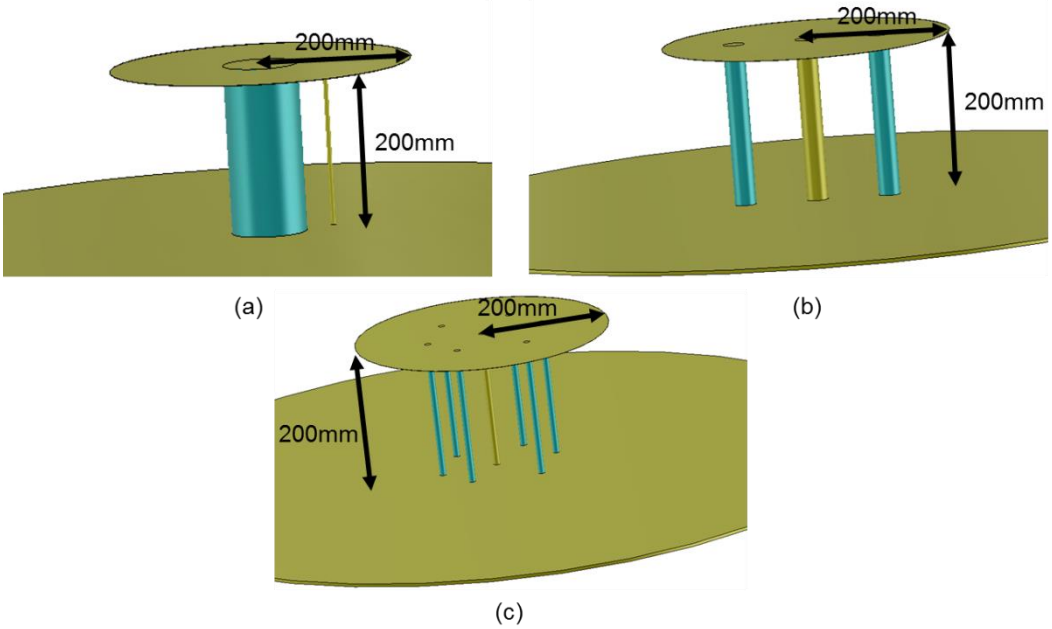


Figure I.11: Antenne chargée par du matériau magnéto-diélectrique avec (a) un, (b) deux et (c) six fil(s) de court-circuit [I.23].

Tableau I.4: Comparaison des résultats entre l'antenne chargée par un seul et six fils de court-circuit entouré(s) par du matériau magnéto-diélectrique.

	1 fil métallique sans matériau magnéto-diélectrique	1 fil métallique avec matériau magnéto-diélectrique	6 fils métalliques avec matériau magnéto-diélectrique
Dimensions de la sphère entourant l'élément rayonnant	$\frac{\lambda_0}{11}$	$\frac{\lambda_0}{13}$	$\frac{\lambda_0}{15}$
% miniaturisation	-	15.4 %	27 %
BP ($\lvert S_{11} \rvert$<-6dB)	9 MHz	7 MHz	6 MHz
Efficacité totale η_{tot}	99 %	75 %	70 %

Du Tableau I.4, nous pouvons constater qu'à la même fréquence de résonance, l'ajout du matériau magnéto-diélectrique à la structure initiale (avec un seul via) a permis de réduire ses dimensions qui sont passées de $\frac{\lambda_0}{11}$ à $\frac{\lambda_0}{13}$. Cependant, cette miniaturisation est accompagnée d'un rétrécissement de la largeur de la bande passante d'adaptation (à -6dB) de 9MHz à 7MHz. De plus, ceci influe également sur l'efficacité totale qui a été réduite de 99% à 75%. En augmentant le nombre de fils de court-circuit à six, la compacité de l'aérien a été améliorée de 27%. Quant à la bande passante, elle est de 6MHz au lieu de 9MHz avec un seul via. De plus, l'antenne rayonne 70% de l'énergie qu'elle reçoit en considérant les pertes par désadaptation contre 99% initialement.

Une autre étude combinant deux techniques de miniaturisation a été développée dans le même centre de recherche [I.25]. Dans cette publication, une antenne fil-plaque avec des fentes au

Licence CC BY-NC-ND 3.0

niveau de l'élément rayonnant a été mise en œuvre (Figure I.12). Une meilleure compacité du dispositif est obtenue en augmentant la longueur de la fente. Cependant, ceci est accompagné d'une dégradation de l'efficacité de rayonnement et de la bande passante. En effet, en passant d'une structure sans fente à un dispositif contenant une fente de longueur L_s=89.5mm, la fréquence du mode fondamental est réduite de 1.625GHz à 0.997GHz. L'antenne présentait initialement une efficacité de rayonnement de 77% et une bande passante de 1.83%. La perturbation de l'élément rayonnant par le biais de la fente a induit la réduction de l'efficacité de rayonnement à 27.8% et de la largeur de la bande passante d'adaptation à 1.1%. Par ailleurs, les dimensions globales de l'antenne initialement de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{6.6} \times \frac{\lambda_0}{6.6} \times \frac{\lambda_0}{38.5}$ à 1.625GHz atteignent $\frac{\lambda_0}{10.7} \times \frac{\lambda_0}{10.7} \times \frac{\lambda_0}{62.7}$ à 0.997GHz en présence de la fente.

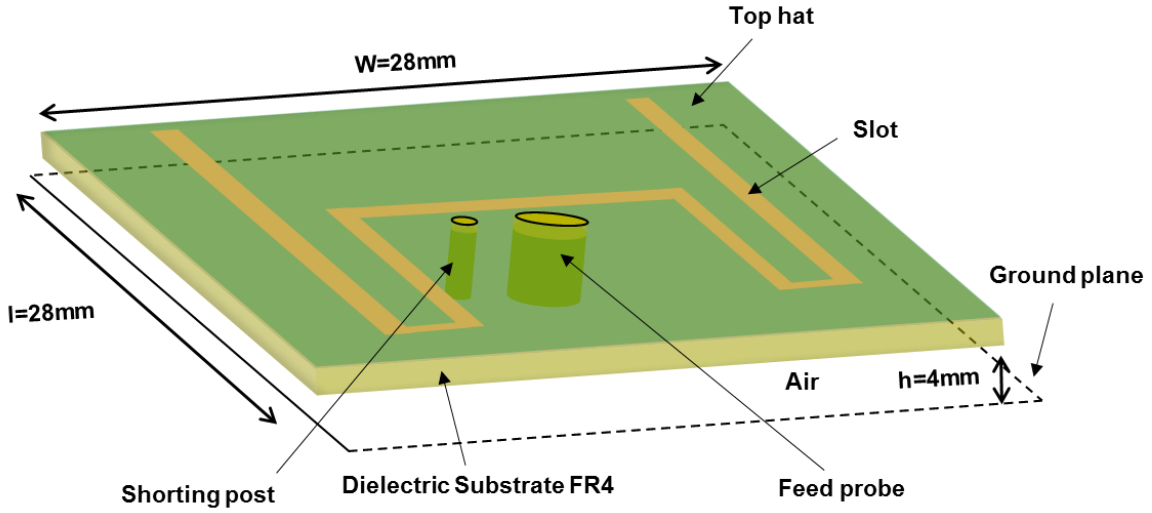


Figure I.12: Configuration de l'antenne avec un fil de court-circuit et un patch à ouverture [I.25].

Toutes ces techniques permettent de réduire l'encombrement des antennes imprimées afin de faciliter leur intégration au sein des systèmes de communication modernes. Cependant, toutes ces méthodes ne se préoccupent pas de la polarisation des signaux rayonnés. Il est en effet souvent difficile de maîtriser la polarisation du champ rayonné avec une antenne miniature. Celle-ci est le plus souvent subie et lorsqu'elle ne l'est pas elle est dans la plupart du temps linéaire. L'obtention de polarisation circulaire est difficile à obtenir surtout quand elle est liée à un objectif de miniaturisation.

I.2.3. Antennes miniatures et à polarisation circulaire

Mis à part son encombrement, connaître la polarisation d'une antenne est un critère essentiel dans la caractérisation de son fonctionnement. En effet, un signal émis est susceptible de subir des déformations au cours de son acheminent en raison des interférences par trajets multiples. Une antenne polarisée linéairement exige que le signal qu'elle émet soit capté par une antenne de même polarisation ce qui nécessite alors un alignement précis des deux antennes. Afin d'éviter toute perte ou perturbation des ondes transmises et pour plus de flexibilité d'orientation angulaire entre l'émetteur et le récepteur, il est plus judicieux d'utiliser des antennes avec un rayonnement en polarisation circulaire dans les systèmes de communication sans fil. Plusieurs techniques dédiées à la génération d'ondes polarisées circulairement ont été suggérées. Mais avant d'entamer l'étude de ces méthodes, il est primordial de définir et d'établir les conditions nécessaires à la création de ce type de polarisation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2.3.1. Définition et caractéristiques d'une antenne à polarisation circulaire

La polarisation d'une antenne décrit la forme du champ électrique $\vec{E}$ dans le plan orthogonal à sa direction de propagation. La nature de la polarisation est définie selon le trajet décrit par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en champ lointain. Le champ rayonné est défini par une ellipse, comme le montre la Figure I.13. Le rapport axial de cette ellipse, représenté par les équations (I.6) et (I.7), permet de cerner le type de polarisation [I.28].

$$TE = \frac{grand\ axe\ de\ l'ellipse}{petit\ axe\ de\ l'ellipse} = \frac{a}{b} \tag{I.6}$$

$$TE\ (dB) = 20\ log_{10}(\frac{a}{b}) \tag{I.7}$$

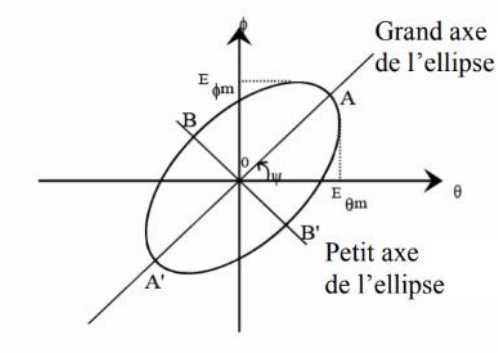


Figure I.13: Ellipse de polarisation

La polarisation circulaire gauche ou droite est obtenue lorsque les deux composantes du champ $\vec{E}_\theta$ et $\vec{E}_\varphi$ sont de mêmes amplitudes ($E_{\theta m}$=$E_{\varphi m}$) mais en quadrature de phase. Généralement, le critère fixé pour avoir une polarisation circulaire correcte est d'avoir un taux d'ellipticité *TE* inférieur à 3dB.

I.2.3.2. Techniques d'obtention d'un rayonnement circulaire

Les méthodes permettant à une antenne imprimée de générer un rayonnement à polarisation circulaire sont classées en deux principales catégories. La première consiste à alimenter l'antenne à travers un seul accès, la polarisation circulaire est engendrée par la perturbation de l'élément rayonnant (en ajoutant des fentes, des encoches, des troncatures, des stubs…). La deuxième utilise deux ou plusieurs sources d'alimentation. Cette technique nécessite généralement un réseau d'alimentation créant un déphasage de 90° entre les ports d'excitation de l'antenne. Les méthodes fréquemment exploitées seront examinées dans ce paragraphe, une attention sera également accordée au critère de compacité des antennes étudiées.

I.2.3.2.1. Alimentation à un accès

Une antenne imprimée alimentée en un seul point est capable de générer une polarisation circulaire dans le cas où deux modes orthogonaux dégénérés de mêmes amplitudes et en quadrature de phase sont excités. Ceci se fait généralement en perturbant l'élément rayonnant et/ou en choisissant judicieusement la position du point d'alimentation. Alimenter une antenne avec une seule source d'excitation reste la solution idéale pour faciliter l'intégration des dispositifs antennaires au sein des composants électroniques. Quelques exemples de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

techniques d'obtention de la polarisation circulaire par une seule source d'excitation sont abordés dans cette partie.

I.2.3.2.1.1. Alimentation sur la diagonale d'un élément rayonnant légèrement rectangulaire

La technique la plus classique est de considérer un patch légèrement rectangulaire avec un rapport $\frac{b}{a} \simeq 1$ [I.29]-[I.8]-[I.30]. Pour avoir une polarisation circulaire, l'antenne doit être excitée à une fréquence qui se trouve entre les deux fréquences de résonance des deux modes orthogonaux. Par conséquent, une alimentation en diagonale est nécessaire et la sonde est alors placée à une distance *dx* et *dy* du centre du patch (Figure I.14).

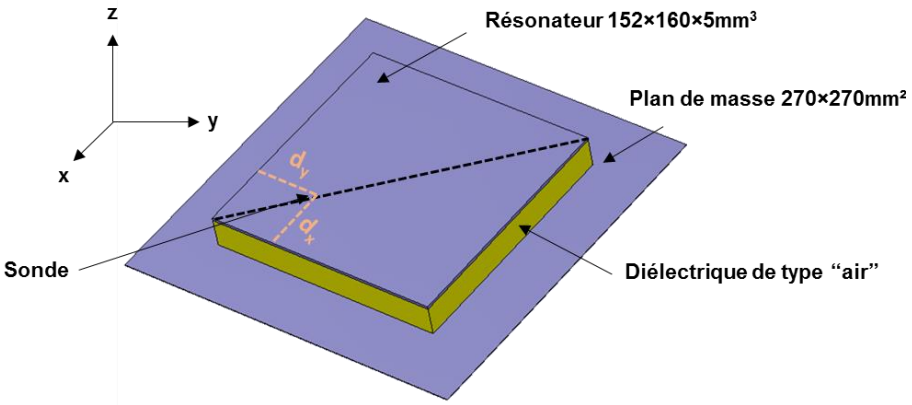


Figure I.14: Antenne patch classique alimentée sur la diagonale [I.8]

Considérons l'exemple étudié dans [I.8] où la structure antennaire est composée d'un élément rayonnant tel que *a*=152mm et *b*=160mm ($\frac{b}{a}$ =1.0526) et d'un plan de masse de dimensions 270×270mm². Ces deux plans métalliques sont séparés par un gap d'air d'épaisseur 5mm. En plaçant la sonde d'alimentation sur la diagonale du toit métallique, l'antenne génère une polarisation circulaire à 0.866GHz avec une bande passante en *TE* <3dB de 1% et une bande d'adaptation de 4% (pour un $|S_{11}|$ <-10dB). L'efficacité totale de rayonnement moyenne dans la bande d'adaptation de l'antenne est de 90%. Cependant, l'antenne n'est pas compacte étant donnée qu'à 0.866GHz, l'élément rayonnant présente des dimensions de $\frac{\lambda_0}{2.3} \times \frac{\lambda_0}{2.2}$ et en tenant compte du plan de masse elles sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{1.3} \times \frac{\lambda_0}{1.3} \times \frac{\lambda_0}{69.3}$.

La miniaturisation de ce type de design antennaire a été investiguée dans [I.8]-[I.30] en ajoutant deux languettes métalliques de court-circuit (W_L=2mm, t_L=0.3mm) placées sur deux coins opposés de l'antenne comme le montre la Figure I.15. La nouvelle structure est constituée d'un toit supérieur de dimensions 65×70mm² séparé du plan de masse par un gap d'air d'épaisseur 20mm afin de garder la même fréquence de travail que l'aérien précédent (Figure I.14). La sonde d'alimentation est localisée à une distance d_x=10mm et d_y=11.5mm du bord du patch. Pour cette nouvelle configuration, l'antenne rayonne plus que 76.5% de la puissance qu'elle reçoit, en considérant les pertes par désadaptation, dans la bande où le *TE* est inférieur à 3dB. L'augmentation de l'épaisseur du gap d'air entre les deux plans métalliques a amélioré la bande passante d'adaptation qui est passée de 4% à 8.9%. Une meilleure bande passante en *TE* est également observée en ajoutant les deux courts-circuits puisqu'elle est passée de 1% à 11%. Quant à l'encombrement de l'antenne, il a été considérablement réduit puisque les nouvelles dimensions du résonateur sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{4.9} \times \frac{\lambda_0}{4.9}$.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

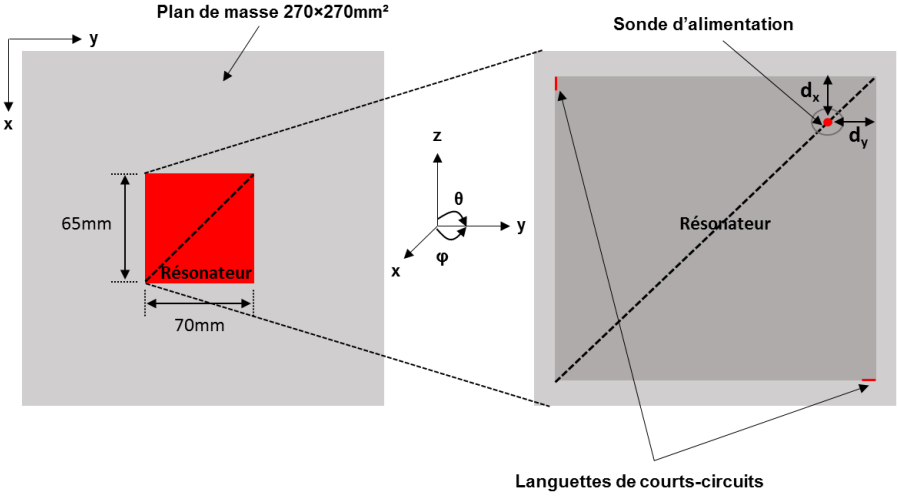


Figure I.15: Configuration de l'antenne alimentée sur la diagonale en présence des deux languettes de court-circuit [I.8].

I.2.3.2.1.2. Troncature des coins de l'antenne

Une des méthodes les plus répandues pour générer de la polarisation circulaire est la troncature de deux des quatre coins du toit de l'antenne. Dans leurs travaux [I.31], H. Wong et *al*. ont examiné la polarisation d'une antenne patch avec des coins tronqués (Figure I.16). Pour un patch rectangulaire avec *L*=*W*=11.3mm, le mode fondamental apparaît à une fréquence de 5.98GHz avec un *TE*<3dB sur une bande de 4.5%. La modification de la géométrie de l'élément rayonnant, comme mentionné dans la partie précédente, engendre la réduction de l'encombrement de l'antenne. En effet, l'antenne présente des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{4.4} \times \frac{\lambda_0}{4.4}$. Une baisse de 54.9% de l'encombrement de l'antenne est alors détectée en le comparant avec une antenne demi-onde classique. Le toit métallique et le substrat, d'épaisseur *t*=3.18mm, sont déposés sur un plan métallique de longueur *L*=21mm ce qui implique que les dimensions globales de l'antenne sont de $\frac{\lambda_0}{2.4} \times \frac{\lambda_0}{15.8}$ à 5.98GHz.

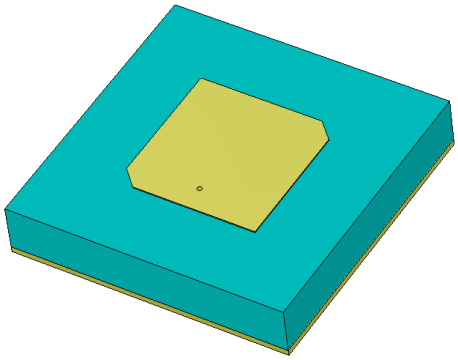


Figure I.16: Antenne avec les coins tronqués [I.31].

Il est toutefois possible de réduire davantage la taille de ces antennes. Dans l'exemple établi dans [I.32], l'obtention d'une antenne à la fois miniature et à polarisation circulaire a été réalisée à travers la combinaison d'un substrat de forte permittivité ε_{r2}=28.2 (au lieu ε_{r1}=3) et la troncature de deux coins du patch (Figure I.17 (a) et (b)). Les dimensions de l'antenne passent alors de $\frac{\lambda_0}{3.5} \times \frac{\lambda_0}{125}$ avec ε_{r1}=3 à $\frac{\lambda_0}{11.6} \times \frac{\lambda_0}{40.1}$ avec ε_{r2}=28.2 et pour une même fréquence de travail de 1.575GHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un deuxième exemple, détaillé dans [I.33], montre que l'ajout d'encoches au niveau des coins du patch tronqués engendre une réduction supplémentaire de 36% de la taille de l'antenne (Figure I.17 (c)).

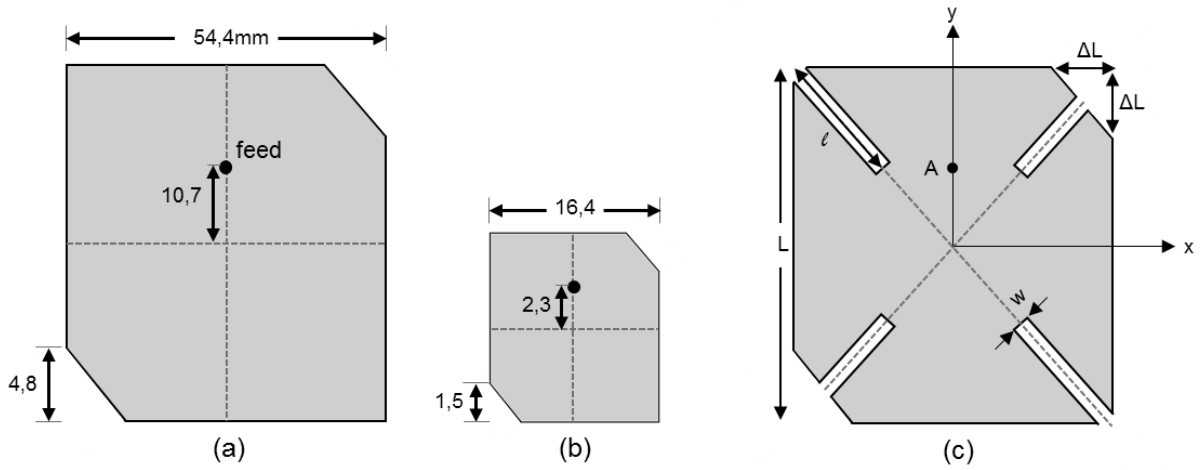


Figure I.17: (a) Antenne avec un substrat diélectrique de ε_{r1}=3 et *h*=1.524mm. (b) Antenne avec un substrat diélectrique de ε_{r2}=28.2 et *h*=4.75mm [I.32]. (c) Antenne alliant encoches et coins tronqués [I.33].

I.2.3.2.1.3. Gravure d'un motif sur le toit métallique

La dégénérescence de deux modes orthogonaux permettant l'obtention d'un rayonnement à polarisation circulaire est possible à travers la création d'ouvertures au niveau du pavé métallique de l'antenne.

Considérons la même configuration antennaire que celle présentée dans le paragraphe précédent (c'est-à-dire celle avec le patch de longueur et de largeur de 11.3mm et le substrat d'épaisseur 3.18mm, décrite dans la Figure I.16) [I.31]. Remplacer les coins tronqués par une fente croisée (Figure I.18), a engendré une baisse de la fréquence de résonance du mode fondamental à 5.28GHz. L'antenne présente alors un élément rayonnant de dimensions $\frac{\lambda_0}{5} \times \frac{\lambda_0}{5}$ ce qui a réduit son encombrement de 12% par rapport à la structure antennaire précédente (Figure I.16). En incluant le plan de masse l'encombrement de l'antenne est de $\frac{\lambda_0}{2.7} \times \frac{\lambda_0}{17.9}$. Cependant, cette miniaturisation a provoqué une légère dégradation de la bande sur laquelle le *TE* est inférieur à 3dB. En effet, l'antenne avec les coins tronqués présentait une *BP* de *TE*<3dB de 4.5% alors qu'avec la nouvelle structure, cette *BP* est réduite à 3.3%.

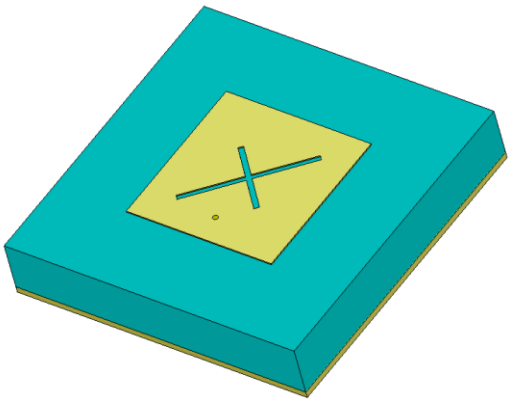


Figure I.18: Antenne avec fentes croisées [I.31].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

D'autres formes de gravure ont été proposées dans le but de générer une polarisation circulaire tout en assurant la compacité de l'antenne telles que les fentes circulaires [I.34], les entailles en U de géométrie asymétrique [I.35], ou encore des gravures d'encoches aux coins de l'élément rayonnant [I.36].

I.2.3.2.1.4. Insertion de stubs

Une autre méthode d'obtention de rayonnement à polarisation circulaire avec un seul point d'alimentation est l'intégration de stubs au niveau de l'élément rayonnant. Dans l'article [I.37] l'étude de cette technique a été développée. L'antenne proposée est illustrée dans la Figure I.19. Quatre stubs ont été incorporés au niveau des coins du patch de l'aérien. Les dimensions ainsi que le gap entre les stubs et le toit métallique ont été optimisés afin d'avoir une bonne qualité de polarisation circulaire et une bande passante satisfaisante. Les meilleures performances ont été obtenues pour un gap symétrique g_1=g_2=g_3=g_4=3mm mais avec des longueurs de stubs différentes l_1=l_3=29.8mm et l_2=l_4=31.6mm. Avec ces paramètres l'antenne rayonne une polarisation circulaire à 2.61GHz avec un *TE*<3dB sur un intervalle angulaire de 184° (suivant les plans *xz* et *yz*) et une bande passante en *TE* de 2.1%. Quant au coefficient de réflexion, il est inférieur à -10dB sur une plage fréquentielle de 4.6%. De plus, en ne tenant compte que du patch, l'antenne possède une géométrie réduite, avec des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{4.6} \times \frac{\lambda_0}{4.6}$. Alors qu'en considérant le substrat (d'épaisseur *t*=1.6mm) et le plan de masse carré (*L*=*W*=57mm), la taille de l'antenne est de $\frac{\lambda_0}{2} \times \frac{\lambda_0}{2} \times \frac{\lambda_0}{71.8}$ à 2.61GHz.

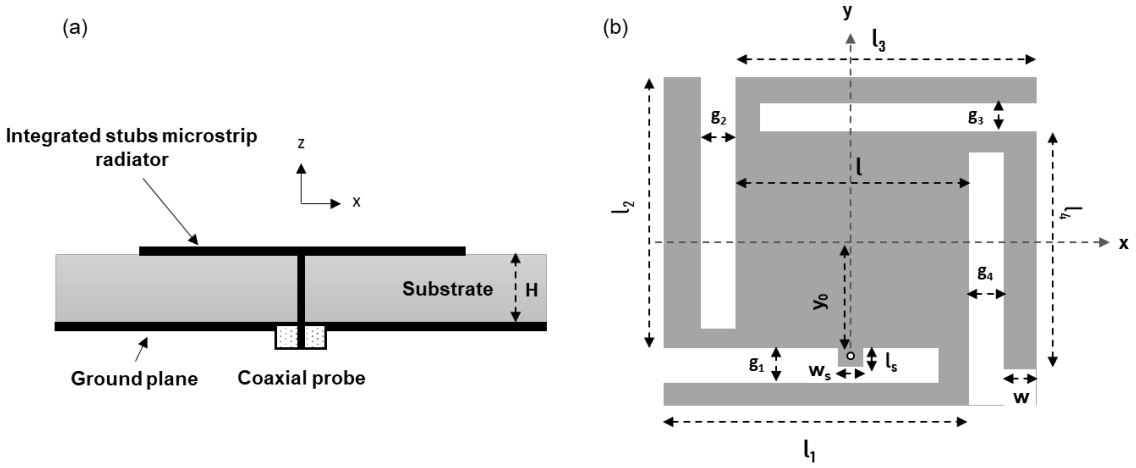


Figure I.19: Configuration de l'antenne avec stubs, (a) vue de côté, (b) vue de dessus [I.37].

I.2.3.2.2. Configurations à deux accès

La configuration à deux accès est basée sur le principe de déphasage entre les deux ports de l'antenne permettant ainsi l'excitation simultanée des deux modes orthogonaux générant le rayonnement à polarisation circulaire. En la comparant avec la méthode d'alimentation avec un accès unique, cette technique offre généralement une plus large bande passante. Cependant son inconvénient majeur est la taille du plan de masse nécessaire pour abriter le réseau d'alimentation et les pertes engendrées par celui-ci. Ainsi, un compromis entre les performances et la compacité de l'antenne doit être dressé. Les techniques les plus évoquées dans la littérature permettant d'avoir deux modes d'amplitudes égales avec un déphasage de 90° sont, l'ajout d'une ligne quart d'onde (Figure I.20 (a)) [I.38]-[I.39], l'utilisation du diviseur de puissance Wilkinson (Figure I.20 (b)) [I.40]-[I.41] ou l'insertion d'un coupleur hybride (Figure I.20 (c)) [I.42]-[I.43]-[I.44]-[I.45]-[I.46].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

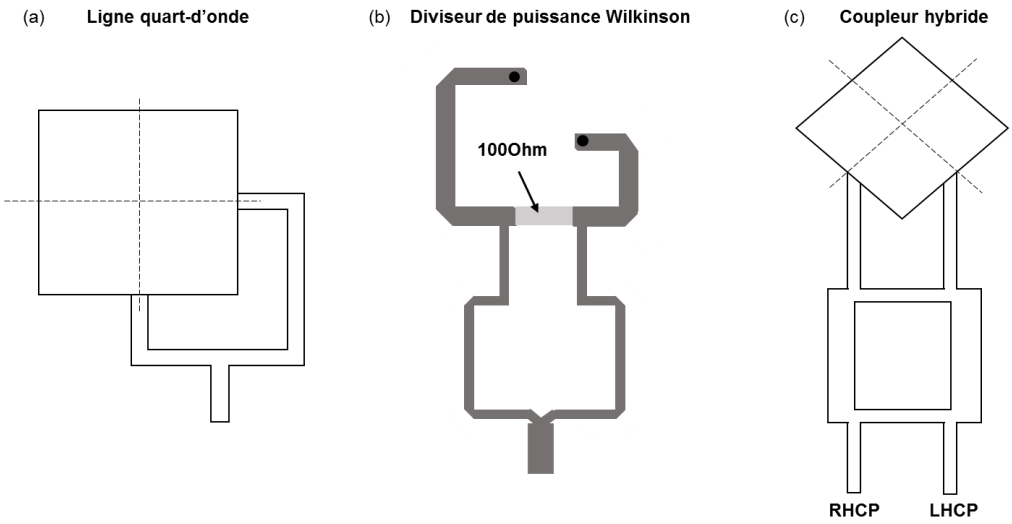


Figure I.20: Insertion d'une ligne quart-d'onde (a), utilisation du diviseur de puissance Wilkinson avec une ligne de retard (b), ajout de coupleur hybride (c).

I.2.3.2.2.1. Ajout d'une ligne quart-d'onde

Deux lignes de transmission *a* et *b*, connectées au patch, sont utilisées dans [I.39] afin d'alimenter l'antenne en deux points distincts (Figure I.21). La génération de la polarisation circulaire est induite si la longueur de la ligne *a* est égale à $\frac{\lambda_0}{4}$ fois la longueur de la ligne *b* créant ainsi le déphasage de 90°. L'antenne génère une polarisation circulaire à 2.8GHz avec un *TE*<3dB sur une bande passante de 1.1% et un coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur une bande de 5.36%. Dans le but de réduire davantage l'encombrement de cette antenne, deux fentes en forme de L ont été ajoutées au plan de masse ce qui a baissé la fréquence de résonance à 2.5GHz. Les dimensions de l'antenne sont alors passées de $\frac{\lambda_0}{4.8} \times \frac{\lambda_0}{4.8}$ à $\frac{\lambda_0}{5.3} \times \frac{\lambda_0}{5.3}$ en incluant uniquement le patch. Avec le plan de masse (*L*=*W*=45mm) ainsi que le substrat (*t*=1.6mm) la taille de l'antenne est de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{2.4} \times \frac{\lambda_0}{2.4} \times \frac{\lambda_0}{67}$. La diminution de la taille de l'aérien influe, bien évidemment, sur sa bande passante d'adaptation qui est réduite à 3.2%. Quant au taux d'ellipticité, il demeure inférieur à 3dB sur une bande de 1.2%.

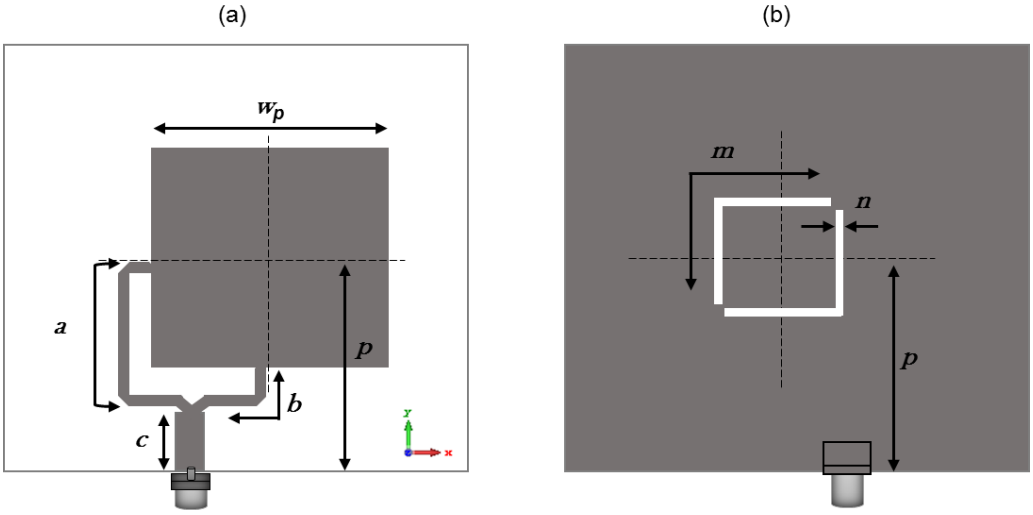


Figure I.21: Antenne alimentée à deux accès avec un polariseur quart-d'onde (a) vue de dessus, (b) configuration du plan de masse [I.39].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2.3.2.2.2. Utilisation du diviseur de Wilkinson avec une ligne de retard

Une autre solution consiste à utiliser un diviseur de Wilkinson introduit dans le but de fournir la même puissance aux deux points d'alimentation de l'antenne. Un déphasage de 90° entre les deux ports est également nécessaire pour générer la polarisation circulaire. L'article [I.41] traite le cas d'une antenne planaire dont l'élément rayonnant et le réseau d'alimentation sont positionnés sur la face supérieure d'un substrat FR4 (ε_r=4.4, $tan\delta$=0.02, L=100mm, W=70mm et t=1.59mm). Le toit de l'antenne est une plaque métallique contenant des fentes en L et des encoches sur ses bords afin de réduire l'encombrement de l'antenne. Quant au réseau d'alimentation, il est composé d'un diviseur de Wilkinson divisant le signal qu'il reçoit en deux signaux d'amplitudes égales avec un déphasage de 90°. Cet élément, décrit dans la Figure I.22, présente une structure annulaire, les deux voies sont séparées par une résistance de 100Ω pour garantir une bonne isolation entre elles. Les deux signaux délivrés par ce diviseur seront ensuite conduits jusqu'au patch à travers deux lignes à retard de longueurs $\frac{\lambda_0}{4}$ et $\frac{\lambda_0}{2}$ ce qui suscitera la création d'un rayonnement à polarisation circulaire. A la fréquence de travail de 2.45GHz, l'antenne possède une bande passante d'adaptation de 7% avec un TE<3dB sur une plage fréquentielle de 7.8%. Grâce aux fentes et encoches gravées sur son toit métallique, la taille du dispositif a été réduite de 45.7% par rapport à une antenne patch classique. Bien que les dimensions de l'antenne aient été réduites en modifiant la géométrie de l'élément rayonnant, la taille du plan de masse demeure très encombrante ($\frac{\lambda_0}{1.7} \times \frac{\lambda_0}{1.2}$ à 2.45GHz) en raison de l'intégration du diviseur de puissance.

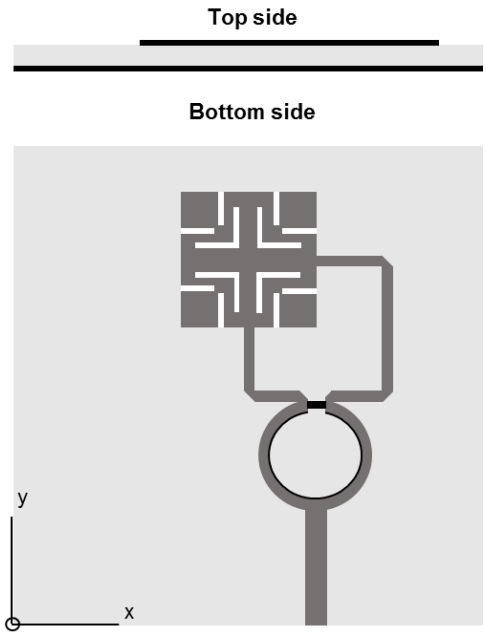


Figure I.22: Antenne alimentée par un diviseur de Wilkinson [I.41]

Des bandes passantes plus importantes peuvent être atteintes avec ces réseaux mais avec des méthodes d'alimentation différentes. En effet, l'exemple d'une antenne alimentée par couplage par gap d'air est discuté dans [I.47]. Le dispositif est adapté sur une large bande passante de l'ordre 65% et présente une polarisation circulaire avec un TE<3dB sur une bande de 46%. Cependant, pour ce type d'alimentation un gap d'air important doit être considéré entre le substrat comportant l'élément rayonnant et le circuit d'alimentation. En effet, l'épaisseur totale de cette configuration antennaire est de l'ordre de 14.4mm ce qui complique son intégration dans les systèmes de communication modernes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2.3.2.2.3. Insertion d'un coupleur hybride

Dans l'article [I.43], la polarisation circulaire d'une antenne patch est acquise en utilisant un coupleur hybride. La structure antennaire est constituée par l'empilement de deux substrats (Figure I.23 (a)). Le premier vise à améliorer la compacité de l'antenne c'est pourquoi il possède une permittivité de ε_{r_s}=6.15. Le deuxième est dédié à l'amélioration de la bande passante de l'aérien, pour cette raison un matériau de faible permittivité est choisi (ε_{r_f}=1.07). Le circuit d'alimentation, détaillé sur la Figure I.23 (b), montre un coupleur hybride à deux ports d'entrée déposé sur un substrat de type RO4350 (ε_r=*3.48*, *t*=0.762mm). Afin de générer un mode RHCP, le premier port doit être connecté à un générateur RF et le deuxième sera isolé en lui attribuant une charge de 50Ω. La polarisation du mode pourra être inversée en inversant les ports. Quant aux deux ports de sorties, ils sont connectés à l'antenne à travers des vias métalliques. La structure antennaire reçoit alors deux signaux aux ports 1 et 2 de mêmes amplitudes et en quadrature de phase ce qui engendre l'excitation de deux modes orthogonaux générant ainsi un rayonnement à polarisation circulaire. Un mode apparaît à 1.227GHz présentant un *TE*<3dB sur une plage angulaire supérieure à ±50° dans les plans φ=0° et φ=90°et une efficacité de rayonnement supérieure à 61%. Sur ce mode, l'élément rayonnant est de dimensions $\frac{\lambda_0}{4.4} \times \frac{\lambda_0}{4.4}$ et la taille globale de l'antenne est de $\frac{\lambda_0}{1.4} \times \frac{\lambda_0}{1.4} \times \frac{\lambda_0}{29.9}$.

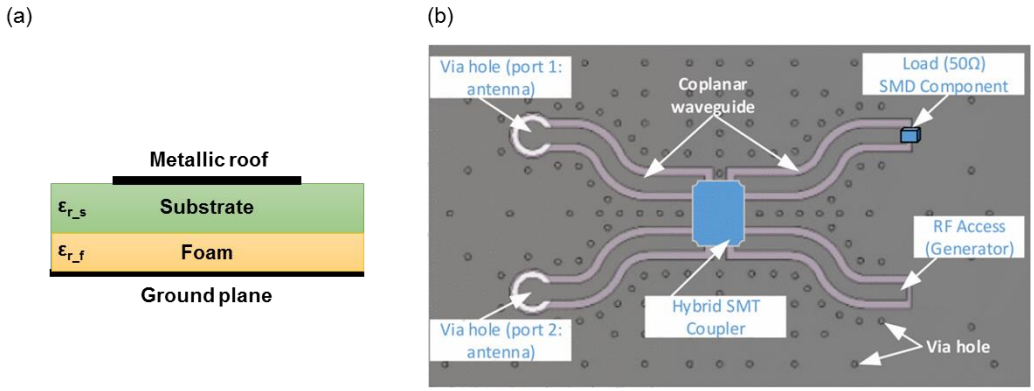


Figure I.23: Configuration de l'antenne proposée dans [I.43], (a) vue de côté, (b) topologie du circuit d'alimentation comportant le coupleur hybride.

Un autre exemple que nous pouvons citer dans cette partie utilise un coupleur hybride avec un switch MEMS (SPDT: Single pole Dual Trough) [I.44]. Dans ces travaux, une antenne patch alimentée par couplage électromagnétique à travers deux fentes orthogonales gravées sur le plan de masse est proposée (Figure I.24). L'excitation de la structure antennaire est faite par le biais d'un réseau d'alimentation décrit dans la Figure I.25 (a).

Cette structure présente la particularité d'être agile en polarisation. En effet, deux cas de figure se présentent en agissant sur les capacités constituant le coupleur. Le premier se manifeste lorsque les capacités sont à l'état ON c'est-à-dire que tout le signal reçu via le port 1 ou 4 sera acheminé entièrement vers le port 2 (Figure I.25 (b)). Dans ce cas, seule une fente des deux sera excitée et l'antenne rayonne donc une polarisation linéaire horizontale ou verticale. Quant au « OFF state », il se présente lorsque les capacités sont à l'état OFF, c'est-à-dire le signal délivré par le MEMS au niveau du port 1 sera divisé équitablement entre les ports 2 et 3 avec un déphasage de 90° (Figure I.25 (b)). C'est ainsi que les deux fentes de l'antenne seront alimentée et un rayonnement polarisé circulairement est obtenu. Le choix de la polarisation linéaire horizontale ou verticale ainsi de la polarisation circulaire droite ou gauche est contrôlé par le choix du port (1 ou 4) du coupleur excité par le MEMS SPDT.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'aérien rayonne un mode à polarisation circulaire droite à f_r=5.85GHz. La bande passante en *TE* est de 3.3% et la plage angulaire, sur laquelle l'antenne présente une bonne qualité de polarisation circulaire, s'étend de -78° à 58°.

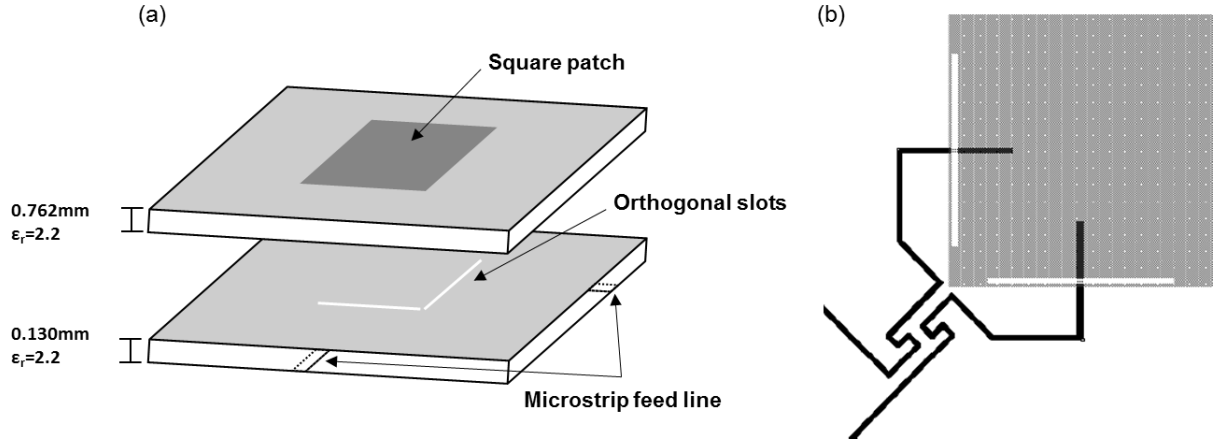


Figure I.24: Configuration de l'antenne sans (a) et avec (b) le réseau d'alimentation [I.44].

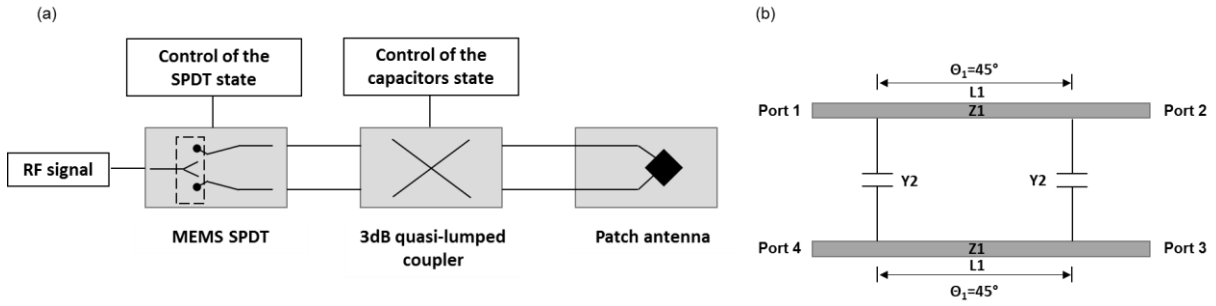


Figure I.25: Topologie de la structure antennaire avec le réseau d'alimentation (a), Configuration du coupleur (b) [I.44].

En vue d'avoir des structures compactes, acquérir un rayonnement circulaire en utilisant plusieurs sources d'alimentation ne représente pas la solution idéale. Cette méthode nécessite des circuits supplémentaires afin d'exciter les deux modes orthogonaux. Ces éléments n'entraînent pas uniquement des coûts de fabrication supplémentaires mais nécessitent aussi des plans de masse encombrants pour les mettre en œuvre et introduisent également des pertes supplémentaires.

I.2.4. Antennes miniatures pour des applications multi-bandes

Limiter la congestion des systèmes électroniques ne revient pas uniquement à réduire la taille des antennes mais aussi à diminuer leur nombre grâce à la conception de structures couvrant plusieurs bandes de fréquences simultanément. Les antennes à large bande passante ont été considérablement utilisées afin d'assurer un fonctionnement multi-standards. Une autre approche, utiles pour certaines applications militaires et civiles, consiste à concevoir des antennes avec de multiples bandes « plus étroites » et/ou éloignées dans le spectre radioélectrique. Des systèmes de filtrage sont souvent nécessaires pour sélectionner les bandes souhaitées [I.48]. La diversité des applications exigeant des dispositifs antennaires multi-bandes implique la mise en œuvre de techniques de conception sophistiquées dans le souci de répondre aux exigences du marché en termes de performances. Les principales méthodes visant la création de deux ou plusieurs résonnances seront exposées dans cette partie.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Celles-ci sont basées sur divers concepts, comme par exemple :

- La perturbation de la géométrie de l'élément rayonnant ou du plan de masse.
- L'insertion de courts-circuits.
- L'empilement ou la combinaison de plusieurs patchs.

Nous allons en donner quelques exemples ci-dessous.

I.2.4.1.1. Perturbation de la géométrie du patch ou du plan de masse

En dehors de leur utilisation pour miniaturiser une antenne, les fentes et les encoches gravées au niveau du patch ou du plan de masse permettent d'obtenir un fonctionnement multi-bandes. Nous allons en présenter ici quelques exemples issus de la littérature.

Le comportement d'une antenne bi-bandes avec une fente en U entaillée sur sa face inférieure est caractérisé dans [I.49]. Deux bandes de fréquence centrées à 2.43GHz et 5.2GHz sont obtenues avec des bandes passantes à -6dB de 40MHz et 1.2GHz respectivement. Un via métallisé reliant le plan de masse au patch est utilisé dans le but de miniaturiser le dispositif (Figure I.26). De plus, le patch présente des dimensions réduites de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{14}\times\frac{\lambda_0}{12.3}$ sur la première bande de fonctionnement et en tenant compte du substrat et du plan de masse, l'antenne de taille $\frac{\lambda_0}{6.6}\times\frac{\lambda_0}{6.2}\times\frac{\lambda_0}{162.4}$ demeure miniature.

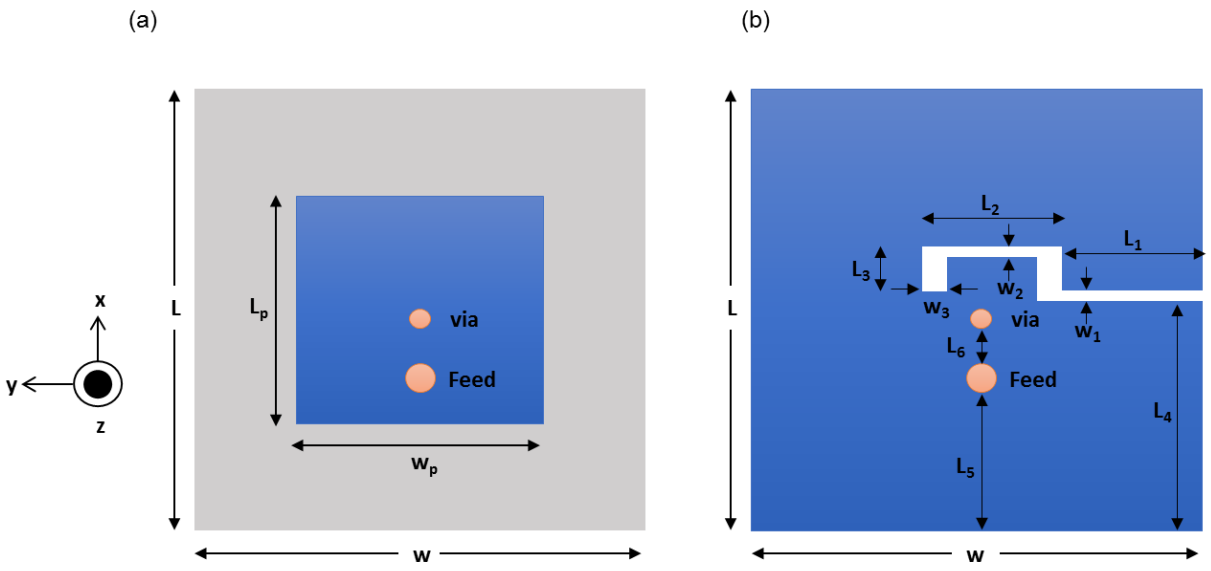


Figure I.26: Vue de dessus (a) et configuration du plan de masse (b) de l'antenne, avec L=20mm, W=18.8mm, W_p=8.8mm et L_p=10mm [I.49].

L'effet de l'introduction d'encoches aux bords du patch est investigué dans [I.50]. Trois antennes avec des formes d'entailles différentes sont présentées. Les trois configurations permettent d'avoir un fonctionnent bi-bandes. Pour une antenne avec des encoches de forme triangulaire (Figure I.27), deux modes apparaissent à 1.275GHz et 1.57GHz avec des bandes passantes de 14.9% et 4.5% respectivement. A la première fréquence de travail, le dispositif présente une taille de $\frac{\lambda_0}{3.9}\times\frac{\lambda_0}{3.9}\times\frac{\lambda_0}{39.5}$.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

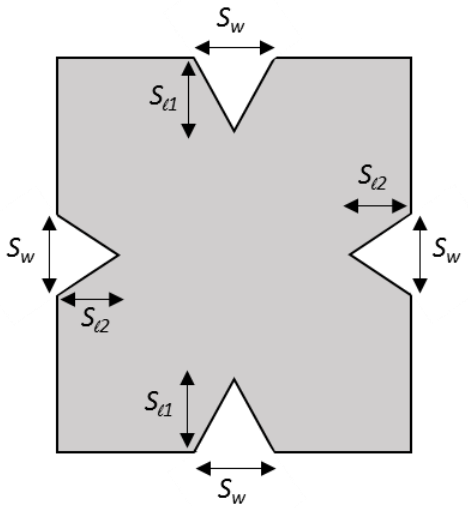


Figure I.27: Antenne avec des encoches triangulaires symétriques [I.50].

Un fonctionnement multi-bandes peut être obtenu en ajoutant des fentes au milieu du patch. Considérons le cas analysé dans [I.51] représenté par la Figure I.28. D'après cette étude, le nombre de fentes en U introduites permet de contrôler le nombre de modes générés. En effet, avec une seule fente asymétrique, un seul mode doté d'une large bande passante est obtenu. En augmentant le nombre de fentes à quatre et en optimisant leurs dimensions, quatre bandes centrées à 3.35GHz, 3.7GHz, 5.2GHz et 5.8GHz avec des bandes passantes de 2.1%, 3.3%, 7.1% et 5%, respectivement, sont générées. La taille de l'élément rayonnant est l'ordre de $\frac{\lambda_0}{3.3}\times\frac{\lambda_0}{2.4}$ à 3.35GHz. Cependant en considérant le plan de masse (*L*=*W*=50mm), l'encombrement de l'antenne reste relativement élevé étant donné que ses dimensions sont de l'ordre $\frac{\lambda_0}{1.8}\times\frac{\lambda_0}{1.8}\times\frac{\lambda_0}{18}$ sur le premier mode.

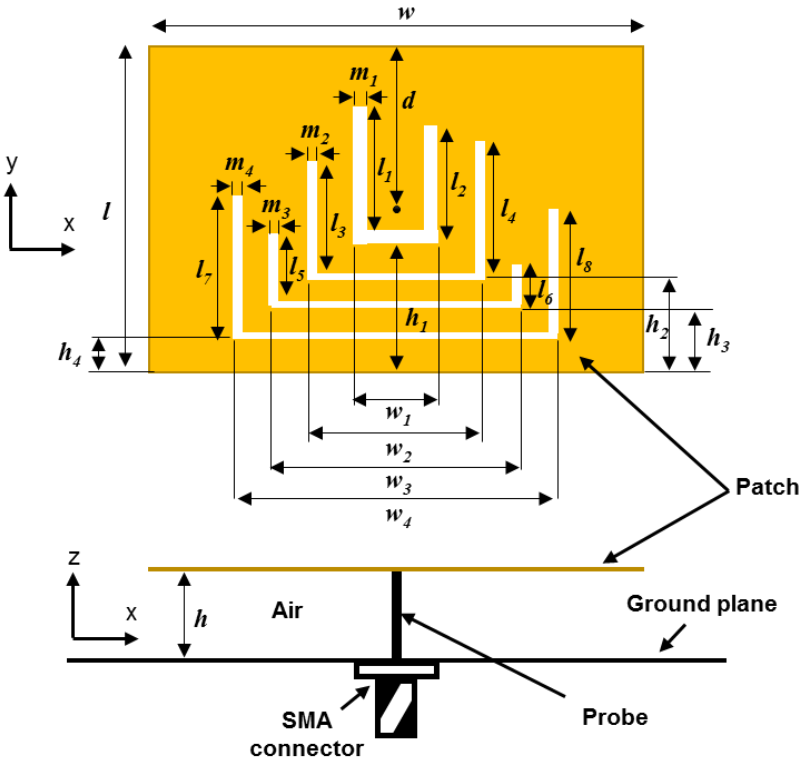


Figure I.28: Antenne avec quatre fentes en U avec *l*=27.5mm, *w*=38mm et *h*=5mm [I.51].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2.4.1.2. Insertion de courts-circuits

Grâce à leur profil simple et à leur structure compacte, les antennes à courts-circuits sont des candidates potentielles pour un fonctionnement multi-bandes. Plusieurs configurations peuvent être recensées dans les travaux existants. Dans [I.52], deux vias métalliques, dont la position est ajustée, sont introduits pour acquérir un rayonnement bi-bandes à 1.5GHz et 1.9GHz (Figure I.29 (a)). Une autre structure est proposée avec un plan de masse de taille réduite de 47% par rapport à la première antenne. L'élément rayonnant de cette nouvelle structure a été modifié en gravant trois ouvertures circulaires asymétriques dans le but d'adapter l'antenne à des applications en bandes L et S (Figure I.29 (b)). L'optimisation des diamètres et positions de ces fentes a permis la génération de quatre fréquences de résonance centrées à 1.38GHz, 1.69GHz, 2.4GHz et 2.65GHz. De plus, le dispositif présente un encombrement réduit avec un patch de dimensions $\frac{\lambda_0}{3.7} \times \frac{\lambda_0}{3.7}$ à 1.38GHz.

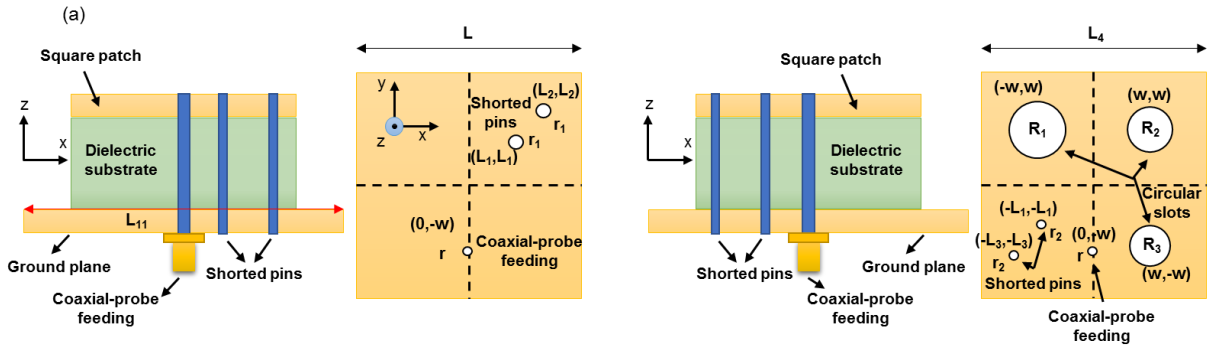


Figure I.29: Configuration des deux antennes, (a) avec deux vias, (b) avec deux vias et fentes circulaires [I.52].

Les antennes PIFA peuvent également offrir une couverture multi-bandes. Dans la publication [I.53], une antenne court-circuitée par une languette de 2.5mm de largeur est développée. Pour combiner un fonctionnement bi-bandes avec un critère de miniaturisation, des fentes de formes différentes ont été positionnées sur la face supérieure du toit métallique (Figure I.30). Ce dernier est imprimé sur un substrat diélectrique de faible permittivité (ε_r=1.06) et d'épaisseur 7mm. Deux bandes de fréquences apparaissent à 2.5GHz et 4.5GHz avec des bandes passantes de 12.4% et 4.9%, respectivement. Etant donné que le plan de masse et le patch sont de mêmes longueur et largeur, l'antenne est bien miniature de dimensions globales de $\frac{\lambda_0}{13.3} \times \frac{\lambda_0}{8} \times \frac{\lambda_0}{17.1}$ à 2.5GHz.

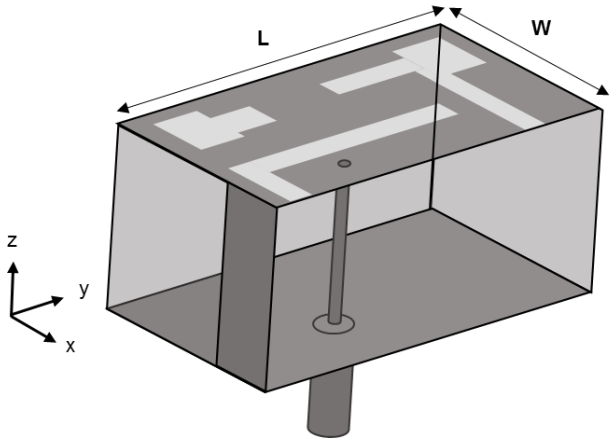


Figure I.30: Configuration de l'antenne PIFA bi-bandes avec *L*=15mm et *W*=9mm [I.53].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2.4.1.3. Empilement/combinaison de plusieurs éléments rayonnants

Une technique très employée pour assurer un fonctionnement multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs patchs. Ces éléments rayonnants sont, soit empilés les uns sur les autres [I.54], soit juxtaposés sur le même substrat [I.55]-[I.56]. Quant à leur excitation, deux cas de figure peuvent être distingués. Le premier est d'alimenter les patchs séparément par des sondes distinctes, le deuxième est d'exciter le toit métallique principal via un point d'alimentation, les autres patchs étant alimentés par couplage électromagnétique. Le fonctionnement multi-bandes est induit en considérant des patchs de tailles différentes qui fonctionnent sur leur propre fréquence de résonance [I.48].

La Figure I.31 montre la configuration d'une antenne associant deux éléments rayonnants [I.54]. Les deux patchs sont de dimensions différentes et sont posés sur des substrats distincts de même permittivité (ε_r=9.8). Un patch carré de dimensions 27×27mm² est placé sur la face supérieure du premier substrat diélectrique. Une sonde coaxiale alimente le toit métallique supérieur de taille 19×19mm², le patch inférieur est alimenté par couplage électromagnétique. Le patch inférieur est destiné à produire la première bande de fréquence centrée à 1.56GHz et le patch supérieur génère une fréquence à 2.34GHz. En considérant les deux substrats (L_1=W_1=L_2=W_2=35mm, t_1=4mm, t_2=3mm), les dimensions de l'antenne sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{5.5}\times\frac{\lambda_0}{5.5}\times\frac{\lambda_0}{27.5}$ à 1.56GHz.

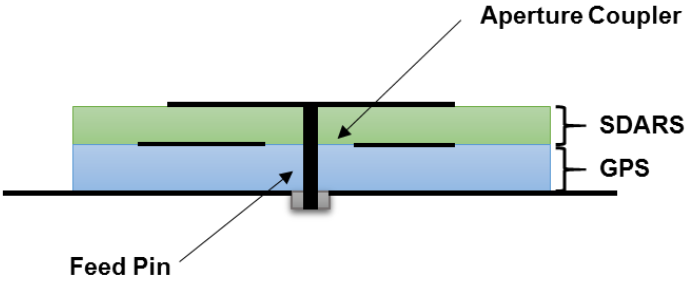


Figure I.31: Vue de coupe de l'antenne bi-bandes avec deux patchs empilés [I.54].

Empiler d'autres éléments rayonnants permet d'augmenter le nombre de fréquences de résonance. Dans [I.57], la combinaison d'un patch supérieur avec 4 patchs parasites, alimentés par couplage électromagnétique, a permis d'avoir 5 bandes de fréquences. Cependant, ce nombre important d'éléments rayonnant augmente significativement le volume de l'antenne. En effet, l'épaisseur totale de la structure antennaire est de l'ordre de 15.6mm ce qui limite l'utilisation de ce genre de dispositifs dans les systèmes de communications sans fil.

Afin de réduire l'occupation volumique de ces types d'antennes, l'assemblement des patchs parasites avec le patch principal sur le même plan a été proposé dans [I.55]. Deux pavés métalliques en forme de U ont été imprimés sur un substrat diélectrique, de part et d'autre d'un patch central comme le montre la Figure I.32. Un fonctionnement tri-bandes à 2.6GHz, 6GHz et 8.5GHz est obtenu. La première bande est induite par le patch central alors que les deux autres bandes sont engendrées par les deux éléments parasites. L'épaisseur de la structure est de 1.52mm, avec une longueur et une largeur totales des 3 patchs de 40×30mm² c'est-à-dire $\frac{\lambda_0}{3.8}\times\frac{\lambda_0}{2.9}$ à 2.6GHz. En incorporant le plan de masse et le substrat, les dimensions globales de la structure sont de $\frac{\lambda_0}{2.1}\times\frac{\lambda_0}{1.8}\times\frac{\lambda_0}{75.9}$. Bien que ce type d'antenne occupe moins d'espace volumique par rapport aux configurations présentées précédemment, des plans de masses de longueur et de largeur importantes sont nécessaires pour les mettre en œuvre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

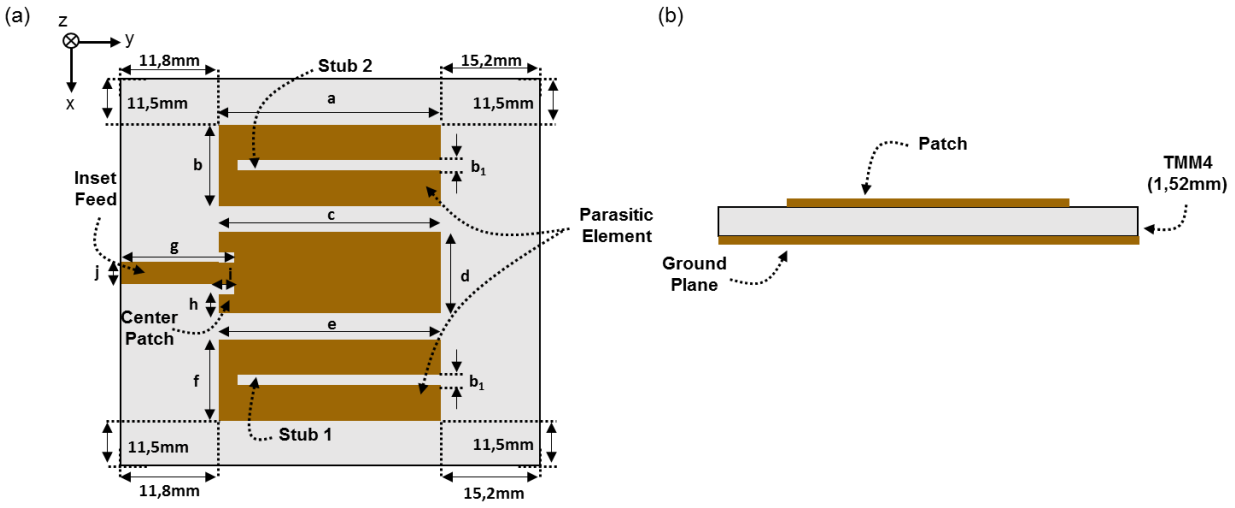


Figure I.32: Vue de dessus (a), vue de côté (b) de l'antenne avec trois éléments rayonnants assemblés sur le même substrat [I.55].

Ces procédés confèrent certes aux dispositifs antennaires le caractère multi-bandes, cependant, ce critère reste difficile à atteindre lorsqu'il doit être combiné avec la notion de miniaturisation.

Dans cette section, une étude bibliographique des différentes techniques actuellement utilisées a été dressée dans le but de pourvoir aux besoins de certaines applications en termes de miniaturisation, de fonctionnement multi-bandes et de rayonnement à polarisation circulaire. Cet état de l'art **non exhaustif** a permis d'avoir un aperçu des principales techniques utilisées et publiées dans la littérature. Il a été effectué en trois étapes. La première a été dédiée à la présentation de différentes méthodes permettant de miniaturiser une antenne imprimée. La deuxième a consisté à associer un rayonnement à polarisation circulaire avec un caractère de compacité et la troisième étape a décrit les différentes méthodes permettant de cumuler un fonctionnement multi-bandes avec la miniaturisation des antennes planaires. Tous ces cas traités ne regroupent qu'un ou deux des critères qui seront recherchés dans ces travaux (miniaturisation, miniaturisation et polarisation circulaire ou miniaturisation et fonctionnement multi-bandes). La combinaison des trois critères est rarement rapportée dans la littérature ou nécessite des configurations complexes et onéreuses.

C'est pourquoi nous souhaitons dans la suite de ce travail explorer une autre voie qui consiste à utiliser les principales propriétés des matériaux ferrites en hyperfréquences pour concevoir des antennes miniatures, multi-bandes et à polarisation circulaire. Des solutions de types « patchs » seront privilégiées.

La suite de ce chapitre est donc consacrée à la présentation des principales propriétés des ferrites polarisés en hyperfréquences. Une étude bibliographique sur les antennes à ferrites sera également menée.

I.3. Antennes à ferrite

Pour ce qui est de cette thèse, nous avons donc choisi de tirer profit des propriétés des ferrites aimantés (anisotropie, caractère dispersif, perméabilité élevée,…) afin de concevoir des antennes miniatures à profil simple, présentant un rayonnement polarisé circulairement et couvrant plusieurs bandes de fréquences. Nous allons tout d'abord rappeler les notions de base caractérisant le comportement des ferrites dans le domaine des microondes. Puis dans le but

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de mieux appréhender l'avantage apporté par ces matériaux dans l'élaboration des dispositifs antennaires, des exemples déjà proposés dans la littérature seront présentés.

I.3.1. Rappels des propriétés magnétiques des matériaux ferrites

Avant d'exposer les principales caractéristiques des ferrites aimantés en hyperfréquences, il convient de rappeler quelques propriétés fondamentales de ces matériaux à l'échelle microscopique.

I.3.1.1.1. Moments magnétiques et domaines de Weiss

En l'absence de champ magnétique externe, un matériau ferrimagnétique est décomposé en plusieurs régions dites domaines de Weiss. Ces derniers comprennent des aimantations spontanées représentées par un vecteur d'aimantation $\vec{M}$. Les orientations de ces vecteurs sont aléatoires entre les différents domaines ce qui, à l'échelle macroscopique, conduit à une résultante nulle. Les domaines de Weiss sont séparés par des parois de transition appelées parois de Bloch au niveau desquelles l'aimantation change d'orientation comme l'illustre la Figure I.33 [I.58].

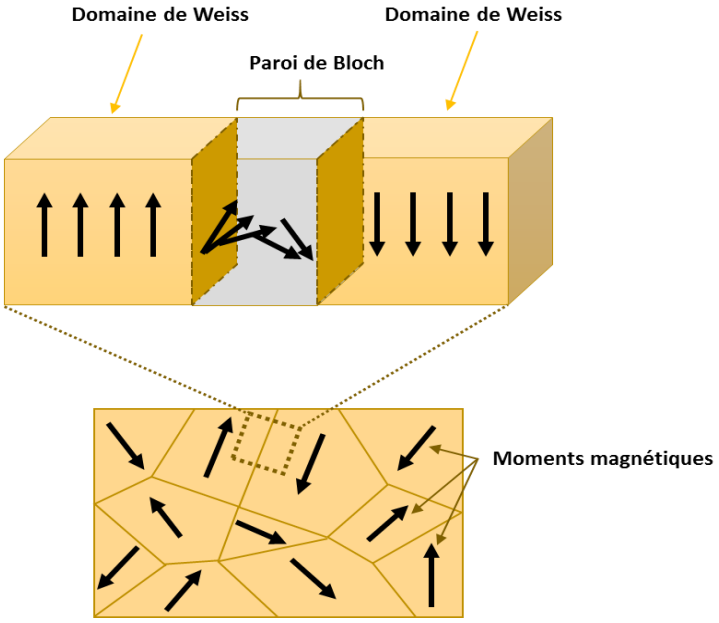


Figure I.33: Domaine de Weiss et paroi de Bloch.

I.3.1.1.2. Cycle d'hystérésis

Sous l'effet de l'application d'un champ magnétique externe $\vec{H}$, une induction magnétique $\vec{B}$ est créée dans le matériau. Elle est liée à ce champ appliqué et au vecteur d'aimantation $\vec{M}$ par la relation (I.8) :

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \tag{I.8}$$

Avec μ_0 est la perméabilité magnétique du vide $(4\pi\ 10^{-7}\ \mathrm{H}\ /\mathrm{m})$.

L'aimantation $\vec{M}$ peut être également définie à partir de ce champ magnétique externe $\vec{H}$, telle que (I.9) :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\vec{M} = \mathcal{X}\vec{H} \tag{I.9}$$

Le terme $\mathcal{X}$ est appelé la susceptibilité magnétique et quantifie la faculté d'un matériau à s'aimanter sous l'action d'un champ magnétique. L'évolution de l'aimantation et/ou de l'induction magnétique en fonction du champ magnétique appliqué est décrite par le cycle d'hystérésis.

Celui-ci est une représentation de la réponse dynamique d'un matériau suite à son excitation par un champ magnétique. Il permet de tracer l'aimantation *M* en fonction du champ appliqué *H* comme indiqué dans la Figure I.34 [I.59].

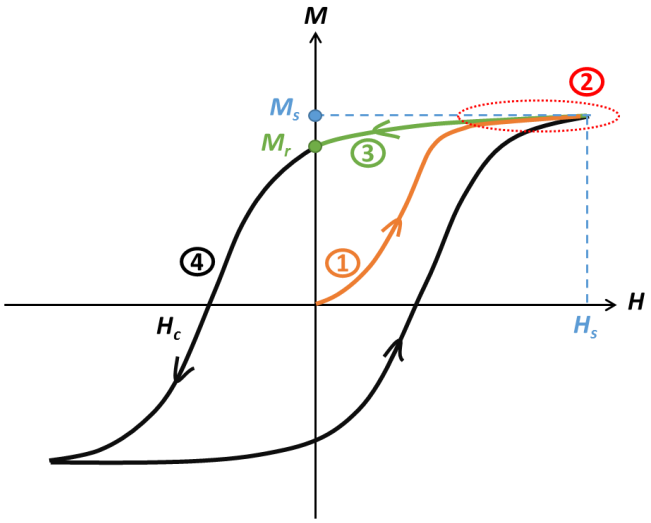


Figure I.34: Cycle d'hystérésis, zone1: la première aimantation, zone2 : l'aimantation à saturation, zone3: l'aimantation rémanente, zone4: le champ coercitif.

Sous l'influence d'un champ magnétique, l'aimantation d'un ferrite initialement désaimanté subit tout d'abord un accroissement rapide (zone1-Figure I.34) et réversible. Cette évolution devient ensuite moins rapide puis asymptotique pour, à partir d'un certain niveau de champ H_s, conduire à l'aimantation à saturation M_s (zone2-Figure I.34) du matériau. Une réduction progressive du champ magnétique jusqu'à son annulation conduit l'aimantation à décrire une courbe décroissante (zone3-Figure I.34) qui tend vers une valeur non nulle appelée magnétisation rémanente M_r quand le champ magnétique devient nul. Pour atteindre une démagnétisation complète du matériau, un champ négatif noté H_c (champ coercitif) doit être appliqué. L'aimantation décrit alors une trajectoire décroissante (zone4-Figure I.34) et s'annule lorsque $H=H_c$.

Le cycle d'hystérésis permet notamment de classer les ferrites en deux catégories, à savoir les ferrites durs et les ferrites doux. La Figure I.35 montre l'évolution de l'aimantation en fonction du champ magnétique appliqué à ces deux familles de matériau. La courbe A sur la Figure I.35 montre qu'un faible champ H_s suffit pour saturer les ferrites doux. La décroissance de l'aimantation, suite à la suppression du champ appliquée, est rapide et l'aimantation rémanente est assez faible. De même que pour le champ coercitif, une valeur réduite de H_c permet d'annuler l'aimantation de ce type de ferrite ce qui justifie l'allure étroite de leur cycle d'hystérésis. Quant aux ferrites durs, ils sont dotés d'un cycle d'hystérésis de forme large (courbe B-Figure I.35) et exigent un fort champ pour les saturer. Ces ferrites sont également caractérisés par une aimantation rémanente et un champ coercitif assez élevés.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

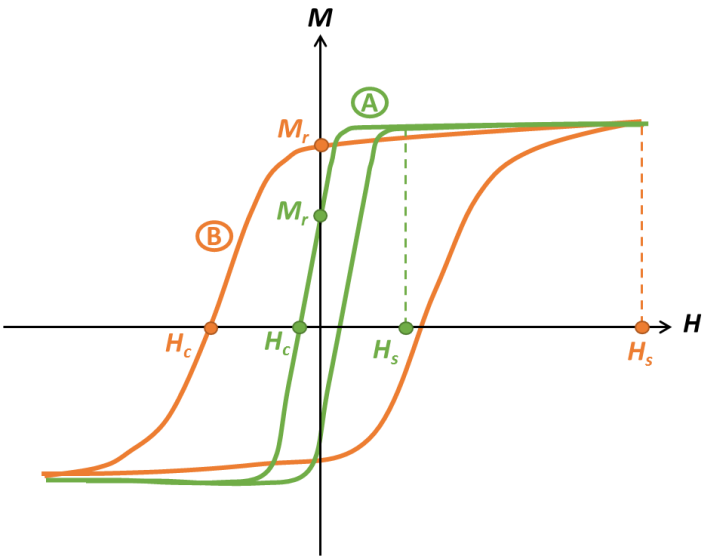


Figure I.35: Cycle d'hystérésis, (A): ferrite doux, (B): ferrite durs.

I.3.1.1.3. Champ démagnétisant

Le champ magnétique à l'intérieur du matériau ferrite de dimensions limitées est généralement différent du champ qui lui est appliqué $\overrightarrow{H_{app}}$. En effet, un champ démagnétisant $\overrightarrow{H_d}$ apparaît à l'intérieur de la structure et vient s'opposer au champ appliqué. L'apparition de ce champ induit la génération d'un champ interne $\vec{H}_i$ de même direction que le champ d'excitation, comme indiquée dans la Figure I.36. Le champ démagnétisant est exprimé en fonction de l'aimantation $\vec{M}$ et d'un facteur démagnétisant *N* (I.10). *N* dépend de la forme géométrique du matériau polarisé. Ce facteur présente une forme vectorielle et est calculé à partir de ses composantes N_x, N_y et N_z dont la somme est égale à l'unité (I.11) [I.60]. Le champ interne résulte alors de la somme du champ appliqué avec le champ démagnétisant (I.12).

$$\overrightarrow{H_d} = -N\vec{M} \tag{I.10}$$

$$N = N_x + N_y + N_z = 1 \tag{I.11}$$

$$\vec{H}_i = \overrightarrow{H_{app}} + \overrightarrow{H_d} = \overrightarrow{H_{app}} - N\vec{M} \tag{I.12}$$

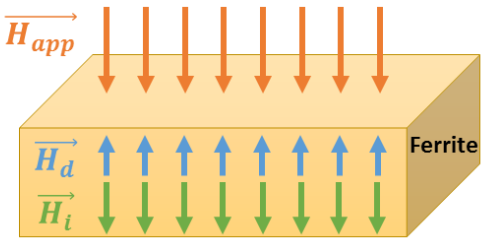


Figure I.36: Les différents champs magnétiques intervenant dans la caractérisation d'un ferrite aimanté.

L'obtention précise de ce champ démagnétisant est complexe et demande souvent de faire appel à des outils de magnétostatique comme par exemple CST Microwave Studio [I.61]. Toutefois des formules approximatives existent pour quelques formes standards d'échantillons [I.60].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.1.1.4. Précession gyroscopique

Lorsqu'un ferrite est aimanté par un champ statique H_i, le vecteur aimantation $\vec{M}$ décrit alors un mouvement de précession autour du vecteur champ interne $\vec{H_i}$ avec une fréquence de rotation propre appelée fréquence de Larmor (I.13) [I.60] (Figure I.37).

$$\omega_r = 2\pi f_r = 2\pi\gamma H_i \tag{I.13}$$

Avec γ le rapport gyromagnétique (γ =2.8 MHz/Oe).

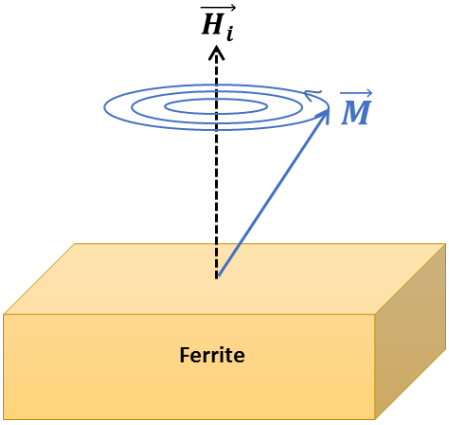


Figure I.37: Mouvement de précession du vecteur d'aimantation autour du champ interne.

Landau, Lifshitz et Gilbert [I.62] ont montré que le mouvement du vecteur d'aimantation $\vec{M}$ autour de la direction de ce champ était décrit par l'équation différentielle (I.14):

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = -\gamma\vec{M} \wedge \vec{H}_i + \frac{\alpha}{Ms}\vec{M} \wedge \frac{d\vec{M}}{dt} \tag{I.14}$$

Où α est un terme d'amortissement provoqué par les pertes magnétiques.

Une fois ces notions de bases à l'échelle microscopique introduites, nous nous pencherons dans la suite sur la caractérisation du comportement des ferrites dans le domaine des microondes.

I.3.2. Théorie des ferrites dans le domaine des microondes

Ce paragraphe retracera, dans la limite des besoins de cette thèse, les principales caractéristiques des matériaux ferrites en hyperfréquences. La notion de résonance gyromagnétique sera tout d'abord introduite. Ensuite, les ferrites, classés en deux familles: les ferrites saturés et les ferrites non-saturés, seront caractérisés analytiquement par leurs tenseurs de perméabilité.

I.3.2.1. Résonance gyromagnétique

Si nous superposons au champ statique $\vec{H_i}$ un champ hyperfréquence $\vec{h}\, e^{j\omega t}$ qui lui est perpendiculaire et de faible amplitude ($\vec{h} \ll \vec{H_i}$), alors, lorsque la fréquence du champ de polarisation atteint la fréquence de Larmor ($\omega = \omega_r$) (I.15), le phénomène de résonance gyromagnétique apparait [I.60]. Le matériau présente de fortes pertes autour de cette fréquence de gyrorésonance. Nous allons maintenant présenter les modèles de tenseurs de perméabilité permettant notamment de décrire ce phénomène.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\omega_r = \omega_0 + j\alpha\omega \tag{I.15}$$

I.3.2.2. Tenseurs de perméabilité

La réponse dynamique d'un matériau ferrite, suite à une polarisation par un champ magnétique est traduite par une grandeur tensorielle qui est la perméabilité. Cette grandeur est à l'origine du comportement non-réciproque des dispositifs. Suivant l'état d'aimantation du matériau, nous distinguons deux cas: un état saturé et un état non-saturé.

I.3.2.2.1. Ferrites saturés : tenseur de Polder

Lorsqu'un ferrite est soumis à un champ magnétique statique H_i suffisamment fort, les moments magnétiques dans les différents domaines de Weiss [I.58] (Figure I.38) s'alignent sur H_i et les parois de Block disparaissent. Le matériau est dit saturé et présente au final un moment magnétique à saturation appelé M_s.

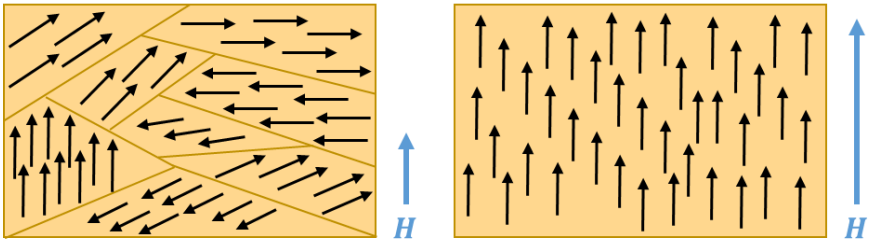


Figure I.38: Distribution des moments magnétiques dans un ferrite saturé.

- Expression du tenseur de Polder

Si nous superposons à ce champ statique un champ hyperfréquences de faible amplitude et orthogonal à celui-ci alors le comportement du matériau peut être décrit par le tenseur de perméabilité de POLDER [I.63] présenté ci-dessous

(I.16):

$$[\mu_r(\omega)] = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

Les éléments diagonaux et non-diagonaux du tenseur de Polder dépendent de la fréquence $\boldsymbol{f}$ de l'onde électromagnétique propagée, du champ statique interne au matériau $\boldsymbol{H_i}$ et de son moment magnétique à saturation $\boldsymbol{M_s}$. Ils sont donnés dans (I.17)-(I.18):

$$\begin{cases} \mu = 1 + \dfrac{\omega_m(\omega_0 + j\omega\alpha)}{(\omega_0 + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} = \mu' - j\mu'' \\ \kappa = \dfrac{\omega_m\omega}{(\omega_0 + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} = \kappa' - j\kappa'' \end{cases} \tag{I.17}$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega = 2\pi\boldsymbol{f} \\ \omega_m = \gamma\mu_0\boldsymbol{M_s} \\ \omega_0 = \gamma\mu_0\boldsymbol{H_i} \end{cases} \tag{I.18}$$

- ω_0 est la fréquence de gyrorésonance.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- α est le facteur d'amortissement lié aux pertes du matériau.

Les paramètres du tenseur de Polder sont complexes. Les parties réelles et imaginaires de μ et κ sont souvent tracées soit en fonction de la fréquence pour un champ interne donné, soit en fonction du champ H_i à une fréquence donnée.

Sur la Figure I.39 (a), nous avons considéré un ferrite de type Y39 [I.64], avec un $4\pi M_s$=800Gauss et un champ interne H_i=1400Oe. Nous avons tracé l'évolution des paramètres du tenseur de perméabilité en fonction de la fréquence. La fréquence de résonance gyromagnétique apparaît alors à 3.9GHz. Les parties imaginaires de μ et κ qui caractérisent les pertes sont élevées autour de cette fréquence qu'il conviendra donc d'éviter lors de la mise au point des futures antennes.

Une seconde représentation de l'évolution de μ', μ'' et κ'est donnée par la Figure I.39 (b) en fonction du champ magnétique interne pour le même ferrite Y39 et à une fréquence de travail de 3GHz. Du tracé des éléments du tenseur de Polder (Figure I.39), deux régions peuvent être distinguées. La première est la zone en **champ fort** (zone 1-Figure I.39 (a et b)), lorsque la fréquence de travail des dispositifs est inférieure à la fréquence de résonance gyromagnétique. Quant à la deuxième, c'est la zone en **champ faible**, elle se manifeste lorsque le dispositif hyperfréquence opère au-delà de la gyrorésonance magnétique (zone 2-Figure I.39 (a et b)).

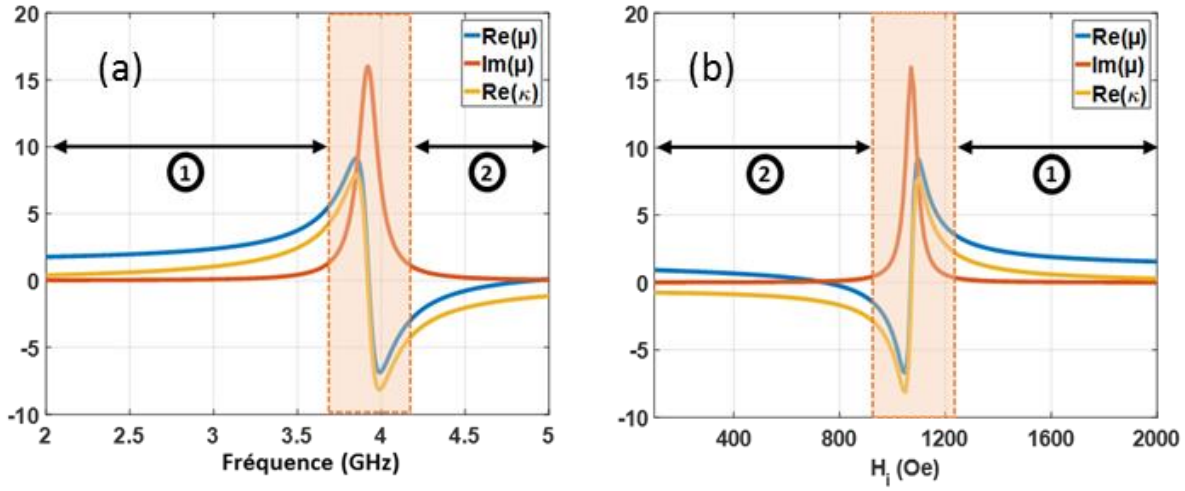


Figure I.39: Evolution des éléments du tenseur de Polder (a) en fonction de la fréquence, (b) en fonction du champ interne.

- Définition de ΔH et ΔH_{eff}

La largeur de raie ΔH est par définition la largeur à mi-hauteur d'une Lorentzienne qui « suit » l'évolution expérimentale de la courbe $\mu'' = f(H_i)$ autour de la gyrorésonance (Figure I.40). Elle permet donc de caractériser les pertes magnétiques du matériau autour de la zone de résonance gyromagnétique.

ΔH_{eff} est la largeur à mi-hauteur d'une Lorentzienne qui « suit » l'évolution expérimentale de la courbe $\mu'' = f(H_i)$ en dehors de la gyrorésonance (Figure I.40). De ce fait, ΔH_{eff} permet de mieux modéliser les pertes du matériau loin de la résonance gyromagnétique.

Le tenseur de Polder prend en considération les pertes dues au mouvement de précession gyromagnétique, comme expliqué précédemment, à travers le facteur d'amortissement α (I.19). Celui-ci est lié à ΔH et/ou ΔH_{eff} par la relation ci-dessous :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\alpha = \frac{\gamma \Delta H}{2f} \tag{I.19}$$

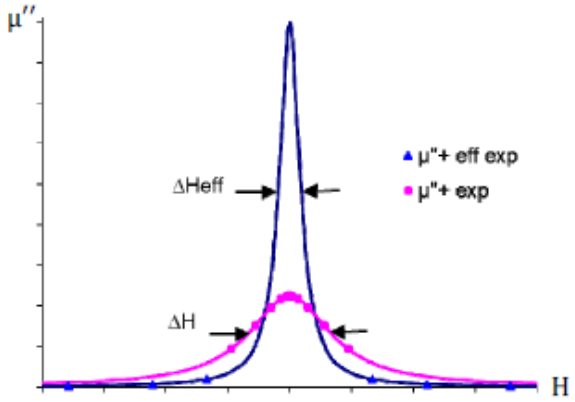


Figure I.40: Mesures expérimentales de la partie imaginaire de μ pour définir ΔH et ΔH_{eff} [I.64].

I.3.2.2.2. Ferrites non saturés

Les ferrites partiellement magnétisés sont également parfois exploités pour concevoir des dispositifs microondes tels que les circulateurs [I.65], les filtres [I.66], les déphaseurs [I.67] ou les antennes [I.68]. En effet, une légère variation du champ interne peut entrainer la modification de l'aimantation interne du matériau ce qui est favorable à la conception de systèmes miniatures et accordables. Il est alors intéressant de cerner la distribution des moments magnétiques dans le ferrite pour ce type d'aimantation et d'examiner les tenseurs de perméabilité utilisés pour caractériser leur comportement à l'échelle macroscopique.

L'application d'un faible champ magnétique statique à un matériau ferrite, insuffisant pour le saturer, ne provoque pas l'alignement de tous les moments magnétiques suivant une seule direction. Les domaines de Weiss subissent une légère déformation parfois réversible, comme le montre la Figure I.41. La répartition des moments magnétiques reste aléatoire et leur modélisation devient assez complexe. De nombreux modèles basés sur des résultats théoriques et expérimentaux ont été instaurés dans le but d'améliorer l'expression de la perméabilité tensorielle des ferrites non-saturés. Les approches analytiques les plus évoquées seront brièvement traitées dans ce paragraphe.

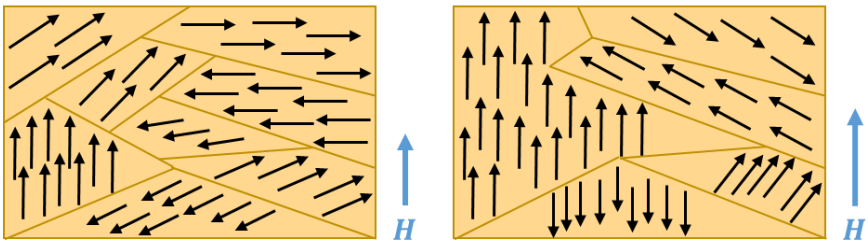


Figure I.41: Répartition des moments magnétiques dans un ferrite non-saturé.

I.3.2.2.2.1. Modèle de Schlömann

Dans [I.69], Schlömann a établi sa théorie en se basant sur une approximation magnétostatique. Il a considéré la perméabilité comme étant une grandeur scalaire qui tient compte de l'interaction des différents domaines, ayant des orientations aléatoires, lorsque

Licence CC BY-NC-ND 3.0

le ferrite est complétement désaimanté. Schlömann a proposé un modèle de perméabilité μ_r, pour un matériau démagnétisé, prenant la forme suivante (I.20)-(I.21):

$$[\mu_r(\omega)] = \begin{bmatrix} \mu_{dem} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{dem} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{I.20}$$

Avec:

$$\mu_{dem} = \sqrt{\mu^2 - \kappa^2} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3}\left[\frac{(H_a + 4\pi M_s)^2 - (\omega/\gamma)^2}{{H_a}^2 - (\omega/\gamma)^2}\right]^{1/2} \tag{I.21}$$

Pour ce modèle, le champ interne est assimilé au champ d'anisotropie H_a (au-delà duquel tous les moments magnétiques sont alignés et le ferrite est considéré comme saturé).

I.3.2.2.2.2. Modèle de Green & Sandy

Le modèle de Green & Sandy est déterminé à partir d'une approche expérimentale en se référant à la théorie élaborée par Schlömann [I.70]. Green & Sandy ont déduit que le tenseur de perméabilité d'un ferrite partiellement aimanté pourrait être modélisé comme suit (I.22):

$$[\mu_r(\omega)] = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \tag{I.22}$$

Les éléments de ce tenseur sont de formes complexes telles que (I.23):

$$\begin{cases} \mu = \mu' - j\mu'' \\ \kappa = \kappa' - j\kappa'' \\ \mu_z = \mu_z' - j{\mu_z}'' \end{cases} \tag{I.23}$$

Les parties réelles de μ et de μ_z sont fonction de l'aimantation du matériau M et de la perméabilité scalaire donnée par Schlömann pour un ferrite désaimanté (I.24):

$$\begin{cases} \mu' = \mu_{dem} + (1 - \mu_{dem})\left(\frac{M}{M_s}\right)^{2/3} \\ \mu_z' = \mu_{dem}\left(1 - \frac{M}{M_s}\right)^{5/2} \end{cases} \tag{I.24}$$

I.3.2.2.2.3. Modèle d'Igarashi et Naïto

La théorie d'Igarashi et Naïto apporte une amélioration aux résultats des hypothèses de Schlömann. Dans [I.71], ils s'appuient sur des approximations analytiques afin de déterminer l'élément transversal diagonal μ_z du tenseur d'un ferrite partiellement magnétisé (I.25)-(I.26) :

$$[\mu_r(\omega)] = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

Avec :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\begin{cases} \mu = 1 + \dfrac{\omega_M(\omega_e + j\omega\alpha)}{(\omega_e + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} \\ \kappa = -\dfrac{\omega_M \omega}{(\omega_e + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} \\ \mu_z = 1 + \mu\left(1 - \left(\dfrac{M}{M_s}\right)^2\right) \end{cases} \quad \text{(I.26)}$$

Et :

$$\begin{cases} \omega_M = -\gamma \dfrac{M_s}{\omega_0} \\ \omega_e = \gamma H_e \end{cases} \quad \text{(I.27)}$$

Où :

- ω_e est la fréquence effective de résonance gyromagnétique.
- H_e est le champ magnétique local effectif.

I.3.2.2.2.4. Modèle de Gelin : « Generalized Permeability Tensor »

La majorité des théories précédentes sont basées sur des hypothèses simplificatrices ou des approches expérimentales afin de prédire la perméabilité d'un ferrite partiellement polarisé. Un modèle plus rigoureux, qui présente l'avantage de traiter la perméabilité d'un ferrite pour une aimantation quelconque, a été développé par P. Gelin [I.72]-[I.73]. Cette théorie étudie les interactions entre deux domaines magnétiques adjacents en résolvant le système d'équation suivant (I.28) :

$$\begin{cases} \dfrac{d\overrightarrow{M_1}}{dt} = -\gamma\overrightarrow{M_1} \wedge \left(\overrightarrow{H_1} + \vec{h} - n.(\overrightarrow{m_1} - \overrightarrow{m_2})\right) + \dfrac{\alpha}{M_s}.\overrightarrow{M_1} \wedge \dfrac{d\overrightarrow{M_1}}{dt} \\ \dfrac{d\overrightarrow{M_2}}{dt} = -\gamma\overrightarrow{M_2} \wedge \left(\overrightarrow{H_2} + \vec{h} - n.(\overrightarrow{m_2} - \overrightarrow{m_1})\right) + \dfrac{\alpha}{M_s}.\overrightarrow{M_2} \wedge \dfrac{d\overrightarrow{M_2}}{dt} \end{cases} \quad \text{(I.28)}$$

Avec :

- $\overrightarrow{M_1}$/ $\overrightarrow{M_2}$: aimantation des domaines 1/2.
- $\overrightarrow{H_1}$/ $\overrightarrow{H_2}$: champ magnétique statique dans les domaines 1/2.
- $\vec{h}$: champ magnétique hyperfréquence.
- *n* : coefficient démagnétisant relatif à la forme du domaine traité.

Ce modèle nécessite une étude statique au niveau du matériau et n'est pas disponible sous forme d'une expression analytique. Il est probablement aujourd'hui le plus performant car il permet de « modéliser » les matériaux saturés et non saturés.

Tous les modèles présentés sont dédiés à mieux estimer le caractère tensoriel des ferrites suivant leur état d'aimantation. Nos travaux se limitent uniquement aux ferrites saturés. Ce qui implique que seul le tenseur de Polder nous intéressera par la suite.

Une fois l'étude des propriétés fondamentales des matériaux ferrites achevée, nous allons maintenant dresser un bref état de l'art des antennes à ferrites.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.3. Etat de l'art des antennes à ferrites

La première antenne à ferrite a été modélisée dans les années 50 plus précisément en 1956 par D. J. Angelakos et *al*. [I.74]. L'intégration d'un bloc de matériau magnétique à la sortie d'un guide d'onde a été discutée. L'influence de l'épaisseur du ferrite et du champ appliqué sur le rayonnement de l'antenne a été évaluée. Depuis cette considérable innovation, l'usage des matériaux ferrites dans la conception des antennes a connu un essor important en raison de leurs caractéristiques attrayantes. En effet, le potentiel des ferrites dans l'amélioration des performances des dispositifs antennaires a été investigué dans plusieurs publications.

Plusieurs travaux antérieurs basés sur des études théoriques visent à prouver analytiquement la capacité des ferrites dans l'obtention des trois critères souhaités: la miniaturisation, le fonctionnement multi-bandes et la génération de la polarisation circulaire. En partant du tenseur de perméabilité du matériau ferrite et considérant une antenne patch comme étant une cavité résonante, il est possible d'extraire son équation de propagation à partir de laquelle les fréquences de résonance de cette antenne sont déduites [I.75]-[I.76]-[I.77]-[I.78]-[I.79]. Le deuxième chapitre de ce manuscrit sera consacré à ces études analytiques. Quant à la dernière partie de ce chapitre, nous ne nous attacherons qu'à présenter quelques exemples récents d'antennes à ferrite en mettant l'accent sur la plus-value de ces matériaux. Une discussion sur les limitations des différentes études citées sera menée afin de contextualiser nos travaux et de proposer de nouvelles améliorations.

Pour souligner clairement le rôle des ferrites dans la modification du fonctionnement d'une antenne, nous avons choisi de citer la publication [I.80] dans laquelle G. M. Yang et *al*. ont considéré une antenne microstrip classique à laquelle ils ont ajouté un ou plusieurs films de ferrite. La configuration initiale présente un élément rayonnant, de longueur L=30mm et de largeur W=22.2mm, déposé sur un substrat carré de dimensions 50.8×50.8×2mm^3 et de permittivité ε_{r1}=9.9 (Figure I.42 (a)). L'antenne rayonne à une fréquence de 2.146 GHz avec une bande passante d'adaptation de 18MHz, un gain de 1.31 dBi et une efficacité de rayonnement de 41%. A cette configuration une (Figure I.42 (b)), deux (Figure I.42 (c)) et trois (Figure I.42 (d)) couches de ferrite ont été rajoutées. Le comportement de chaque structure a été simulé puis mesuré. Le ferrite utilisé, d'épaisseur 2µm, est un matériau auto-polarisé de type NiCo avec un $4\pi M_s$=4700Gauss. La permittivité et la perméabilité de ce matériau ont été relevées à une fréquence de 2GHz et sont, respectivement, de l'ordre de 13 et 10.

Les performances de ces quatre configurations ont été listées dans le Tableau I.5. De ces résultats, nous constatons que l'introduction du ferrite a baissé la fréquence de résonance du mode généré par l'antenne et a amélioré sa bande passante, son gain ainsi que son efficacité de rayonnement. En effet, la fréquence de travail de l'antenne a été progressivement réduite en introduisant les trois couches de ferrite. Un décalage fréquentiel de 40MHz est observé entre la fréquence de l'antenne non-magnétisée (f_{r1}=2.146GHz) et celle avec les trois films de ferrite (f_{r2}=2.106GHz). Le patch de l'antenne présente alors des dimensions réduites de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{6.41}\times\frac{\lambda_0}{4.74}$. Etant donné que le plan de masse et le substrat interviennent dans la caractérisation du rayonnement de l'antenne, nous les incorporons alors pour évaluer la compacité de cette antenne. Par conséquent, les dimensions globales de l'aérien sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{2.8}\times\frac{\lambda_0}{2.8}\times\frac{\lambda_0}{71.2}$. De ce fait, l'antenne demeure assez encombrante.

Quant à la bande passante d'adaptation, elle est passée de 18MHz, pour la structure initiale, à 29MHz pour la quatrième antenne. De même pour le gain, il est passé de 1.31dBi à 2.41dBi. Une nette amélioration de l'efficacité de rayonnement est également notée. Initialement,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'antenne ne rayonnait que 41% de la puissance qu'elle reçoit alors que l'ajout du ferrite a entraîné l'augmentation de son efficacité de rayonnement à 74%.

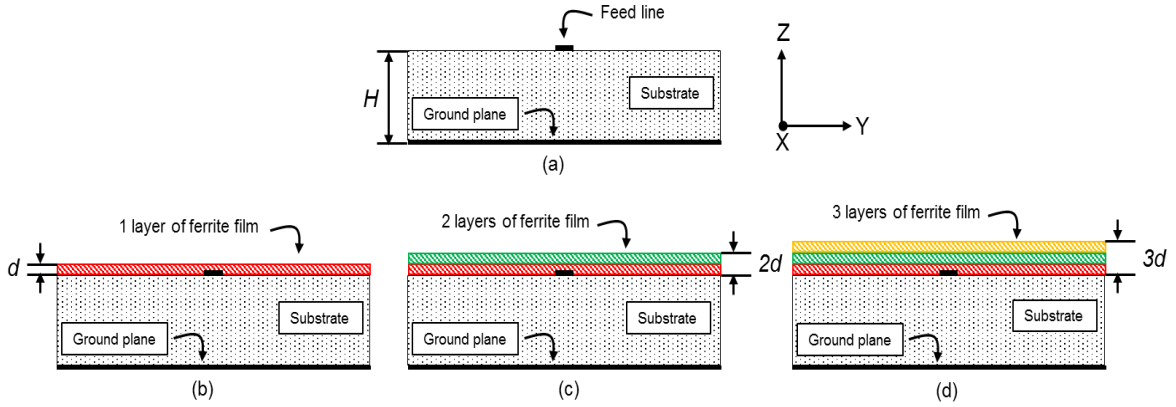


Figure I.42: Configuration de l'antenne proposée dans [I.80], sans (a), avec une (b), deux (c) et trois (d) couche(s) de ferrite.

Tableau I.5: Etude de l'effet de l'incorporation d'un matériau ferrite sur le comportement d'une antenne.

	Sans ferrite	1 couche de ferrite	2 couches de ferrite	3 couches de ferrite
f_r	2.146 GHz	2.134 GHz	2.117 GHz	2.106 GHz
BP	18 MHz	21 MHz	28 MHz	29 MHz
Gain	1.31 dBi	1.63 dBi	2.08 dBi	2.41 dBi
η	41 %	56 %	65 %	74 %

A partir de cette étude nous avons pu retracer l'importance de l'utilisation des ferrites dans la conception des antennes. L'efficacité de ces matériaux dans l'amélioration des performances d'une antenne a été affirmée. Cependant, cette étude ne traite ni la nature de la polarisation de l'onde rayonnée, ni le caractère multi-bandes de l'antenne. De plus, le critère de miniaturisation n'est pas parfaitement respecté en considérant tous les éléments formant le dispositif.

La notion de polarisation circulaire a été examinée dans [I.81]. Le comportement d'une antenne patch imprimée sur un substrat entièrement en ferrite (Figure I.43) a été modélisé.

Une étude préliminaire des différentes zones d'opération d'une antenne à ferrite a été conduite. Situant sa fréquence de travail par rapport à la résonance gyromagnétique a permis de distinguer deux modes de fonctionnement, soit en champ fort soit en champ faible. Ceci dépend des caractéristiques magnétiques du matériau ferrite utilisé. C'est pourquoi deux types de ferrites ont été choisis pour obtenir un mode à 2GHz. Le premier est un Y36 [I.64], avec une aimantation à saturation de 290Gauss permettant un fonctionnement en champ faible. Le deuxième matériau est un Y208 [I.64], avec un $4\pi M_s$=800Gauss, dédié à obtenir un mode en champ fort. Les dimensions de l'antenne et le champ interne ont été optimisés afin de retrouver un mode à 2GHz dans les deux cas. Les caractéristiques de ces deux aériens ainsi que leurs résultats de simulation sont répertoriés dans le Tableau I.6. En se référant à ces paramètres, nous pouvons déduire que, dans les deux cas, un mode polarisé circulairement (*TE*<3dB) à 2GHz avec un gain supérieur à 5dBi est acquis. Cependant, l'antenne en champ fort présente une meilleure bande passante due au fait que la partie réelle de sa perméabilité (μ_1'=3.3 à 2GHz) est nettement supérieure à celle de l'antenne opérant en champ faible (μ_2'=0.8 à 2GHz). Nous pouvons, en effet, confirmer cela en s'appuyant sur l'équation (I.5) qui montre que la

Licence CC BY-NC-ND 3.0

bande passante est bien proportionnelle à la perméabilité. De plus, du point de vue miniaturisation, une meilleure compacité est recensée pour un fonctionnement en champ fort. Les dimensions de l'antenne sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{9.6}\times\frac{\lambda_0}{25}$ en champ fort alors que pour la même fréquence de travail elles sont de $\frac{\lambda_0}{7.3}\times\frac{\lambda_0}{30}$ en champ faible.

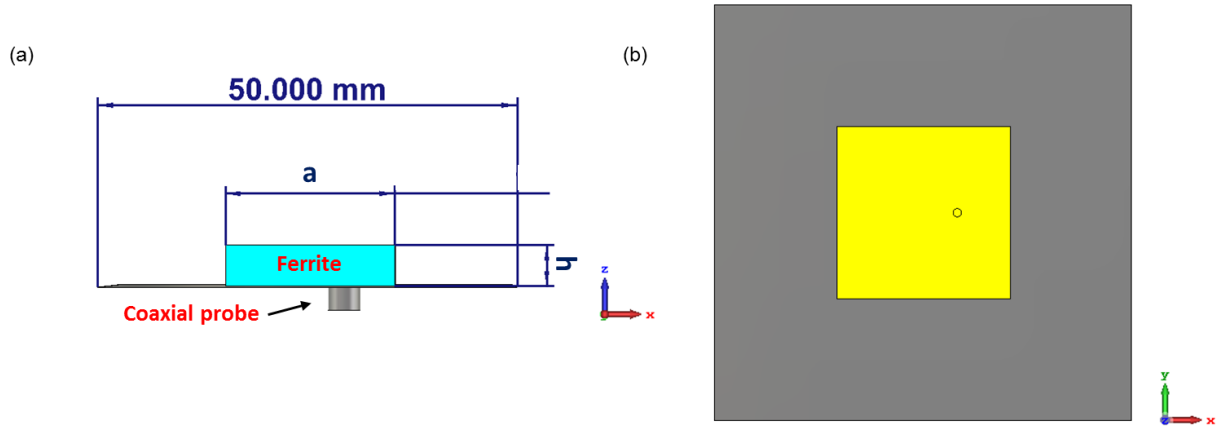


Figure I.43: Antenne avec un substrat ferrite (a) vue de côté, (b) vue de dessus [I.81].

Tableau I.6: Caractéristiques des deux antennes dans les deux zones de fonctionnement.

	μ' (à 2GHz)	Gain réalisé	*BP*	*TE*	Dimensions (à 2GHz)
Champ faible Y36 (H_i=300Oe)	0.8	> 5dBi	2.5 %	< 3dB	*a*= 20.6mm, *h*=5mm ➔ $\frac{\lambda_0}{7.3}\times\frac{\lambda_0}{30}$
Champ fort Y208 (H_i=900Oe)	3.3	> 5dBi	2.6 %	< 3dB	*a*= 15.6mm, *h*=6mm ➔ $\frac{\lambda_0}{9.6}\times\frac{\lambda_0}{25}$

Cette étude initiale a permis d'étudier les caractéristiques magnétiques du ferrite en définissant la zone de fonctionnement idéale d'une antenne pour aboutir à des performances optimales. Le fonctionnement en champ fort a été alors privilégié pour conduire une analyse approfondie de cette antenne selon la nature de l'aimantation du substrat ferrite. En effet, préalablement l'antenne a été soumise à un champ magnétique idéal qui ne reflète pas le comportement réel des ferrites. Pour cela, une étude magnétostatique évaluant le champ magnétique interne en polarisant le ferrite par un aimant permanent est nécessaire avant d'entamer une validation expérimentale. Ensuite ce champ a été considéré pour réaliser une étude électromagnétique caractérisant le comportement de l'antenne dans le cas réel. A la structure précédente, un aimant permanent procurant un champ interne supérieur à 900Oe garantissant un fonctionnement en champ fort, a été rajouté au-dessus de l'élément rayonnant, comme indiqué dans la Figure I.44. De cette cartographie, nous pouvons observer que le champ est assez homogène au milieu du ferrite. Cependant H_i est supérieur au champ considéré dans l'étude en champ uniforme ce qui engendre l'augmentation de la fréquence de résonance. Pour contourner ce problème et avoir une fréquence aux alentours de 2GHz, l'idée est d'ajuster les dimensions du substrat. La structure modifiée possède alors des dimensions de 17.7×17.7×4mm^3 qui correspondent à $\frac{\lambda_0}{8.5}\times\frac{\lambda_0}{8.5}\times\frac{\lambda_0}{37}$. La non-homogénéité du champ interne a légèrement modifié les

Licence CC BY-NC-ND 3.0

paramètres de l'antenne. Le dispositif dispose d'un gain réalisé de 5.25dB, une bande passante de 2.5% et d'une efficacité totale de 77%. Cependant, il demeure compact à 2GHz et à polarisation circulaire (*TE*<3dB).

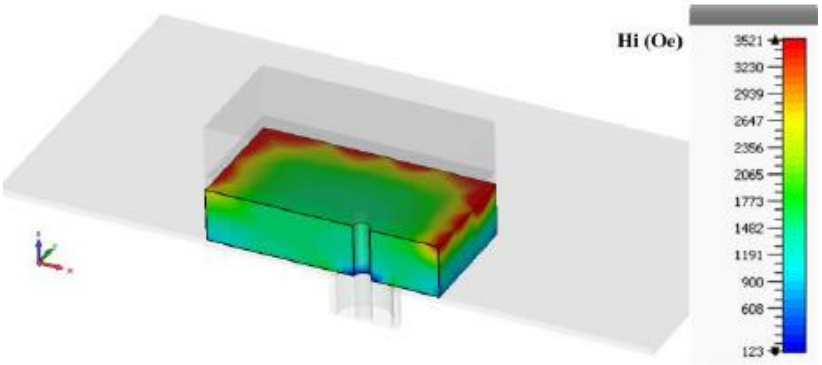


Figure I.44: Evolution 3D du champ interne dans le cas réel [I.81].

Dans cette publication [I.81], une étude complète d'une antenne à ferrite a été rapportée. Une évaluation des propriétés magnétiques a été introduite pour assurer un fonctionnement optimal. Une estimation des performances de l'antenne dans le cas réel, lorsque le ferrite est polarisé par un aimant permanent, a été menée en effectuant une étude magnétostatique suivie d'une analyse électromagnétique.

Bien que cet article résume les différentes étapes nécessaires à la modélisation d'une antenne à ferrite, les différents critères que nous cherchons à atteindre ne sont pas totalement abordés. L'antenne proposée ne présente qu'un seul mode de fonctionnement et en considérant ses dimensions incluant le plan de masse ($\frac{\lambda_0}{3} \times \frac{\lambda_0}{3}$), la notion de miniaturisation n'est pas entièrement respectée.

Une autre structure antennaire fonctionnant dans la bande S a été modélisée dans [I.82]. Cette antenne est proposée afin de répondre à certaines spécifications satellitaires illustrées dans le Tableau I.7. Le ferrite Y36 [I.64], mentionnée précédemment, est considéré afin que l'antenne puisse opérer en champ faible. Ce choix a été justifié par le fait qu'un faible aimant sera utilisé pour polariser le ferrite allégeant ainsi l'encombrement de l'antenne. Pour des applications satellitaires LEO (Low Earth Orbiting- Orbite Terrestre Basse), une bande passante de 4% couvrant la bande fréquentielle 2.025-2.1GHz est requise. Pour ce faire, deux patchs cylindriques, de diamètres ϕ_1=12.4mm et ϕ_2=24mm, ont été assemblés sur un diélectrique (ε_r=3.1, tanδ=0.004) de 4.98mm d'épaisseur. Ces éléments sont ensuite déposés sur un substrat ferrite de diamètre ϕ_3=40mm et d'épaisseur *h*=6mm. Une ligne microstrip est utilisée pour alimenter l'antenne. Cette dernière est imprimée sur du Duroid RT5870 et placée au-dessous d'un plan de masse renfermant une fente. Un aimant *Neodymium* en anneau est placée autour du ferrite pour l'aimanter. Tous ces éléments sont rassemblés à l'intérieur d'une cavité en Steel (ϕ_4=80, *t*=20mm) réduisant le rayonnement arrière de l'antenne et homogénéisant le champ interne (Figure I.45). Avant la validation expérimentale, l'antenne a été simulée dans le cas idéal, lorsque le champ est homogène, et aussi dans le cas réel pour un champ non-homogène procuré par un aimant. Les caractéristiques du dispositif sont identiques à celles imposées par le cahier des charges (Tableau I.7). Une première mesure des performances de l'antenne a montré qu'un décalage fréquentiel est apparu ce qui implique que les spécifications des satellites LEO ne sont plus respectées. Une rétro-simulation réduisant la permittivité du substrat et en augmentant la longueur de la fente au niveau du plan de masse a montré que le

Licence CC BY-NC-ND 3.0

problème du shift fréquentiel pourrait être résolu. Un deuxième prototype est alors testé. Le shift fréquentiel a été éliminé cependant, le niveau du taux d'ellipticité a franchi la limite des 6dB imposée. De plus, les pertes totales sont assez élevées pour ce prototype. En effet, elles sont de l'ordre de 2dB au lieu de 0.5dB. Ainsi, le gain minimal dans la zone de couverture angulaire est supérieur à -6dB et la directivité est de 6dB à 2.1GHz.

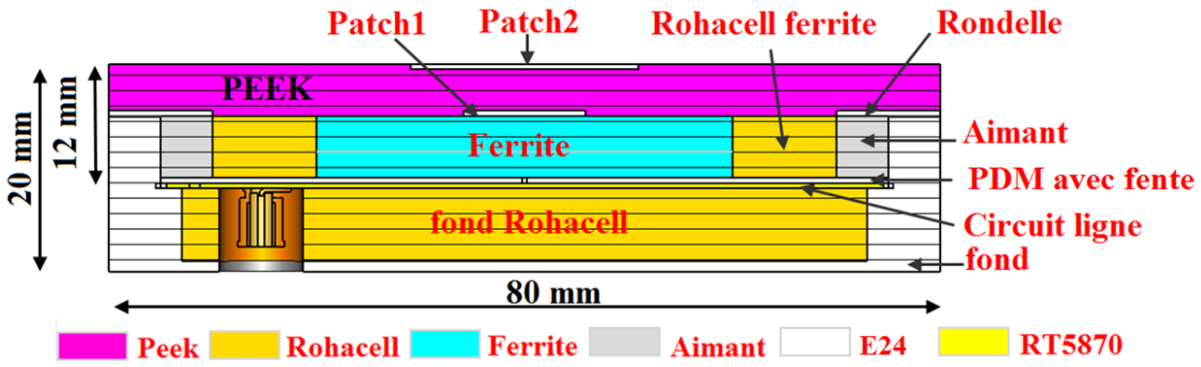


Figure I.45: Configuration de l'antenne proposée dans [I.82] pour les applications satellitaires LEO.

Tableau I.7: Cahier des charges de l'antenne dédiée aux applications satellitaires LEO.

Paramètre	Spécifications
Coefficient de réflexion $\|S_{11}\|$ minimal	< -15 dB
Polarisation	RHCP ou LHCP
Couverture angulaire	90°
Gain minimal dans la couverture angulaire	-6 dB
TE maximal dans la couverture angulaire	6 dB
Pertes totales	0.5 dB
Dimensions maximales de l'antenne	Diamètre: 80mm Hauteur: 12mm

Les indications détaillées par le cahier des charges ont pu être respectées théoriquement. Cependant, des améliorations restent à apporter, d'un point de vue de la réalisation et en choisissant les caractéristiques magnétiques adéquates du ferrite et de l'aimant.

Depuis 2009, T. Zervos et *al*. se sont intéressés à l'adoption des matériaux magnétiques pour le développement d'antennes accordables. Dans plusieurs de leurs publications, Ils ont établi des études paramétriques détectant l'impact des ferrites sur les performances des antennes. L'influence du champ magnétique appliqué a été étudiée dans [I.83] et l'effet de l'orientation de l'aimant sur le sens de la polarisation des modes a été inspecté dans [I.84]. Les pertes magnétiques (ΔH) et diélectriques ($tan\delta$) des ferrites dans l'altération du fonctionnement de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'antenne ont été discutées dans [I.85].T. Zervos et *al*. ont synthétisé toutes ces études dans une publication récente [I.86] dans laquelle ils ont présenté un aperçu général du rôle des ferrites dans la conception d'antennes reconfigurables.

L'article [I.86] a été initié par une analyse théorique discernant les paramètres essentiels dans la caractérisation du fonctionnement d'une antenne à ferrite. Le choix du type du ferrite a été établi conformément au $4\pi M_s$ et au ΔH. De plus, l'impact du champ appliqué et du facteur de démagnétisation sur la perméabilité du matériau a été identifié. La démarche complète à suivre pour caractériser une antenne à ferrite a été explicitement détaillée. En effet, la première étape est de considérer l'antenne à l'état «OFF», c'est-à-dire sans aimantation extérieure. La perméabilité du matériau est alors équivalente à la perméabilité de Schlömann. L'étape suivante repose sur une simulation de l'antenne avec un champ homogène illustrant ainsi l'état «ON». Quant à la dernière étape, elle consiste à modéliser le comportement de l'antenne lorsque le champ de polarisation est issu d'une étude magnétostatique effectuée au préalable. La réalisation d'un prototype est ensuite nécessaire en vue de valider les résultats théoriques.

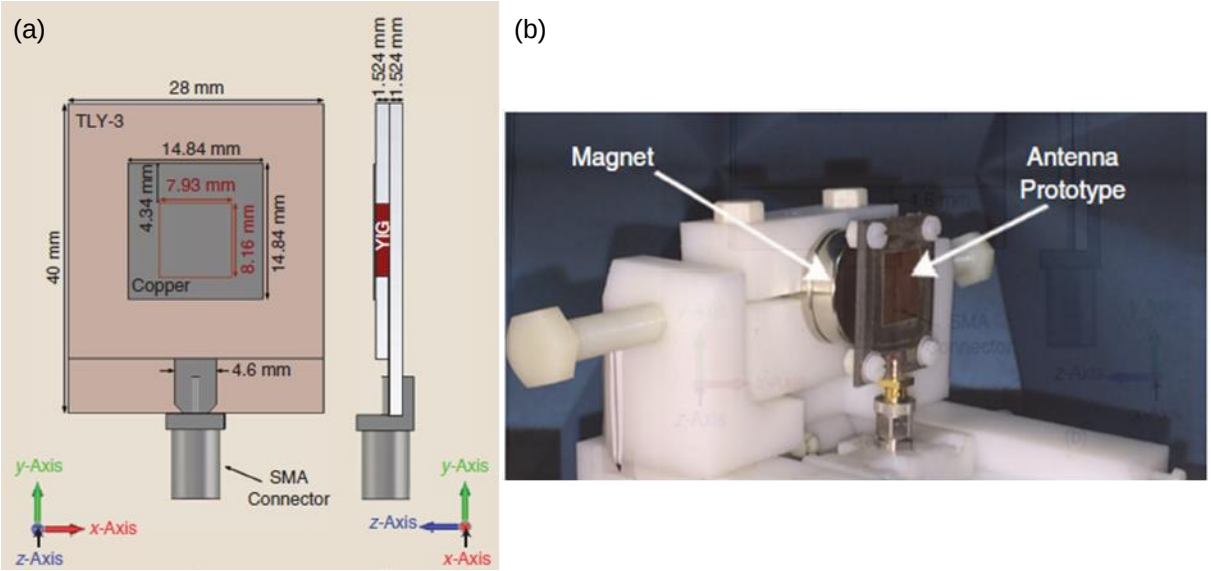


Figure I.46: Configuration de l'antenne simulée (a), la mise en place de la mesure expérimentale (b) [I.86].

La Figure I.46 (a) décrit la topologie du dispositif antennaire exploré. L'aérien est composé d'un élément rayonnant carré de dimensions 14.84×14.84mm² déposé sur deux substrats assemblés (ε_{r1}=2.33, $tan\delta$=0.0009). Sur le substrat supérieur est implanté un ferrite Y101 avec ε_{r2}=15, $tan\delta$=0.0002, $4\pi M_s$=1820Gauss, ΔH=18Oe et de dimensions 8.16×7.93×1.524mm³. Une alimentation par couplage électromagnétique est adoptée pour cette structure pour éviter le perçage du ferrite. Pour un champ interne de 1750Oe, les performances de l'antenne ont été examinées et comparées à celles d'une antenne désaimantée. D'après le Tableau I.8, à l'état «OFF» l'aérien est mono-bande et présente une polarisation linéaire (*TE*=40dB>3dB). Un gain de 6.7dBi et une efficacité de rayonnement de 99% sont obtenus. Sous l'effet d'une aimantation homogène, deux modes polarisés circulairement apparaissent à 4.4GHz et 5.25GHz avec des taux d'ellipticité de 4.25dB et 2.63dB, respectivement. Un décalage fréquentiel se manifeste en modélisant l'antenne en champ non-homogène. Les fréquences des deux modes sont alors de l'ordre de 4.6GHz et 5.31GHz. L'allure du rayonnement du dispositif demeure approximativement identique à celui de l'état «OFF» avec une efficacité de rayonnement de 97% sur le premier mode et de 98% sur le deuxième. De même pour le gain maximal qui est de 6.4dBi à 4.6GHz et 6.6dBi à 5.31GHz. En ce qui concerne l'encombrement du dispositif, à l'état

Licence CC BY-NC-ND 3.0

«OFF», l'antenne présentait des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{3.6} \times \frac{\lambda_0}{3.6}$. La migration vers l'état «ON» a induit une amélioration de la compacité de l'antenne puisqu'à 4.6GHz, la taille de l'aérien est de $\frac{\lambda_0}{4.4} \times \frac{\lambda_0}{4.4}$.

Tableau I.8: Performances de l'antenne à l'état «OFF» et à l'état «ON».

	f_r en champ homogène	f_r en champ non-homogène	*TE* (dB)	Polarisation	η_{ray}	Gain
Etat «OFF»	5.68 GHz	×	40	Linéaire	99 %	6.7 dBi
Etat «ON»	4.4 GHz	4.6 GHz	4.25	Circulaire droite	97 %	6.4 dBi
	5.25 GHz	5.31 GHz	2.63	Circulaire gauche	98 %	6.6 dBi

Un prototype a été élaboré et mesuré afin de valider les résultats de simulation. L'antenne est polarisée à travers deux aimants *Neodymium* cylindriques (ϕ= 25mm) placés au-dessous du plan de masse. Afin d'avoir un dispositif reconfigurable en fréquence, un support permettant la variation de la distance *d* entre les aimants et la structure antennaire a été mis en place (Figure I.46 (b)). Ceci modifiera le champ appliqué et par conséquent les fréquences de résonance de l'antenne. Une étude paramétrique du coefficient de réflexion en fonction de la distance *d* a été conduite. En éloignant les aimants de l'antenne, le champ interne chute de 2395Oe (*d*=0mm) à 1760Oe (*d*=2.5mm). La fréquence de résonance du premier mode subit alors une baisse tandis que celle du deuxième mode reste constante. Pour un H_i=1867Oe correspondant à une distance *d*=2.2mm, le rayonnement de l'antenne a été évalué. La qualité de la polarisation circulaire a été dégradée, principalement, sur le premier mode où le *TE* dépasse largement 3dB. Quant au gain maximal, il est de l'ordre de 5dBi.

Cet article a mis l'accent sur la capacité des ferrites dans la conception d'antennes reconfigurables. Les paramètres cruciaux à la caractérisation de ces antennes ont été explorés. Ces travaux ont parfaitement illustré la méthodologie à suivre pour décrire le comportement d'une antenne à ferrite. Un fonctionnement bi-bandes avec une polarisation circulaire a été obtenu. Cependant, la qualité de polarisation demeure toujours perfectible étant donné que le *TE* est assez élevé par rapport au critère de 3dB classiquement adopté. De plus, l'encombrement du plan de masse n'a pas été pris en considération. Sur le premier mode, la taille de l'antenne en incluant le plan de masse est de $\frac{\lambda_0}{2.3} \times \frac{\lambda_0}{1.6} \times \frac{\lambda_0}{21.4}$.

Finalement le dispositif réalisé n'est pas « utilisable en tant que tel » car la polarisation et l'accordabilité sont obtenues grâce à un « dispositif de laboratoire » encombrant, pour lequel la distance entre l'aimant et l'antenne est variée mécaniquement.

I.4. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de situer le contexte de nos travaux. En effet, dans un premier temps et en se basant sur la littérature scientifique, nous avons récapitulé les différentes techniques classiquement utilisées pour minimiser les dimensions des antennes planaires. Le passage en revue de ces méthodes a mis l'accent sur les limites physiques des antennes compactes

Licence CC BY-NC-ND 3.0

notamment sur la bande passante et l'efficacité de rayonnement. Ensuite, une vue d'ensemble des méthodes favorisant l'obtention d'un rayonnement en polarisation circulaire dans deux cas de figure a été établie, selon que l'aérien est excité à travers un seul accès ou par un réseau d'alimentation. Il en ressort que certaines techniques ne garantissent pas systématiquement la réduction du volume occupé par ces dispositifs. Une autre partie énumérant les topologies à adopter en vue d'avoir une antenne à la fois compacte et couvrant plusieurs bandes de fréquence a été introduite. Toutes ces études avaient pour objectif d'initier la dernière partie de ce chapitre. En effet, cette dernière justifie l'intérêt de privilégier les matériaux magnétiques afin de concevoir des antennes à la fois **miniatures**, à **polarisation circulaire** et opérant sur **plusieurs bandes de fréquence**. Une étude préliminaire a été conduite dans le but de rappeler quelques notions clés relatives à la caractérisation magnétique des matériaux ferrite. Dans la limite des besoins de cette thèse, leur comportement dans le domaine des microondes a été défini pour souligner leur rôle dans la mise en œuvre des dispositifs antennaires. Le caractère tensoriel de la perméabilité de ces matériaux en hyperfréquence a été étudié suivant leur état d'aimantation (état saturé et état non-saturé) aboutissant à recenser les différents modèles existants. Pour ce qui est de ces travaux, les ferrites saturés modélisés par le tenseur de Polder seront retenus. Afin de révéler l'atout majeur de ces matériaux dans l'acquisition d'un fonctionnement multi-bandes, d'une polarisation circulaire et d'un aspect miniature, un bref état de l'art des antennes à base de ferrites a été présenté. Ces articles nous ont servi de ligne directrice pour nos travaux de recherche. En effet, en identifiant leurs limites et contraintes nous allons tout au long de ce manuscrit proposer des améliorations et de nouvelles topologies d'antennes répondant aux critères souhaités.

A l'issue de ce chapitre, l'apport des ferrites dans la conception des antennes a été établi en se fondant sur des exemples de la littérature. Le chapitre suivant portera une attention particulière à la caractérisation modale d'une antenne patch à ferrite afin de prouver théoriquement l'habilité de ces matériaux dans la génération de la polarisation circulaire, l'obtention d'un fonctionnement multi-bandes et la miniaturisation des antennes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques du chapitre I

[I.1] W. A. Wheeler, “The Radiansphere Around a Small Antenna,” *Proc. IRE*, Vol. 47, pp. 1325–1331, Aug. 1959.

[I.2] J. S. McLean, "A Re-examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, pp. 672-676, May 1996.

[I.3] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “Magneto-dielectrics in Electromagnetics: Concept and Applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 6, pp. 1558-1567, June 2004.

[I.4] C. Y. Huang and M. H. Lin, “Ceramic GPS Antenna for Remote Sensing”, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, vol. 5, pp. 2182, 2184, Honolulu, USA, 2000.

[I.5] C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha and K. Mahdjoubi, "Compact Expressions for Efficiency and Bandwidth of Patch Antennas Over Lossy Magneto-Dielectric Materials," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 63-66, 2011.

[I.6] R. C. Hansen and M. Burke, “Antennas with magneto-dielectrics”, *Microwave and optical technology letters*, vol. 26, no 2, p. 75–78, 2000.

[I.7] K. Sarabandi, R. Azadegan, H. Mosallaei and J. Harvey, “Antenna Miniaturization Techniques for Applications in Compact Wireless Transceivers”, *27th General Assembly of International Union of Radio Science (URSI)*, Maastricht, Netherlands, Aug. 17-24, 2002.

[I.8] S. Pflaum. “Étude et conception d’antennes miniatures et directives à polarisation circulaire pour lecteurs RFID UHF", *Thèse de doctorat*, Université Sophia Antipolis, Nice, 2013.

[I.9] W. S. Chen, C. K. Wu and K. L. Wong, “Square-Ring Microstrip Antenna with a Cross Strip for Compact Circular Polarization Operation*”, IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 47, no. 10, pp. 1566-1568, October 1999.

[I.10] A. K. Shackelford, K. F. Lee and K. M. Luk, "Design of Small-Size Wide-Bandwidth Microstrip-Patch Antennas”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 1, pp. 75-83, Feb. 2003.

[I.11] S. K. M. Haque, B. Ghosh and D. Mitra, "Miniaturized C-slot Patch Antenna for Wireless Communication," *International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM)*, pp. 1-4, Bangalore, 2010.

[I.12] J. George, C. K. Aanandan, P. Mohanan and K. G. Nair, "Analysis of a New Compact Microstrip Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 11, pp. 1712-1717, Nov. 1998.

[I.13] H. T. Nugyen, S. Noghanian and L. Shafai, “Microstrip Patch Miniaturization by Slots Loading”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 1B, pp. 215-218, Washington DC, 2005.

[I.14] F. G. Khodaei, J. Nourinia, and C. Ghobadi, "A Practical Miniaturized U-Slot Patch Antenna with Enhanced Bandwidth," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 3, 47-62, 2008.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[I.15] Z. Hu, P. H. Cole and L. Zhang, "A Method for Calculating the Resonant Frequency of Meander-Line Dipole Antenna", *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1783-1786, 2009.

[I.16] J. M. Kim, J. G. Yook, W. Y. Song, Y. J. Yoon, J. Y. Park and H. K. Park, "Compact meander-type slot antennas*," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 724-727 vol.2 Boston, MA, USA, 2001.

[I.17] J. S. Kuo and K. L. Wong, “A Compact Microstrip Antenna with Meandering Slots in the Ground Plane,” *Microwave Opt. Technol. Lett*. 29, 95–97, April 20, 2001.

[I.18] P. Vaudon, T. Aubreton, P. Dufrane and B. Jecko, “Influence of the Ground Plane Structure on the Radiation Pattern of Microstrip Antennas”, *Annals of Telecommunications*, vol. 48, no. 5-6, pp. 319-329, May 1993.

[I.19] C. A. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and Design”, *John Wiley & Sons, Inc*, second edition, 1997.

[I.20] R. Chair, K. F. Lee, and K. M. Luk, “Bandwidth and Cross-Polarization Characteristics of Quarter-Wave Shorted Patch Antenna”, *Microwave Optical Technology Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 101–103, 1999.

[I.21] K. Lee and K. Tong, "Microstrip Patch Antennas—Basic Characteristics and Some Recent Advances", *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2169-2180, July 2012.

[I.22] K. F. Lee, Y. X. Guo, J. A. Hawkins, R. Chair, and K. M. Luk, “Theory and Experiment on Microstrip Patch Antennas with Shorting Walls”, *IEE Proceedings Microwaves Antennas and Propagation*, vol. 147, no. 6, pp. 521–525, 2000.

[I.23] L. Batel, C. Delaveaud and J.F. Pintos, “Miniaturization Strategy of Compact Antenna Using Magneto-dielectric Material”, *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-5, Krakow Poland, 31 March-05 April 2019.

[I.24] C. Delaveaud, P. Leveque and B. Jecko, “New Kind of Microstrip Antenna: The monopolar Wire-Patch Antenna”, *Electronics Letters*, vol. 30, no. 1, pp. 1-2, 6th January 1994.

[I.25] C. Delaveaud and S. Sufyar, “A Miniaturization Technique of a Compact Omnidirectional Antenna”, *3th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 384-388, Berlin Germany, 23-27 March 2009.

[I.26] K. L. Wong and S. C. Pan, “Compact Triangular Microstrip Antenna”, *Electronics Letters*, vol. 33, no. 6, pp. 433-434, March 1997.

[I.27] R. B. Waterhouse, S. D. Targonski and D. M. Kokotoff, “Design and Performance of Small Printed Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 11, Nov. 1998.

[I.28] J. D. Kraus, “Antennas For All Applications”, *McGraw-Hill*, 1997, pp. 75-79.

[I.29] P. Sharma and K. Gupta, "Analysis and Optimized Design of Single Feed Circularly Polarized Microstrip Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 6, pp. 949-955, Nov. 1983.

[I.30] S. Pflaum, R. Staraj, G. Kossiavas, “Circular Polarization Wire Patch Antenna for RFID Applications”, *6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 2997-3000, Prague, Czech Republic, 26-3 March 2012.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[I.31] H. Wong, K. M. Luk, C. H. Chan, Q. Xue, K. K. So and H. W. Lai, “Small Antennas in Wireless Communications”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2109-2121, July 2012.

[I.32] K. L. Wong, “Compact and Broadband Microstrip Antennas”, *Wiley-interscience*, New York, 2002.

[I.33] W. S. Chen, C. K. Wu and K. L. Wong, “Novel Compact Circularly Polarized Square Microstrip Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 3, March 2001.

[I.34] Xing Ying Huo, Jun Hong Wang and M. E. Chen, "Circularly Polarized Microstrip Antenna with Two Asymmetric Circular Slots for RFID Application," *IEEE International Conference On Microwave Technology & Computational Electromagnetics*, pp. 184-187, Qingdao, 2013.

[I.35] K. Tong and T. Wong, "Circularly Polarized U-Slot Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2382-2385, Aug. 2007.

[I.36] Nasimuddin, X. Qing and Z. N. Chen, “Compact Asymmetric Slit Microstrip Antennas for Circular Polarization”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 1, Jan. 2011.

[I.37] S. B. Vignesh, Nasimuddin and A. Alphones, “Stubs-Integrated-Microstrip Antenna Design for Wide Coverage of Circularly Polarised Radiation”, *IET Microwave Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 4, pp. 444-449, 2016.

[I.38] G. G. Sanford, “Conformal Microstrip Phased Array for Aircraft Tests with ATS-6*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-26, no. 5, Sept. 1978.

[I.39] M. F. Ismail, M. K. A. Rahim, M. R. Hamid and H. A. Majid, “Miniature Dual-Fed Circularly Polarized Antenna with Slotted Ground Plane”, *Proceedings of APMC*, pp. 1187-1189, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 4-7, 2012.

[I.40] A. Hassan, F. Elhefnawi, A. Z. Elsherbeni, M. Hendi and S. Elramly, “Compact Dual Circularly-Polarized Microstrip Antennas”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, Toronto, 2010.

[I.41] Y. Cheng, J. Fang, W. Lu and H. Zhu, “A Novel Reduce-Size Circularly Polarized Microstrip Antenna”, *3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, pp. 164-167, Harbin, 2014.

[I.42] J. Howell, “Microstrip Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 1, pp. 90-93, Jan. 1975.

[I.43] F. Fezai, A. A. Nour, J. Sence, T. Monediere, F. Torres, R. Chantalat, S. Bila and B. Jarry, “Low-Profile Dual-Band Circularly Polarized Microstrip Antenna for GNSS Applications”, *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-4, Lisbon, 2015.

[I.44] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj and V. Fusco, "A Reconfiguralbe Hybrid Coupler Circuit for Agile Polarisation Antenna," *1st European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-5, Nice, France, 06-10 November 2006.

[I.45] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj and V. Fusco, "Polarisation-Reconfigurable Patch Antenna," *International workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications*, pp. 73-76, Cambridge, UK, 21-23 March 2007.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[I.46] M. S. Pimenta, F. Ferrero, R. Staraj and J. M. Ribero, “Low-Profile Circularly Polarized GNSS Antenna”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 12, pp. 2811-2814, December 2012.

[I.47] T. W. Chiou and K. L. Wong, “Single-Layer Wideband Probe-Fed Circularly Polarized Microstrip Antenna”, *Microwave Optical Technology Letters,* no. 25, pp. 74-76, April 5, 2000.

[I.48] S. Habib, “Nouvelle Topologie d’Antennes Multi-Bandes pour Applications Spatiales”, *Thèse de doctorat*, Université Paul Sabatier, Toulouse, 2008.

[I.49] A. A. Salih and M. S. Sharawi, “Dual-Band Highly Miniaturized Patch Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.15, pp. 1783-1786, 2016.

[I.50] H. A. Sabti and J. S. Aziz, “Design of a Dual-Band GPS Micro-Strip Patch Antenna”, *International Journal of Electronical and Electronics Research*, vol. 2, no. 2, pp. 92-95, April-June 2014.

[I.51] S. Liu, S. S. Qi, W. Wu and D. G. Fang, “Single-Layer Single-Patch Four-Band Asymmetrical U-Slot Patch Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 9, pp. 4895-4899, Sep. 2014.

[I.52] X. Liu, Y. Li and Y. Wang, “A Multi-Band Square Patch Antenna Based on Shorted Pins and Asymmetric-Circular Shaped Slots”, *Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, China, 8-11 August, 2016.

[I.53] A. Chatterjee, M. Midya and M. Mitra, "Dual-Band Miniaturized Planar Inverted F-Antenna for WLAN and 5G Application", *IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, pp. 1-2, Aurangabad, India, 2017.

[I.54] K. Geary, J. H. Schaffner, H. Hsu, H. J. Song, J. S. Colburn and E. Yasan, "Single-Feed Dual-Band Stacked Patch Antenna for Orthogonal Circularly Polarized GPS and SDARS Applications", *IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, Calgary, 2008

[I.55] S. Asif, A. Iftikhar, M. N. Rafiq, B. D. Braaten, M. S. Khan, D. E. Anagnostou and T. S. Teeslink, “A Compact Multiband Microstip Antenna with U-Shaped Parasitic Elements”, *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 617-618, Vancouver, 2015.

[I.56] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod and R. Staraj, "Dual-Band Circularly Polarized Microstrip Antenna for Satellite Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 13-15, 2005.

[I.57] J. Anguera, G. Font, C. Puente, C. Borja and J. Soler, “Multifrequency Microstrip Patch Antenna Using Multiple Stacked Element”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 3, pp. 123-124, March 2003.

[I.58] J. Degauque, “Magnétisme et Matériaux Magnétiques: Introduction”. *Journal de Physique IV*, vol. 2, no. C3, pp. C3-1-C3-13, 1992

[I.59] D. M. Pozar, “Microwave engineering 4th edition”, *John Wiley and Sons*, Inc, 2011.

[I.60] B. Lax, K. J. Button, “Microwave Ferrites and Ferrimagnetics”, McGraw-Hill, New York, 1962.

[I.61] CST Microwave Studio, www.3ds.com

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[I.62] L. Landau, E. Lifshits, “On the Theory of the Disperdion of Magnetic Permeability in Ferromagnetic Bodies”, *Phys. Z Sowjetunion*, vol. 8, pp. 153-169, 1935.

[I.63] D. Polder, “On The Theory of Ferromagnetic Resonance”, *Philosophical Magazine*, vol. 40, pp. 99-115, 1949.

[I.64] Exxelia Temex, “Microwave Ferrite and FDA”, www.exxelia.com/uploads/PDF/a-series-v1.pdf

[I.65] S. Yang, L. Roy, J. R. Bray and D. Vincent, "Modeling and Simulation of a Partially-Magnetized Ferrite LTCC Circulator”, *IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, pp. 1-4, Ottawa, ON, Canada, 2015.

[I.66] X. Yang, J. Wu, S. Beguhn, T. Nan, Y. Gao, Z. Zhou and N. X. Sun, “Tunable Bandpass Filter Using Partially Magnetized Ferrites with High Power Handling Capability”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 4, pp. 184-186, April 2013.

[I.67] X. Yang, J. Wu, Y. Gao, T. Nan, Z. Zhou, S. Beguhn, M. Liu and N. X. Sun, “Compact and Low Loss Phase Shifter with Low Bias Field Using Partially Magnetized Ferrite”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 3882-3885, July 2013.

[I.68] A. Shamim, J. Bray, N. Hojjat and L. Roy, “Ferrite LTCC-Based Antennas for Tunable SoP Applications”, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 1, no. 7, july 2011.

[I.69] E. Schlömann, “Behavior of Ferrites in the Microwave Frequency Range”, *Journal de Physique Colloques*, vol. 32, no. C1, pp. C1-443-C1-451, Février 1971.

[I.70] J. J. Green and F. Sandy, “Microwave Characterization of Partially Magnetized Ferrites”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-22, no. 6, pp. 641-645, June 1974.

[I.71] M. Igarashi and Y. Naïto, “Parallel Component μ_z of Partially Magnetized Microwave Ferrites”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, no. 6, pp. 568-571, June 1981.

[I.72] P. Gelin, K. B. Pichavant, “New Consistent Model for Ferrite Permeability Tensor with Arbitrary Magnetization State”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1185-1192, August 1997.

[I.73] P. Gelin, P. Qéffélec and F. L. Pennec, “Effect of Domain and Grain Shapes on the Dynamical Behavior of Polycrystalline Ferrites: Application to the Initial Permeability”, *Journal of Applied Physics*, vol. 98, pp-053906-1-053906-6, September 2005.

[I.74] D. J. Angelakos and M. M. Korman, "Radiation from Ferrite-Filled Apertures", *Proceedings of the IRE*, vol. 44, no. 10, pp. 1463-1468, October 1956.

[I.75] D. M. Pozar, “Radiation and Scattering Characteristics of Microstrip Antennas on Normally Biased Ferrite Substrates”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 40, no. 9, pp. 1084-1092, Sept. 1992.

[I.76] A. A. Mavridis, G. A. Kyriacou and J. Sahalos, “On the Design of Patch Antennas Tuned by Transversely Magnetized Lossy Ferrite Including a Novel Resonating Mode”, *Progress In Electromagnetics Research (PIER)*, vol. 62, pp. 165-192, 2006.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[I.77] H. How, T. M. Fang and C. Vittoria, “Intrinsic Modes of Radiation in Ferrite Patch Antennas”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 6, June 1994.

[I.78] J. Ghalibafan, B. Rejaei and N. Komjani, “A Circularly Polarized Antenna Based on the Unidirectional Resonant Modes of Ferrite Disk”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 3, March 2014.

[I.79] J. C. Batchelor, G. Classen and R. J. Langley, "Microstrip Antennas on Ferrites," *10th International Conference on Antennas and Propagation (Conference Publication No. 436)*, pp. 30-33, vol.1, Edinburgh, UK, 14-17 April 1997.

[I.80] G. M. Yang, X. Xing, A. Daigle, M. Liu, O. Obi, S. Stoute, K. Naishadham and N. X. Sun, “Tunable Miniaturized Patch Antennas With Self-Biased Multilayer Magnetic Films”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 7, pp. 2190-2193, July 2009.

[I.81] E. Arnaud, L. Huitema, R. Chantalat, A. Bellion and T. Monediere, “Miniaturization of a Circular Polarized Antenna Using Ferrite Materials”, 12th *European Conference on Antennas and Propagation (EuCap)*, London, April 9-13 2018.

[I.82] E. Arnaud, L. Huitema, R. Chantalat, A. Bellion and T. Monediere, “Circularly Polarized Ferrite Patch Antenna for LEO Satellites Applications”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 12, no. 4 pp. 332-338, May 2020.

[I.83] E. Andreou, T. Zervos, F. Lazarakis, A. A. Alexandridis, K. Dangakis, E. Varouti, G. Fikioris and J. C. Vardaxoglou, “Reconfigurable Proximity Coupled Patch Antenna Using Magnetic Bias”, *Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC),* pp. 376-380, Loughborough, UK, 10-11 November 2014.

[I.84] T. Zervos, A. A. Alexandridis, F. Lazarakis and K. Dangakis, “Patch Antenna with Polarization Agility using Ferrimagnetic Materials”, *Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC),* pp. 541-544, Loughborough, UK, 16-17 November 2009.

[I.85] E. Andreou, T. Zervos, E. Varouti, M. Pissas, C. Christides, A. A. Alexandridis and G. Fikioris, “Magneto-Dielectric Substrate Influence on the Efficiency of a Reconfigurable Patch Antenna”, *International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, pp. 194-194, Athens, 2017.

[I.86] E. Andreou, T. Zervos, A. A. Alexandridis and G. Fikioris, “Magnetodielectric Materials in Antenna Design: Exploring the Potential for Reconfigurability”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 61, no. 1, pp. 29-40, February 2019.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières du chapitre II

Partie II. Caractérisation modale du comportement d'une antenne patch à ferrite

II.1. Introduction 73
II.2. Etude modale d'une antenne patch à base de matériau ferrite saturé (reprise des travaux de Pozar).....73
II.2.1. Equation de propagation et conditions aux limites 73
II.2.2. Algorithme et données de calcul 76
II.2.3. Représentation des fréquences de résonance 78
II.3. Limites des travaux de Pozar 79
II.3.1. Fonctionnement dans la « zone interdite »..... 79
II.3.1.1. Méthode 79
II.3.1.2. Résultats 80
II.3.2. Limites des autres études rapportées dans la littérature 81
II.3.2.1. Etude modale 81
II.3.2.1.1. Fréquences de résonance des modes supérieurs.....81
II.3.2.1.2. Cartographie des champs – Identification des modes 83
II.3.2.2. Validation numérique par simulations électromagnétiques 85
II.3.2.2.1. Propagation en champ fort (Zone 1) 87
II.3.2.2.2. Propagation entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff} (Zone 2) 90
II.3.2.2.2.1. Identification des modes.....90
II.3.2.2.2.2. Efficacité de rayonnement 94
II.3.2.2.2.3. Taux d'ellipticité.....94
II.3.2.2.3. Propagation dans la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 3).....96
II.3.2.2.4. Propagation en champ faible au-delà de la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 4).....98
II.4. Etude paramétrique en fonction de l'aimantation à saturation (M_s) du ferrite 101
II.5. Stratégie adoptée au cours de la thèse 103
II.6. Conclusion 105
Références bibliographiques du chapitre II 107

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations du chapitre II

Figure II.1: Conditions aux limites de la cavité cylindrique de rayon *a*. 74

Figure II.2: Définition des zones de fonctionnement d'une antenne à ferrite Y39 [II.8] avec H_i=1400Oe, $4\pi M_s$=800Gauss, ΔH_{eff}=4Oe, $tg\delta$=2×10^{-4} et ε=14.6. 76

Figure II.3: Organigramme du programme Matlab implémenté selon la théorie de Pozar. 77

Figure II.4: Evolution des fréquences de résonance en fonction du champ interne selon la théorie de Pozar. 78

Figure II.5: Organigramme de la partie du code Matlab modifié pour un fonctionnement dans la zone où le μ_{eff} est négatif. 80

Figure II.6: Evolution des fréquences de résonance en fonction du champ interne en considérant la zone en μ_{eff} <0 81

Figure II.7: Résolution complète des équations de propagation dans les différentes zones d'étude pour les modes d'ordre *n*=±1. 82

Figure II.8: Résolution complète des équations de propagation dans les différentes zones d'étude pour les modes d'ordre *n*=±2. 83

Figure II.9: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité des deux modes en champ fort (a) à 3.08 GHz et (b) à 3.94GHz. 83

Figure II.10: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité des deux modes non-identifiés entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff} (a) à 5.42GHz et (b) à 5.58GHz. 84

Figure II.11: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité du mode à 5.99GHz dans la zone où μ_{eff}<0. 84

Figure II.12: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité du mode en champ faible à 7.97GHz. 85

Figure II.13: Configuration de l'antenne simulée sous CST pour la validation numérique de l'étude modale. 86

Figure II.14: Evolution de la partie réelle du Z_{11} en fonction de la fréquence issue de la modélisation électromagnétique sous CST. 86

Figure II.15: Distribution du champ *E* à 3.69GHz pour un plan de coupe en *y*=0 et pour une phase nulle. 87

Figure II.16: Cartographie du champ *H* à 3.69GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm. 87

Figure II.17: Distribution du champ *E* à 4.36GHz pour un plan de coupe en *y*=0 88

Figure II.18: Cartographie du champ *H* à 4.36GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm. 88

Figure II.19: Diagramme de rayonnement en directivité du (A) 1er mode à 3.69GHz et (B) du 2ème mode à 4.36GHz. 88

Figure II.20: Taux d'ellipticité du 1er mode à 3.69GHz (A) et du 2ème mode à 4.36GHz (B) en fonction de θ et suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°. 89

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.21: Taux d'ellipticité de l'antenne en champ fort en fonction de la fréquence 89

Figure II.22: Distribution du champ *E* à 5.1GHz pour un plan de coupe en *y*=0. 90

Figure II.23: Cartographie du champ *H* à 5.1GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm. 90

Figure II.24: Diagramme de rayonnement en directivité du mode (C) à 5.1GHz. 91

Figure II.25: Taux d'ellipticité du 3ème mode à 5.1GHz (C) suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°. 91

Figure II.26: Evolution des fréquences de résonance en fonction du champ interne pour le mode *n*=0. 92

Figure II.27: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité du mode à 5.19GHz. 92

Figure II.28: Distribution du champ *E* à 5.46GHz pour un plan de coupe en *y*=0. 93

Figure II.29: Distribution du champ *E* à 5.6GHz pour un plan de coupe en *y*=0. 93

Figure II.30: Diagramme de rayonnement en directivité du 4ème mode à 5.46GHz (D) et du 5ème mode à 5.6GHz (E). 93

Figure II.31: Taux d'ellipticité du (D) 4ème mode à 5.46GHz et du (E) 5ème mode à 5.6GHz suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°. 95

Figure II.32: Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la zone entre les résonances du μ et du μ_{eff}. 95

Figure II.33: Evolution de la partie réelle du Z_{11} pour une sonde décalée de 4mm du centre de l'antenne. 96

Figure II.34: Distribution du champ *E* à 6.18GHz pour un plan de coupe en *y*=0. 97

Figure II.35: Cartographie du champ *H* à 6.18GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm. 97

Figure II.36: Diagramme de rayonnement en directivité du mode à 6.18GHz dans la zone où le μ_{eff} est négatif. 97

Figure II.37: Taux d'ellipticité du mode à 6.18GHz dans la zone où μ_{eff} est négatif en fonction de θ et pour les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°. 98

Figure II.38: Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la zone μ_{eff}<0 (zone3). 98

Figure II.39: Distribution du champ *E* à 8GHz pour un plan de coupe en *y*=0. 99

Figure II.40: Cartographie du champ *H* à 8GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm. 99

Figure II.41: Diagramme de rayonnement en directivité du mode à 8GHz en champ faible. ...99

Figure II.42: Taux d'ellipticité du mode à 8GHz en champ faible en fonction de θ et pour les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°.....100

Figure II.43: Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence en champ faible (zone 4). 100

Figure II.44: Etude paramétrique d'une antenne patch à ferrite en fonction de l'aimantation à saturation en champ fort (Zone 1). 102

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.45: Etude paramétrique d'une antenne patch à ferrite en fonction de l'aimantation à saturation en champ faible (Zone 4). 103

Figure II.46: Positionnement des modes des trois antennes étudiées par rapport à l'évolution des paramètres μ et μ_{eff}. 104

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux du chapitre II

Tableau II.1: Evaluation des efficacités de rayonnement des deux modes à 5.46GHz et 5.6GHz en fonction des pertes diélectriques et métalliques de l'antenne.....94

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Partie II. Caractérisation modale du comportement d'une antenne patch à ferrite

II.1. Introduction

L'intérêt d'intégrer les matériaux ferrites dans une structure antennaire a été abordé dans le chapitre précédent en se référant à des exemples expérimentaux figurant dans des ouvrages publiés récemment. Pour une meilleure compréhension de l'apport de ces matériaux dans la génération de la **polarisation circulaire**, le fonctionnement **multi-bandes** et la **miniaturisation** d'une antenne patch, une approche théorique fera l'objet du présent chapitre. A cet effet, nous proposons de mettre au point une analyse modale basée sur l'assimilation d'une antenne patch à ferrite à une cavité résonante cylindrique. Cette étude se ramène à résoudre l'équation de propagation dans la cavité de ferrite en appliquant les conditions aux limites adéquates. Pour ce faire, dans un premier temps, nous considérerons l'étude modale proposée par Pozar [II.1]. Nous allons analyser les résultats et les limitations de l'étude de Pozar ainsi que ceux d'autres articles sur les antennes à ferrite [II.2]-[II.3]-[II.4]. Nous explorerons ainsi de façon détaillée l'ensemble des zones de fonctionnement possibles pour ce type d'antennes avec les avantages et inconvénients de chacune d'elles.

Dans ce chapitre notre travail consiste à calculer rigoureusement les fréquences de résonance des modes d'une antenne patch à ferrite en implémentant l'équation de propagation des modes sous Matlab. Ce développement modal sera ensuite validé par une modélisation numérique à travers des simulations électromagnétiques sous CST Microwave Studio. Une analyse modale (moyennant quelques approximations) sera conduite dans le but de compléter les travaux précédents. Des études paramétriques seront également discutées pour une meilleure compréhension de l'influence des différentes caractéristiques des ferrites sur le rendement d'une antenne patch. Toutes ces études ont pour objectif, lors de la conception d'une antenne, de bien choisir sa zone de fonctionnement mais aussi les caractéristiques du substrat ferrite à employer. Ceci nous permettra de prédire de manière concrète les performances des aériens que nous envisageons de modéliser. A cet effet, un dernier paragraphe décrivant la stratégie adoptée au cours de nos travaux de recherche est rapporté.

II.2. Etude modale d'une antenne patch à base de matériau ferrite saturé (reprise des travaux de Pozar)

La méthode de recherche des fréquences de résonance d'un résonateur à ferrite par développement modal a été publiée depuis longtemps dans de nombreux articles [II.5]-[II.6]. Néanmoins, une attention particulière sera portée aux travaux réalisés par Pozar [II.1]. C'est ainsi qu'une première partie soulignant son étude sera entreprise en se basant sur un modèle de cavité. L'équation de propagation sera résolue et les fréquences de résonance seront déterminées. Les différentes étapes accomplies seront détaillées et interprétées.

II.2.1. Equation de propagation et conditions aux limites

L'étude modale, établie par Pozar [II.1], d'une antenne patch cylindrique à base de matériau ferrite de rayon *a* et d'épaisseur *h* assimile l'aérien à une cavité résonante cylindrique de mêmes dimensions. Les faces supérieures et inférieures de cette cavité sont considérées comme étant des murs électriques parfaits. Quant aux parois latérales, elles sont assumées comme étant des murs magnétiques parfaits comme l'illustre la Figure II.1.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

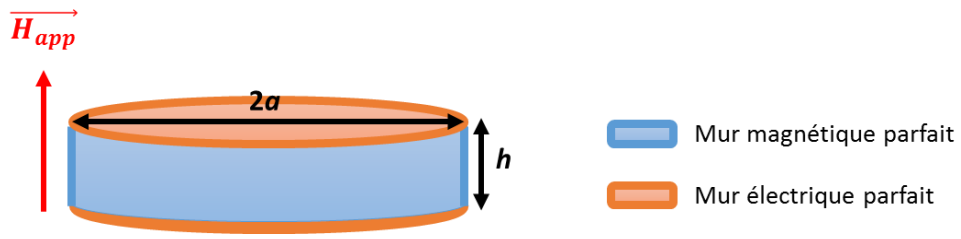


Figure II.1: Conditions aux limites de la cavité cylindrique de rayon *a*.

En partant des équations de Maxwell et en admettant que le ferrite étudié est saturé, c'est-à-dire caractérisé par son tenseur de Polder (II.1) [II.7], il est possible de déterminer l'équation de propagation des modes régnant dans cette cavité à ferrite. En effet, il suffit de remplacer la perméabilité relative, initialement de type scalaire, par sa forme tensorielle dans les équations de Maxwell (II.2). La projection de ces équations dans le système cylindrique et leur combinaison conduit alors à l'équation de propagation des modes *TM*. Le champ *E* présente uniquement une composante suivant *z* régie par l'équation de Helmholtz [II.1]-[II.5]-[II.6] donnée par (II.3).

$$[\mu_r(\omega)] = \begin{bmatrix} \mu & -j\kappa & 0 \\ j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{II.1}$$

$$\begin{cases} \overrightarrow{rot}\vec{E} = -j\omega\mu_0[\mu_r(\omega)]\vec{H} \\ \overrightarrow{rot}\vec{H} = j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r\vec{E} \end{cases} \tag{II.2}$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial\rho^2} + \frac{1}{\rho}\frac{\partial E_z}{\partial\rho} + \frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2 E_z}{\partial\phi^2} + k^2 E_z = 0 \tag{II.3}$$

$$k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu_{eff}} \tag{II.4}$$

$$\mu_{eff} = \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu} \tag{II.5}$$

Avec :

- k: la constante de propagation
- μ_{eff}: la perméabilité effective déterminée à partir des éléments du tenseur de Polder.

Le champ E_z peut s'écrire de la façon suivante (II.6):

$$E_z = \left[A^+ e^{jn\phi} + A^- e^{-jn\phi}\right] J_n(k\rho) \tag{II.6}$$

Les composantes du champ magnétique H_ϕ et H_ρ sont déterminées à partir de E_z comme le montre les équations (II.7), (II.8) et (II.9):

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$H_\phi = \frac{-jY}{k\mu}\left(\frac{-j\kappa}{\rho}\frac{\partial E_z}{\partial \phi} + \mu\frac{\partial E_z}{\partial \rho}\right) \quad \text{(II.7)}$$

$$H_\phi = -jYA^{+}e^{jn\phi}\left[J'_n(k\rho) + \frac{\kappa}{k\mu n\rho}J_n(k\rho)\right] - jYA^{-}e^{-jn\phi}\left[J'_n(k\rho) - \frac{\kappa n}{k\mu\rho}J_n(k\rho)\right] \quad \text{(II.8)}$$

$$H_\rho = j\,H_\phi \quad \text{(II.9)}$$

Avec :

- J_n: La fonction de Bessel de 1ère espèce d'ordre *n.*
- J'_n: La dérivée de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre *n*.
- Y: l'admittance de l'onde.

$$Y = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu_{eff}}} \quad \text{(II.10)}$$

Il est à noter que dans l'équation (II.9), les composantes du champ magnétique H_ρ et H_ϕ sont de mêmes amplitudes mais en quadrature de phase d'où la notion de polarisation circulaire.

L'application de la condition aux limites de mur magnétique parfait à $\rho = a$, à savoir $H_{\phi|\rho=a} = 0$, aboutit à l'équation (II.11) à partir de laquelle les fréquences de résonance des modes se propageant dans la cavité ferrite peuvent être déduites.

$$J'_n(ka) - n \times \frac{\kappa}{ka\mu} J_n(ka) = 0 \quad \text{(II.11)}$$

n représente l'ordre de la fonction de Bessel et également la variation du mode suivant *θ*. Son signe permet de définir le type de la polarisation circulaire. En effet, pour les signes positifs *n*=+1/+2… l'onde est à polarisation circulaire gauche (LHCP). Quant aux signes négatifs *n*=-1/-2…, ils correspondent à une polarisation circulaire droite (RHCP).

Il convient également de mentionner que l'équation (II.4) admet que le produit $\varepsilon\mu_{eff}$ est positif, c'est ainsi que la solution à l'équation de propagation des modes prend la forme donnée par (II.11). En effet, dans ses travaux, Pozar ne considérait que les zones où le μ_{eff} est positif. Il a supposé que la région où ce paramètre est négatif représentait « une zone interdite » où l'équation de propagation n'admettait pas de solution. Cette hypothèse est due au fait que la constante de propagation de l'onde devient alors imaginaire ce qui engendre l'apparition d'un mode évanescent.

La Figure II.2 représente l'évolution des μ et μ_{eff} en fonction de la fréquence pour une valeur de champ magnétique fixe. μ_{eff} devient négatif dans la zone 3 de la Figure II.2 que Pozar considère donc comme une zone de « propagation interdite ». Nous pouvons noter que dans les Zones 1 et 2 de la Figure II.2, c'est-à-dire respectivement en champ fort et entre les résonances de μ et $\mu_{eff,}$ la perméabilité du ferrite est supérieure à 1 ce qui favorisera la miniaturisation des antennes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La partie suivante sera dédiée à la résolution de l'équation (II.11) en se basant sur la théorie de Pozar. Les modes apparaissant dans chaque zone (Figure II.2) seront investigués. Pour ce faire, la démarche adoptée et les différentes étapes considérées seront détaillées.

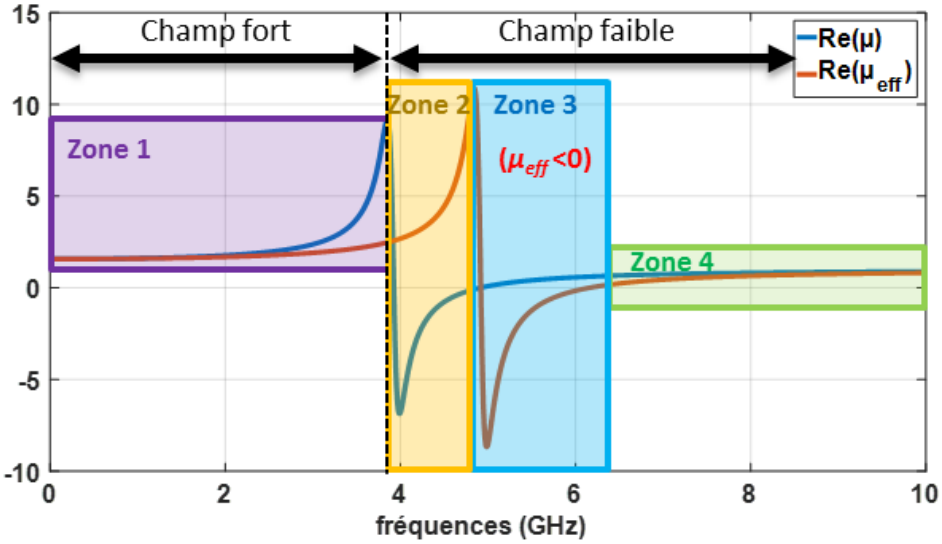


Figure II.2: Définition des zones de fonctionnement d'une antenne à ferrite Y39 [II.8] avec H_i=1400Oe, $4\pi M_s$=800Gauss, ΔH_{eff}=4Oe, $tg\delta$=2×10^{-4} et ε=14.6.

II.2.2. Algorithme et données de calcul

Pozar s'est intéressé à l'étude des modes fondamentaux d'ordre n=±1. Par conséquent l'équation de propagation des modes $TM_{\pm 11}$ prend la forme suivante (II.12):

$$J'_1(ka) \pm \frac{\kappa}{ka\mu} J_1(ka)=0 \qquad \text{(II.12)}$$

Afin de résoudre cette équation, nous avons mis en œuvre un programme sous Matlab [II.9] dont l'organigramme complet est exposé dans la Figure II.3. Cet algorithme consiste, dans un premier temps, à définir les données de calcul à savoir les propriétés du ferrite ($4\pi M_s$, ΔH et ε), le rayon de la cavité a, la plage du champ interne à étudier ainsi que l'ordre du mode n à caractériser ((A), Figure II.3). Ensuite, à partir de ces paramètres nous calculons les différents éléments du tenseur de Polder (μ et κ), le μ_{eff} et notamment la constante de propagation relative au champ interne fixé ((B), Figure II.3). L'étape suivante détermine les zones de calcul en écartant la zone interdite où le μ_{eff} est négatif ((C), Figure II.3). Dans chaque région, l'équation (II.12) est alors implémentée pour les n=+1 et aussi pour les n=-1. Le programme balaye alors cette fonction sur une plage fréquentielle réduite définie au préalable. Les racines de cette équation sont ensuite recherchées par la méthode de la dichotomie ((D), Figure II.3). Ces solutions sont alors extraites et classées dans une variable en fonction du champ interne ((E), Figure II.3). Toutes ces étapes sont réitérées jusqu'à couvrir toute la plage du champ interne définie. Pour ce qui est de notre étude, nous avons choisi un ferrite de type Y39 [II.8] à faibles pertes magnétiques en dehors de la résonance gyromagnétique, avec $4\pi M_s$=800Gauss, ΔH_{eff}=4Oe, $tg\delta$=2×10^{-4} et ε=14.6. Le matériau est de rayon a=5mm. Nous avons considéré une plage de H_i qui s'étend de 100Oe à 3000Oe avec un pas de 100Oe. Les racines seront déterminées sur un intervalle fréquentiel allant de 1GHz jusqu'à 12GHz avec une précision de 1MHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

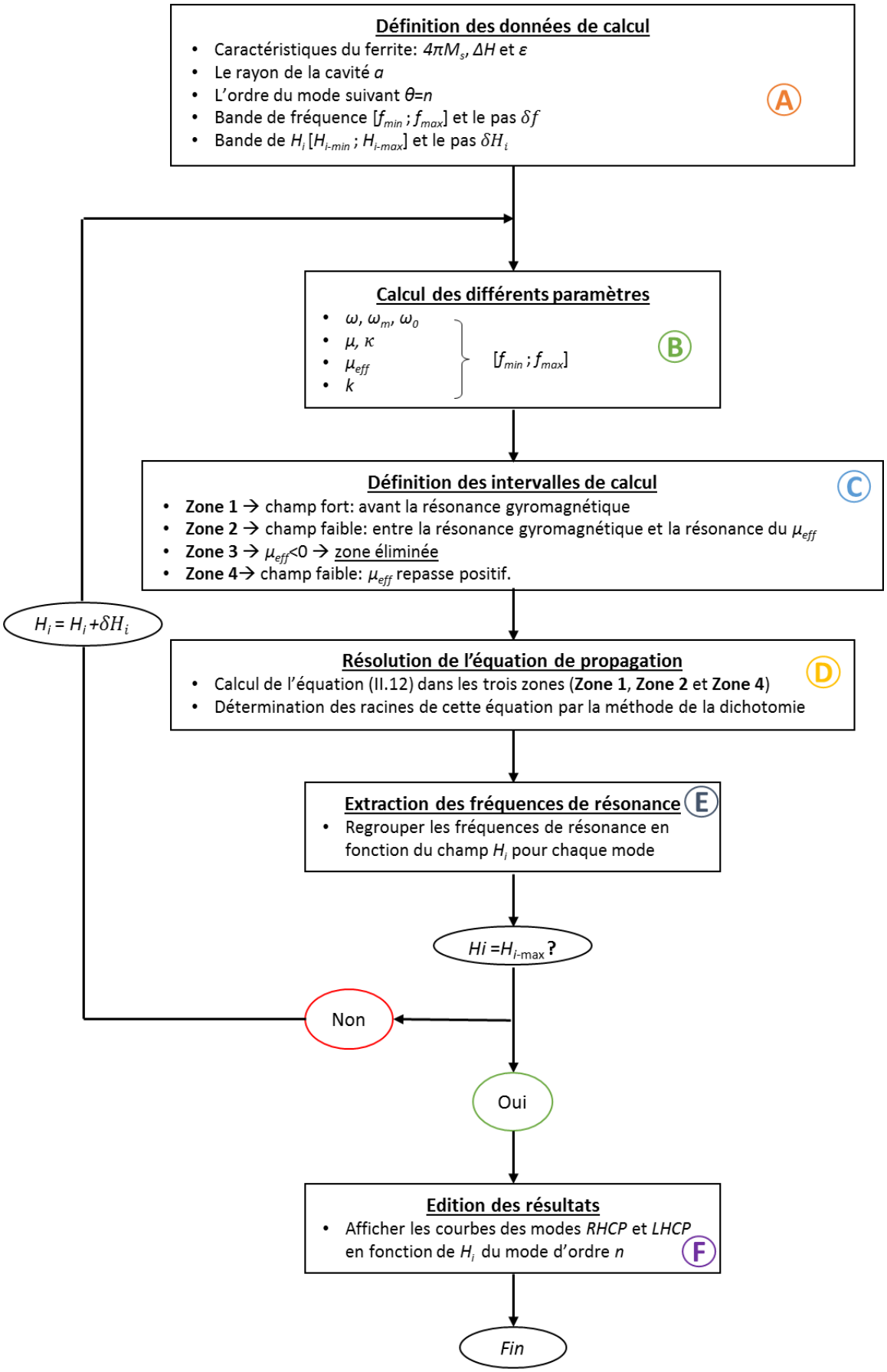


Figure II.3: Organigramme du programme Matlab implémenté selon la théorie de Pozar.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.2.3. Représentation des fréquences de résonance

A l'issue de ce programme ((F), Figure II.3), l'évolution des fréquences de résonance en fonction du champ H_i est tracée comme le montre la Figure II.4. Pour bien identifier les zones de fonctionnement, nous avons délimité ces régions en traçant pour chaque valeur de champ interne l'évolution de la fréquence de résonance gyromagnétique, la résonance du μ_{eff} et la droite $\omega_0 + \omega_m$ qui indique le changement de signe de μ_{eff} du négatif au positif.

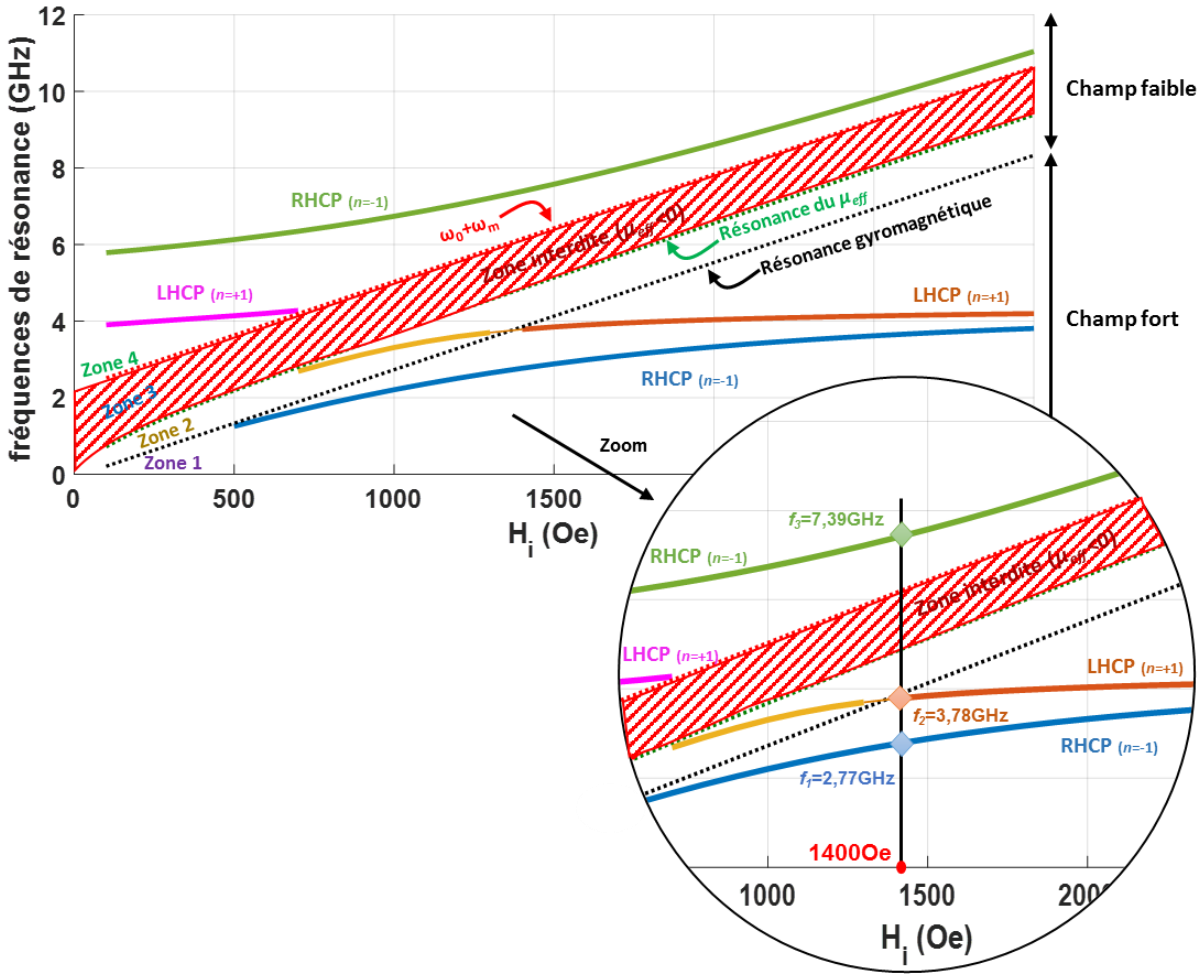


Figure II.4: Evolution des fréquences de résonance en fonction du champ interne selon la théorie de Pozar.

Dans cette figure, la zone interdite (Zone3 - Figure II.4), où aucun mode ne se propage selon la théorie de Pozar, est hachurée en rouge. Deux régions en champ fort et champ faible peuvent être distinguées de part et d'autre de la résonance gyromagnétique. Dans chaque zone (Zone1, Zone2 et Zone4 - Figure II.4), deux modes RHCP et LHCP correspondant respectivement à n=-1 et n=+1 apparaissent à des fréquences différentes (pour la même valeur du champ magnétique statique H_i) d'où la notion de fonctionnement multi-bandes. La polarisation de ces modes peut être intervertie en inversant la polarité du champ magnétique appliqué. A partir de ce tracé, il apparaît que pour les champs inférieurs à 1400Oe, le premier mode LHCP en champ fort s'étend en champ faible, entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff} et tend à coïncider avec l'asymptote du pic du μ_{eff}. Etant donné que dans cette zone, une légère modification du champ entraîne une rapide variation de la partie réelle du μ_{eff}, une étude détaillée de la propagation des modes dans cette région sera entreprise ultérieurement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour mieux interpréter ces résultats, prenons un exemple pour un H_i=1400Oe. Pour cette valeur de champ, trois modes apparaissent, les deux premiers sont en champ fort (Zone1 - Figure II.4) et le troisième est en champ faible (Zone4 - Figure II.4). Le premier mode est à polarisation circulaire droite (n=-1) à une fréquence de 2.77GHz. Le deuxième à polarisation circulaire gauche (n=+1) et apparaît à une fréquence de 3.78GHz. Quant au troisième, il est à 7.39GHz et possède une polarisation circulaire droite (n=-1). En champ fort, le μ_{eff} sur le premier mode est égale à 1.84 et à 2.4 sur le deuxième mode. La sphère de Wheeler (définie dans le premier chapitre) entourant la cavité, présente des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{18.5}$ et $\frac{\lambda_0}{13.6}$ respectivement à 2.77GHz et 3.78GHz ce qui permet d'envisager de concevoir une antenne miniature pour les deux modes sous la gyrorésonance et qui pourra être tri-bandes et à polarisation circulaire sur tous ses modes, à condition bien évidemment de pouvoir adapter l'antenne sur ces trois modes simultanément.

De cette étude nous avons réussi à valider la méthode modale mise au point par Pozar. Nous avons pu tracer l'évolution des fréquences de résonance relatives au mode fondamental $TM_{\pm 11}$ en fonction du champ magnétique. La contribution des ferrites dans la miniaturisation des dispositifs antennaires et dans l'obtention d'un fonctionnement multi-bandes à polarisation circulaire a également été prouvée à travers l'étude modale. Cependant, dans ses travaux, Pozar s'est limité à l'étude des modes avec un μ_{eff} positif en admettant que lorsque ce paramètre est négatif aucun mode ne pourrait se propager dans le résonateur. Cette approche a été contestée dans de nombreuses publications [II.2]-[II.3]-[II.4]. A cet effet nous allons consacrer la partie suivante à cette étude.

II.3. Limites des travaux de Pozar

Cette partie complète l'approche adoptée par Pozar qui considérait qu'une antenne à ferrite ne serait pas capable de résonner dans la zone où le μ_{eff} est négatif. De plus, nous ne nous contenterons pas que d'étudier la propagation dans cette région puisque nous mènerons également une étude plus rigoureuse et approfondie de la zone définie entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff}. En effet, nous avons évoqué précédemment que dans cette région la perméabilité varie assez rapidement avec le champ magnétique ce qui aura des conséquences sur la mise au point théorique et surtout expérimentale des antennes. Nous avons donc décidé de l'étudier plus en détail. Cette étude minutieuse a révélé d'autres limites des travaux recensés de la littérature que nous détaillerons dans ce qui suit.

II.3.1. Fonctionnement dans la « zone interdite »

II.3.1.1. Méthode

Dans des publications succédant aux travaux de Pozar, il a été prouvé qu'une antenne patch à base de ferrite pouvait résonner dans la « zone interdite ». En effet, dans [II.2] la possibilité qu'un mode pourrait être généré dans la zone, traditionnellement supposée de coupure, est prouvée. Ces travaux reposent sur des études modales de résonateurs de géométrie cylindrique ou en anneau. Les résultats découlant de ces analyses ont été comparés à des simulations électromagnétiques. Dans une autre publication, une validation numérique similaire a été appliquée à une structure antennaire rectangulaire dont le substrat ferrite est polarisé transversalement [II.3].

Dans cette partie, nous nous attachons à étudier théoriquement la propagation dans la zone non traitée par Pozar. Pour ce faire, nous devons résoudre l'équation de Helmotz (II.3) lorsque

Licence CC BY-NC-ND 3.0

μ_{eff} est négatif. La solution de cette équation est la fonction de Bessel modifiée de 1ère espèce $I_n(k_{neg}r)$. Ceci, combiné aux conditions aux limites (CCE et CCM) déjà utilisées conduit à l'équation de résonance (II.13), [II.10]-[II.4].

$$\frac{I_n{}'(k_{neg}a)}{I_n(k_{neg}a)} - \left(\frac{n}{k_{neg}a}\right)\left(1 + \frac{\kappa}{\mu}\right) = 0 \qquad \text{(II.13)}$$

$$k_{neg} = \omega\sqrt{\varepsilon\,|\mu_{eff}|} \qquad \text{(II.14)}$$

Avec :

- $I_n{}'$: la dérivée de la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre *n*.
- k_{neg}: la constante de propagation lorsque le μ_{eff} est négatif.

Nous avons donc adapté notre code Matlab afin de traiter la partie où le μ_{eff} est négatif en implémentant l'équation de propagation relative à cette zone (II.13) pour les modes d'ordre 1 en *n*. Les portions du code modifié à savoir l'ajout de l'intervalle fréquentiel où le μ_{eff} est négatif ainsi que l'équation à résoudre sont détaillées sur la Figure II.5. La résolution de l'équation (II.13) est basée sur le même principe que dans le cas où le μ_{eff} est positif. Cela signifie que les fréquences de résonance sont celles qui annulent l'équation (II.13) et sont recherchées par la méthode de la dichotomie.

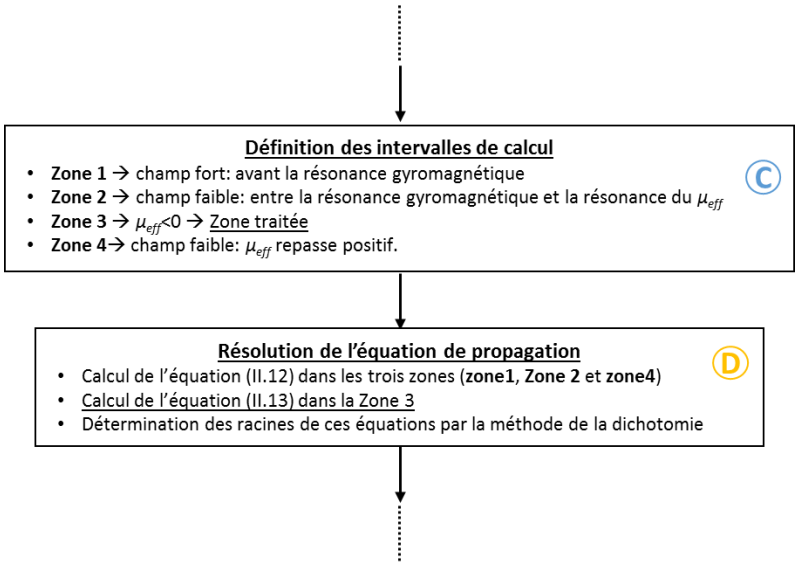


Figure II.5: Organigramme de la partie du code Matlab modifié pour un fonctionnement dans la zone où le μ_{eff} est négatif.

II.3.1.2. Résultats

De même que pour l'étude précédente nous avons tracé les différentes asymptotes intervenant dans la caractérisation des modes à savoir: la gyrorésonance, la résonance du μ_{eff} et la droite $\omega_0 + \omega_m$. L'évolution des fréquences de résonance en fonction du champ interne, découlant du programme Matlab modifié, est représentée sur la Figure II.6. De ce tracé, nous retrouvons les modes RHCP et LHCP comme rapporté précédemment en champ fort et en champ faible (Zone1, Zone2 et Zone4 - Figure II.6). Cependant, le mode LHCP en champ faible

Licence CC BY-NC-ND 3.0

ne disparaît plus lorsqu'il atteint l'asymptote $\omega_0 + \omega_m$. En effet, ce dernier existe toujours pour des champs statiques supérieurs à 800Oe, dans la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone3 - Figure II.6). Ce mode s'étend dans cette région jusqu'à ce qu'il « coïncide » avec l'asymptote de la résonance du μ_{eff} lorsque le champ interne augmente.

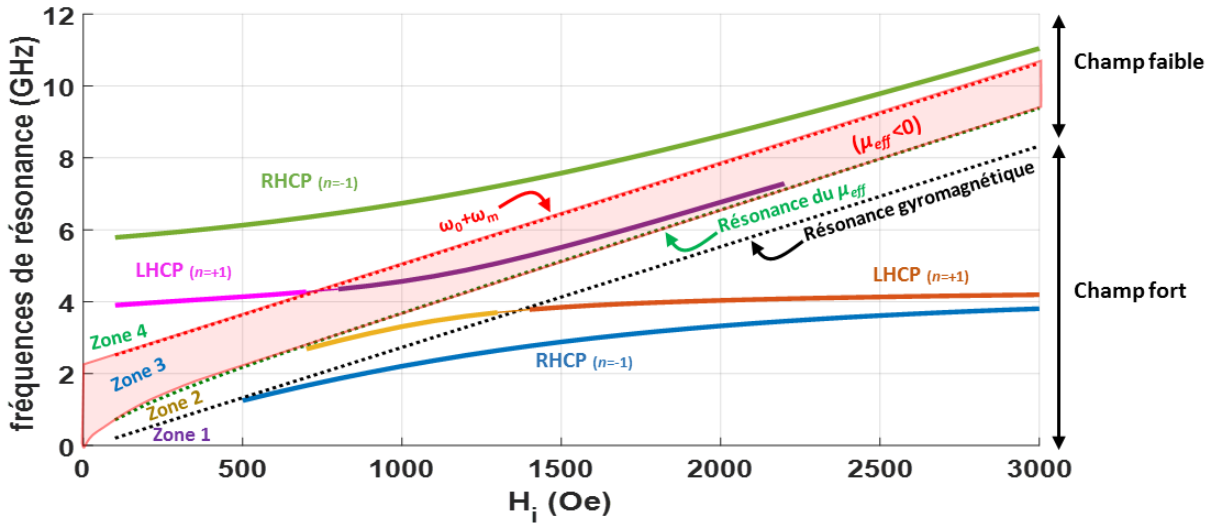


Figure II.6: Evolution des fréquences de résonance en fonction du champ interne en considérant la zone en μ_{eff} <0

A partir de cette étude nous avons cherché à affirmer les théories admettant l'existence d'un mode dans la zone où le μ_{eff} est négatif. Les travaux jusqu'ici publiés ne s'intéressent généralement qu'aux modes d'ordre 1 en *r* (pour les *n*=±1). D'autres modes résonants peuvent apparaitre pour les valeurs supérieures de *r*. C'est la thématique de la partie suivante.

II.3.2. Limites des autres études rapportées dans la littérature

Dans cette partie et afin de valider nos calculs, nous allons tout d'abord calculer analytiquement les fréquences de résonance des modes fondamentaux et supérieurs puis comparer les résultats extraits de notre analyse modale avec ceux obtenus par des simulations électromagnétiques. Pour ce faire, un premier paragraphe portera sur une étude analytique approfondie des modes fondamentaux et supérieurs. Ces constatations seront ensuite examinées et validées sous le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio [II.11].

II.3.2.1. Etude modale

En dépit de l'exploration de toutes les zones de fonctionnement d'une antenne patch à ferrite, les travaux rapportés dans la littérature ne s'occupent que des modes fondamentaux d'ordre « 1 en r ». Cependant, d'autres modes $TM_{\pm 1r}$ peuvent exister dans la structure résonante. La piste de l'apparition de modes supérieurs se propageant dans la cavité n'a pas été abordée dans la littérature. Pour cela, nous avons envisagé une étude complète permettant l'identification de ces modes notamment leur évolution suivant *r*.

II.3.2.1.1. Fréquences de résonance des modes supérieurs

Dans les paragraphes précédents nous n'avons représenté que les modes $TM_{\pm 11}$ comme c'est généralement fait dans les travaux précédents. Dans ce qui suit nous allons montrer les résultats complets de notre analyse modale. La Figure II.7 rapporte concrètement les différents

Licence CC BY-NC-ND 3.0

modes obtenus grâce au programme Matlab implémenté. L'observation de cette figure permet de constater qu'il existe des modes entre la résonance gyromagnétique et celle du μ_{eff} qui n'ont pas été explorés auparavant. En effet, comme évoqué précédemment, cette région est assez sensible au champ appliqué. La moindre variation de H_i entraîne une évolution rapide du μ_{eff}. Deux modes très proches l'un de l'autre apparaissent. La résolution de l'équation de propagation se fait suivant l'ordre n du mode qui traduit son évolution selon θ. Cependant, elle ne nous donne pas d'indication sur l'ordre du mode suivant r. Dans le but d'identifier les modes et de valider leurs ordres, nous avons tracé l'évolution des champs E_z en fonction de r. Pour ce faire, nous avons choisi un H_i de 1700Oe. A cette valeur de champ six modes, d'ordre 1 en θ, apparaissent dans la cavité (Figure II.7). Les deux premiers sont en champ fort, un RHCP à 3.08GHz et un LHCP à 3.94GHz. Le troisième mode est non-identifié en r et résonne à une fréquence de 5.42GHz. De même pour le quatrième dont l'ordre en r demeure inconnu pour le moment et dont la fréquence est de 5.58GHz. Quant au cinquième mode à 5.99GHz, il est à polarisation gauche et se propage dans la zone où le μ_{eff} est négatif. Alors que le sixième mode est à polarisation droite et apparaît à 7.97GHz.

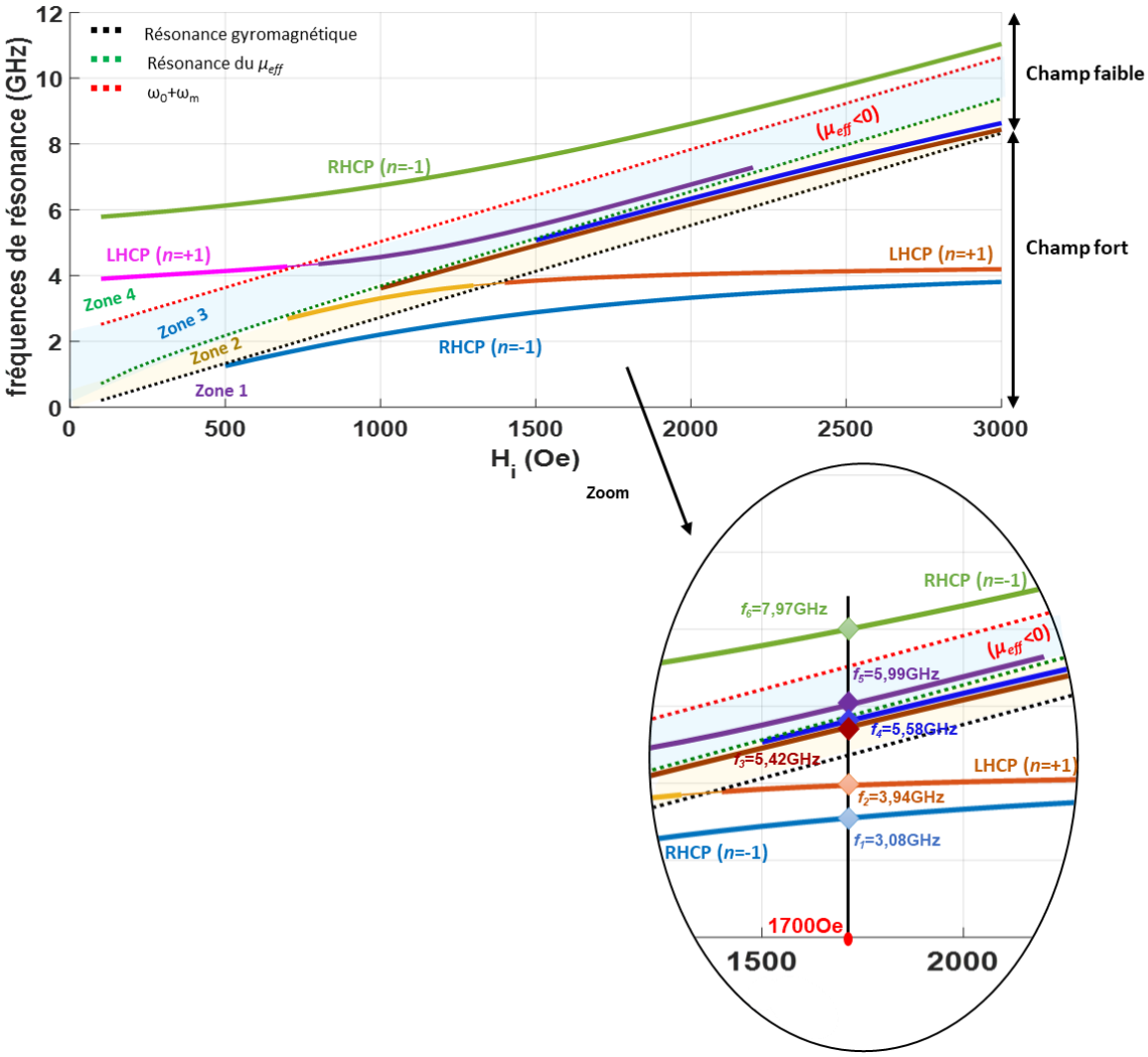


Figure II.7: Résolution complète des équations de propagation dans les différentes zones d'étude pour les modes d'ordre n=±1.

Nous avons également résolu l'équation de propagation de la cavité à ferrite pour les modes d'ordre n=±2 comme illustré dans la Figure II.8. Dans cette figure, nous retrouvons bien les

Licence CC BY-NC-ND 3.0

modes $TM_{\pm 21}$ en champ fort et en champ faible. Les modes LHCP dans ces deux zones s'étendent respectivement dans la zone entre la résonance gyromagnétique et la résonance du μ_{eff} (Zone 2 - Figure II.8) et aussi dans la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 3 - Figure II.8). De plus, nous retrouvons les deux modes non-identifiés comme discuté précédemment.

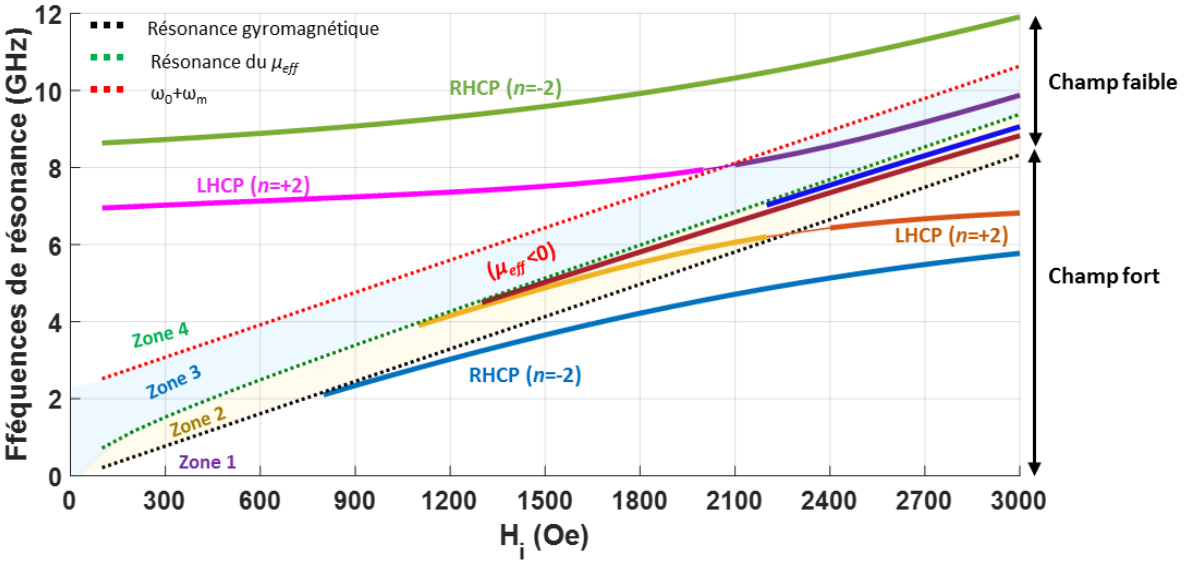


Figure II.8: Résolution complète des équations de propagation dans les différentes zones d'étude pour les modes d'ordre n=±2.

L'étape suivante est donc d'identifier les modes se trouvant entre les résonances du μ et du μ_{eff} et de confirmer l'ordre des autres modes.

II.3.2.1.2. Cartographie des champs – Identification des modes

Pour chaque fréquence de résonance des modes d'ordre n=±1, nous avons tracé l'évolution du champ E_z en fonction de r en considérant une phase nulle.

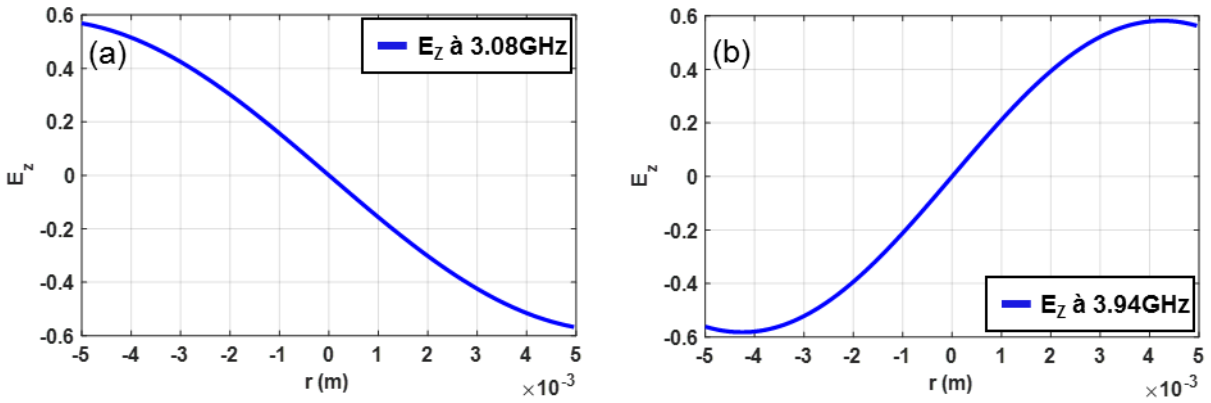


Figure II.9: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité des deux modes en champ fort (a) à 3.08 GHz et (b) à 3.94GHz.

Dans la première zone en champ fort, le tracé de la composante E_z du premier mode (à 3.08GHz) tout au long de la cavité de rayon 5mm, décrit une seule variation (Figure II.9 (a)). De plus, le champ est maximum (en valeur absolue) en périphérie du ferrite et minimum en son centre. Ceci confirme d'une part que c'est un mode d'ordre r=1 et d'autre part que la condition de mur magnétique est satisfaite au niveau de la périphérie du ferrite. De même pour le deuxième mode apparaissant à 3.94GHz, le champ E_z suit une évolution d'un mode d'ordre r=1

Licence CC BY-NC-ND 3.0

(Figure II.9 (b)). Ce mode est en opposition de phase par rapport au premier ce qui valide bien que nous avons deux modes $TM_{\pm 11}$ de polarisations circulaires opposées (RHCP pour le 1er et LHCP pour le 2ème).

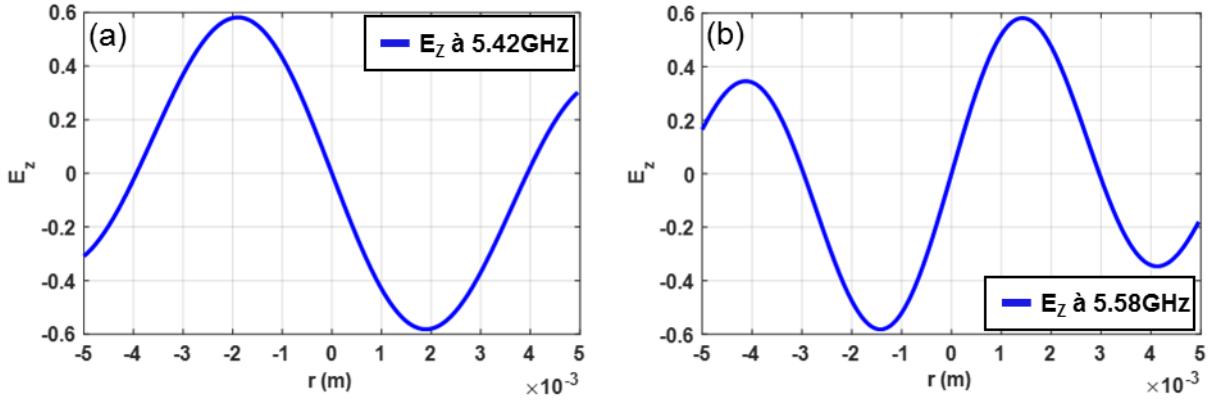


Figure II.10: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité des deux modes non-identifiés entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff} (a) à 5.42GHz et (b) à 5.58GHz.

La caractérisation des deux modes non-identifiés, existant entre la résonance gyromagnétique et la résonance du μ_{eff}, se déroule de la même manière que pour les deux premiers modes. Sur la Figure II.10 (a) et la Figure II.10 (b), nous représentons la répartition de la composante du champ E_z pour les deux modes à 5.42GHz et 5.58GHz respectivement. En s'appuyant sur ces figures, nous pouvons noter qu'à ces fréquences, les champs E_z présentent deux variations en r. Partant du fait que ces deux modes apparaissent directement après le mode fondamental, nous pouvons donc déduire qu'ils sont d'ordre 2 en r.

Pour conclure, l'approche modale a montré que deux modes supérieurs, à priori des modes $TM_{\pm 12}$, sont susceptibles d'être générés en résolvant l'équation de propagation des modes fondamentaux n=±1. Cette caractérisation modale sera validée ultérieurement par le biais de l'outil de simulation numérique CST Microwave Studio.

Quant au mode dans la zone où le μ_{eff} est négatif résonnant à 5.99GHz, il est bien d'ordre 1 en r comme le montre la Figure II.11. Cependant, le champ est très fort aux bords de la cavité et subit une rapide évanescence en s'éloignant des parois latérales. Ceci laisse à envisager qu'il ne pourrait être excité que si la sonde d'alimentation est placée à l'extrémité du résonateur. Nous confirmerons cette prédiction par la simulation électromagnétique.

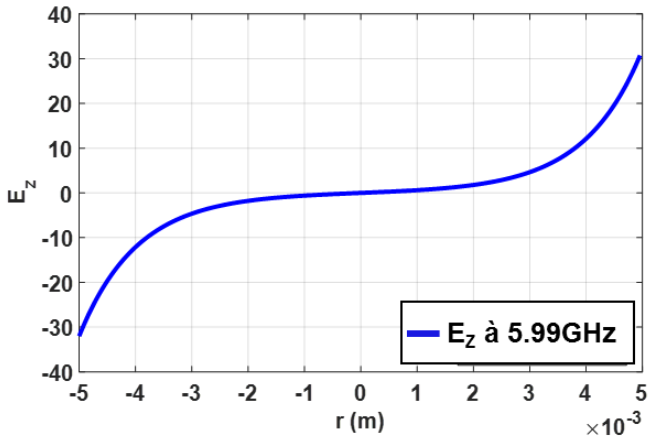


Figure II.11: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité du mode à 5.99GHz dans la zone où μ_{eff}<0.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le dernier mode à identifier pour un H_i de 1700Oe est à une fréquence de 7.97GHz. Comme l'indique la Figure II.12, l'évolution de la composante E_z semble la même que pour le premier mode RHCP en champ fort. Par conséquent, il s'agit bien d'un mode d'ordre r=1.

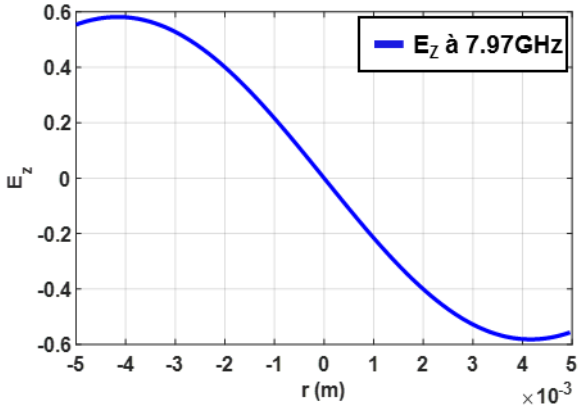


Figure II.12: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité du mode en champ faible à 7.97GHz.

Une fois cette étude modale achevée laissant présager l'existence de modes d'ordre supérieurs en r, une validation électromagnétique s'impose. En effet, notre objectif par la suite sera de retrouver les résultats de cette approche analytique à travers des simulations électromagnétiques.

II.3.2.2. Validation numérique par simulations électromagnétiques

Afin de retrouver les modes issues de l'étude modale menée dans le paragraphe précédent, nous avons simulé une antenne cylindrique à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique CST [II.11]. Ce logiciel de modélisation électromagnétique offre un large panel de solveurs de simulation EM dédiés à des domaines bien définis, notamment le domaine électromagnétique, magnétostatique, en oscillation libre… En vue de couvrir les différentes spécifications électromagnétiques, cet outil propose deux types de solveurs à savoir les solveurs temporels et fréquentiels. Pour ce qui est de nos travaux, nos modélisations électromagnétiques seront effectuées en utilisant le solveur fréquentiel. Ce dernier semble être le plus adapté à nos besoins d'analyse de structures 3D, il s'appuie sur la méthode des éléments finis afin de résoudre les équations de Maxwell en régime harmonique. Ce solveur vise à optimiser le temps et la précision de calcul en adaptant le maillage de la structure. En effet, la discrétisation des zones de calcul sera plus minutieuse dans les zones à forte concentration de champ électromagnétique.

Compte tenu du fait que CST n'est pas en mesure d'étudier des structures résonantes à base de matériaux gyromagnétiques en oscillations libres « Eigenmode », nous avons alors eu recours au solveur électromagnétique fréquentiel pour déterminer le plus fidèlement possible les modes propres de la cavité. Pour les ferrites saturés, ce solveur modélise par défaut leur perméabilité à l'aide du tenseur de Polder [II.7].

Afin de se rapprocher le plus possible de l'analyse modale précédente, nous avons considéré un plan de masse infini en définissant la face inférieure de l'aérien comme étant un mur électrique parfait. Nous avons également choisi le PEC (conducteur électrique parfait) comme matériau pour l'élément rayonnant. Le résonateur ferrite, de type Y39 [II.8] est alimenté par le biais d'un port discret positionné à 1.5mm du centre du patch (Figure II.13). Nous introduisons les différentes caractéristiques du ferrite Y39 tels que le $4\pi M_s$=800Gauss, ΔH_{eff}=4Oe, ε=14.6,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

tgδ=2×10^{-4} et *α*=2.01. De plus, cette modélisation considère un champ interne constant tout au long du substrat fixé à 1700Oe.

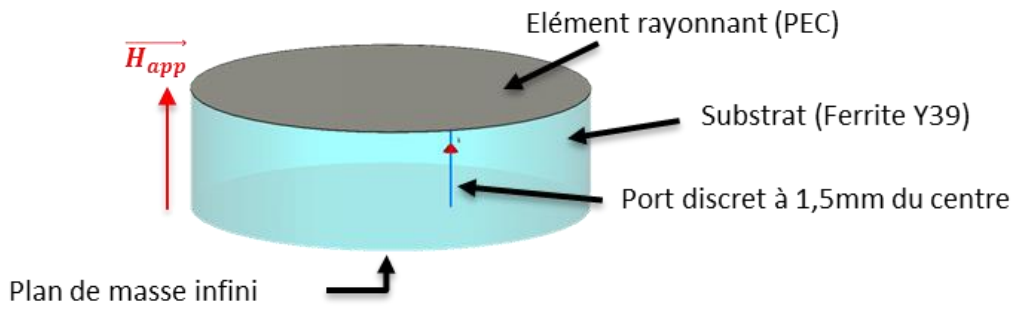


Figure II.13: Configuration de l'antenne simulée sous CST pour la validation numérique de l'étude modale.

Nous relevons l'impédance d'entrée de l'antenne afin d'investiguer les modes qui viennent s'installer au niveau du résonateur (Figure II.14). Dans cette figure nous avons délimité les différentes zones représentant l'évolution des paramètres μ et μ_{eff} dans le but de faciliter la comparaison entre l'approche théorique et l'étude par simulation électromagnétique. Dans chaque région, nous caractériserons les différents modes rapportés sur la Figure II.14. Pour chaque mode, nous spécifierons la configuration du champ *E.* Quant au champ *H*, nous nous contenterons de le représenter pour les modes fondamentaux qui nous intéressent pour la suite de nos travaux et également pour les modes dont l'évolution suivant *θ* demeure inconnue/à déterminer.

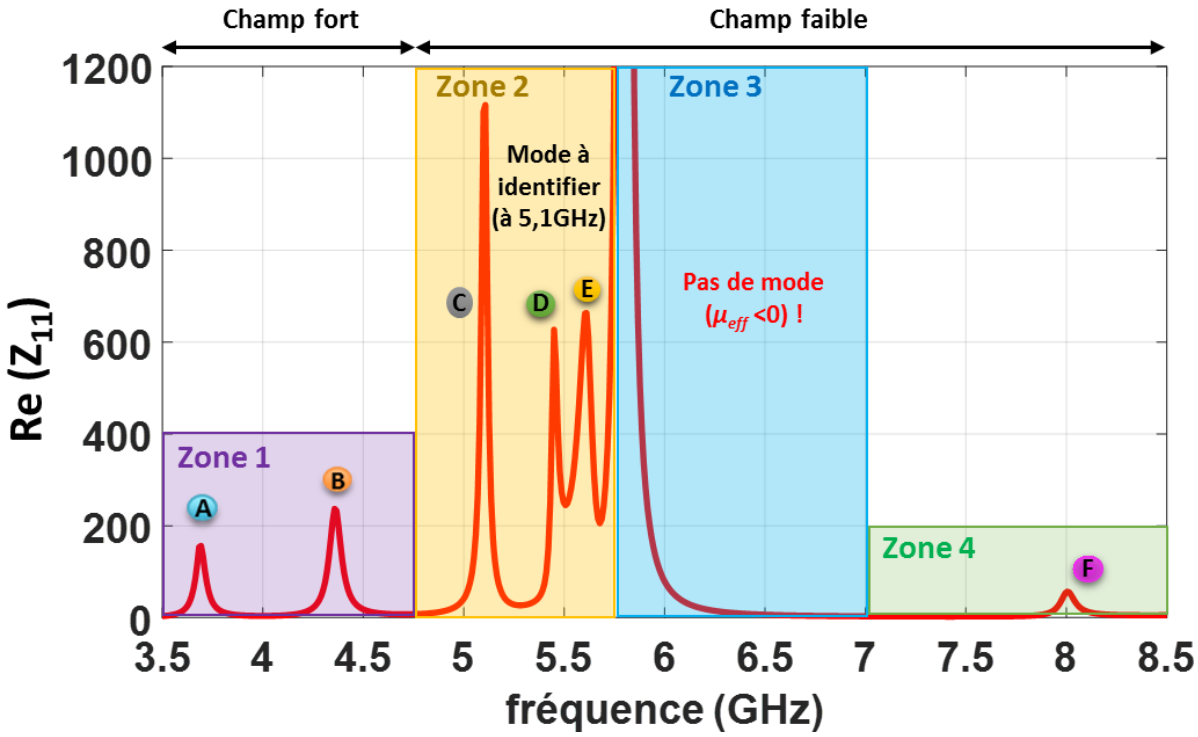


Figure II.14: Evolution de la partie réelle du Z_{11} en fonction de la fréquence issue de la modélisation électromagnétique sous CST.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3.2.2.1. Propagation en champ fort (Zone 1)

Dans la première zone, nous retrouvons deux modes notés (A) et (B) à 3.69GHz et 4.36GHz respectivement. Nous visualisons alors les cartographies des champs *E* et *H* afin de se renseigner sur l'ordre de ces deux modes. Le champ *H* a été représenté pour deux phases différentes dans le but de mettre en évidence la nature de polarisation de chaque mode.

Pour le premier mode ((A) - Figure II.14) à 3.69GHz, la représentation des lignes de champ *E*, donnée par la Figure II.15, permet de retrouver le résultat obtenu analytiquement dans la partie précédente. Le champ présente une seule variation radiale, par conséquent il s'agit bien d'un mode d'ordre r=1. De même pour sa répartition suivant θ, elle est d'ordre 1 comme le montre le champ *H* dans la Figure II.16. De plus, de ces illustrations nous pouvons déduire la nature de polarisation du mode. En effet, suite à la variation de la phase du champ magnétique de 0° à 90°, le champ subit une rotation dans le sens trigonométrique ce qui confirme bien qu'à 3.69GHz, le mode est à polarisation circulaire droite.

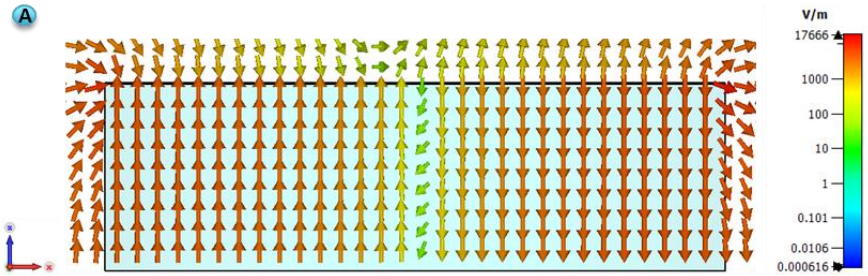


Figure II.15: Distribution du champ *E* à 3.69GHz pour un plan de coupe en y=0 et pour une phase nulle.

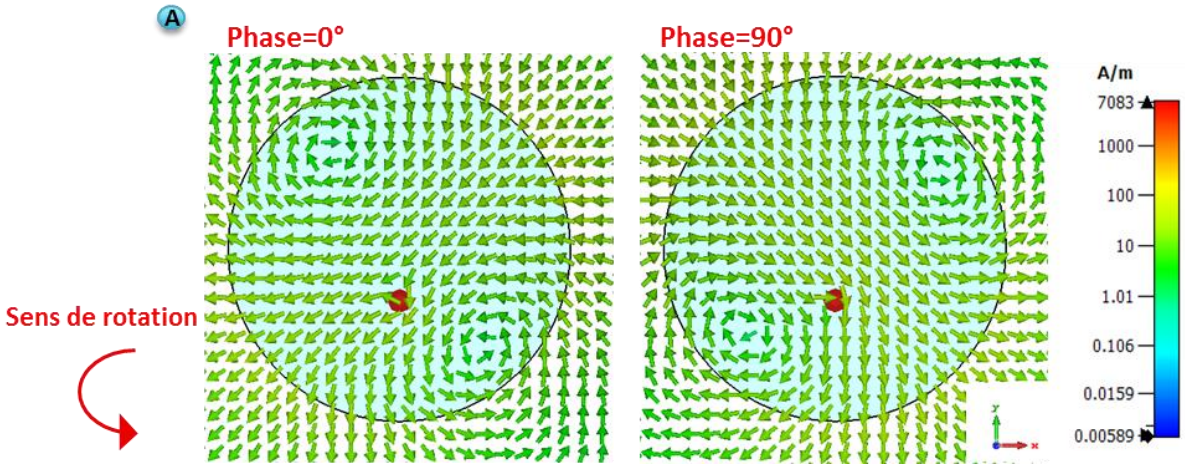


Figure II.16: Cartographie du champ *H* à 3.69GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en z=1.5mm.

Nous procédons de la même manière pour cerner l'ordre et la nature de polarisation du deuxième mode à 4.36GHz. En effet, sur la Figure II.17, nous reconnaissons clairement un mode en r=1. La distribution du champ *H*, donnée par la Figure II.18, permet de distinguer un mode d'ordre θ=*1.* Quant à la nature de la polarisation du mode, les lignes du champ *H* décrivent une trajectoire de sens opposé au sens trigonométrique ce qui implique que le mode est de polarisation circulaire gauche.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

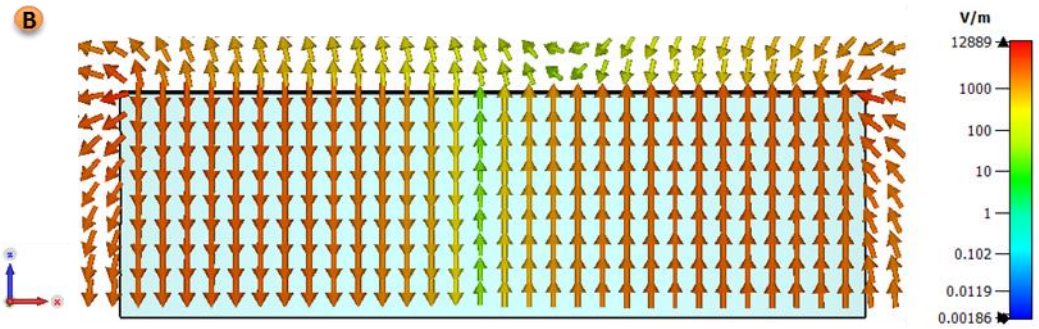


Figure II.17: Distribution du champ *E* à 4.36GHz pour un plan de coupe en *y*=0

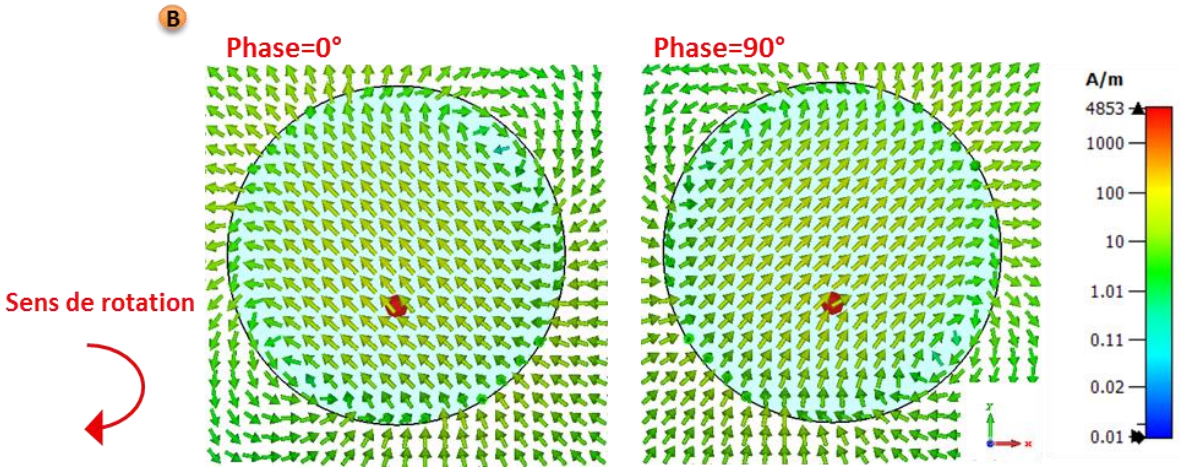


Figure II.18: Cartographie du champ *H* à 4.36GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm.

Outre l'étude de la répartition des champs *E* et *H*, une investigation supplémentaire est menée afin d'évaluer le rayonnement des modes en mettant l'accent sur leurs efficacités de rayonnement et l'allure de leurs diagrammes de directivité. La qualité de la polarisation circulaire est également explorée en examinant leurs taux d'ellipticité.

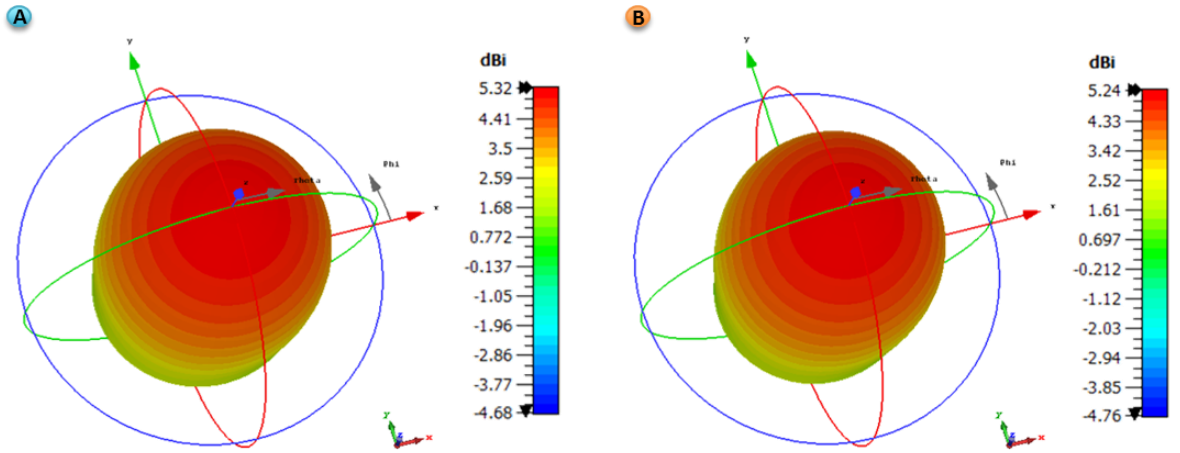


Figure II.19: Diagramme de rayonnement en directivité du (A) 1er mode à 3.69GHz et (B) du 2ème mode à 4.36GHz.

Le rayonnement de cette antenne sur ces deux modes est similaire à un rayonnement d'une antenne patch puisque les diagrammes de rayonnement présentent un maximum de rayonnement dans l'axe (Figure II.19 (A) et (B)). Quant aux efficacités de rayonnement, elles sont de l'ordre de 93% et 95% à 3.69GHz et à 4.36GHz respectivement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Taux d'ellipticité en fonction de θ

Afin de mettre en évidence la qualité de la polarisation circulaire, nous représentons l'évolution du taux d'ellipticité selon θ sur la Figure II.20. Ceci est fait pour les deux modes en champ fort et pour différents plans de coupe suivant φ (φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°). D'après ces tracés, l'antenne présente une bonne qualité de polarisation circulaire (*TE*<3dB) sur une plage angulaire qui s'étend de -39° à +43° à 3.69GHz avec un *TE* (Taux d'Ellipticité) dans l'axe de 0.81dB. Pour le deuxième mode à 4.36GHz, le *TE* est inférieur à 3dB pour θ variant de -39° à +44°. Sur ce mode, le *TE* est de 0.95dB pour θ=0°.

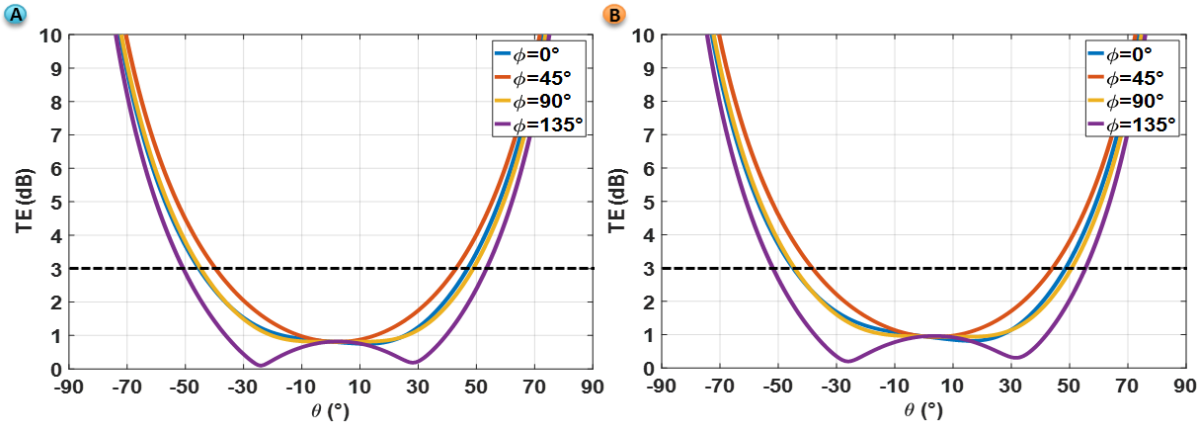


Figure II.20: Taux d'ellipticité du 1er mode à 3.69GHz (A) et du 2ème mode à 4.36GHz (B) en fonction de θ et suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°.

- Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

Nous évaluons également le taux d'ellipticité dans l'axe de l'antenne (θ=0°, φ=0°) en fonction de la fréquence dans la zone en champ fort (Figure II.21).

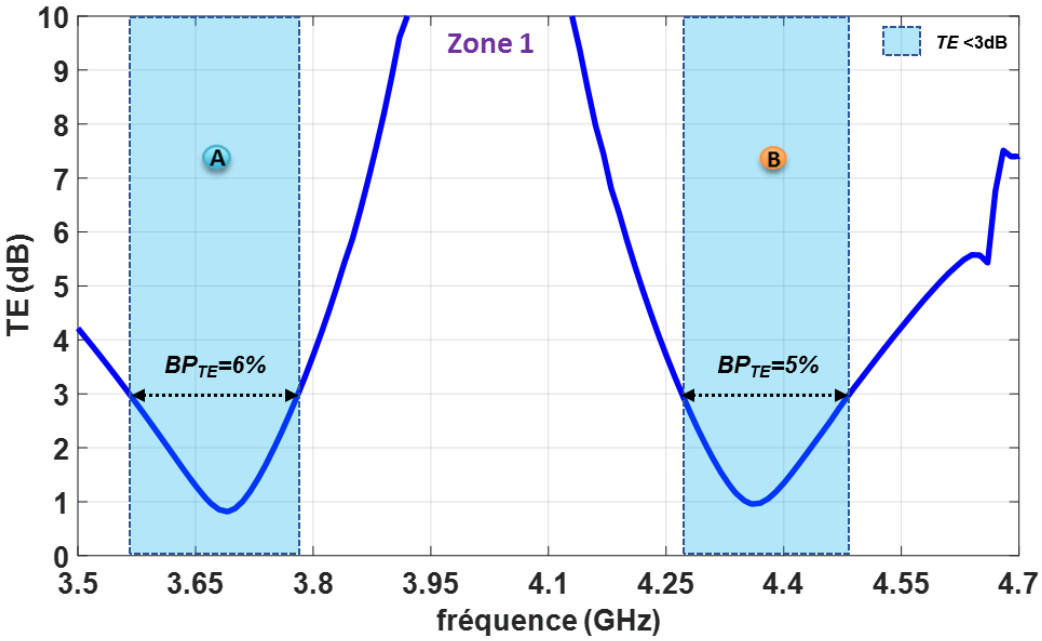


Figure II.21: Taux d'ellipticité de l'antenne en champ fort en fonction de la fréquence

De la figure ci-dessus, nous pouvons relever la bande passante fréquentielle en *TE* sur laquelle l'antenne présente une bonne qualité de polarisation circulaire. Sur le premier mode RHCP, le

Licence CC BY-NC-ND 3.0

TE de l'aérien est inférieur à 3dB sur une bande passante de 6%. Quant au second mode LHCP, un bon *TE* (<3dB) est observé sur une bande passante en fréquence de l'ordre de 5%.

Nous avons également une antenne compacte sur ces deux modes. En effet, sur le 1er mode à 3.69GHz, l'aérien présente des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{13.9}$. Pour le 2ème mode la taille de la structure antennaire est de $\frac{\lambda_0}{11.8}$ à 4.36GHz. L'évaluation de l'encombrement de l'antenne dans cette zone confirme bien nos constatations précédentes. En effet, en champ fort, nous pouvant conclure que l'antenne est bien miniature sur ses deux modes fondamentaux.

II.3.2.2.2. Propagation entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff} (Zone 2)

Dans cette zone, nous allons à nouveau comparer étude modale et simulation électromagnétique.

II.3.2.2.2.1. Identification des modes

L'étude analytique prédisait des modes supérieurs à 5.42GHz et 5.59GHz. En s'appuyant sur le tracé de l'impédance d'entrée (Figure II.14), ceux-ci sont à 5.46GHz et 5.6GHz respectivement. Par ailleurs dans cette zone, un mode résonnant à 5.1GHz, vient de s'installer dans le résonateur. Par conséquent, il convient de l'identifier.

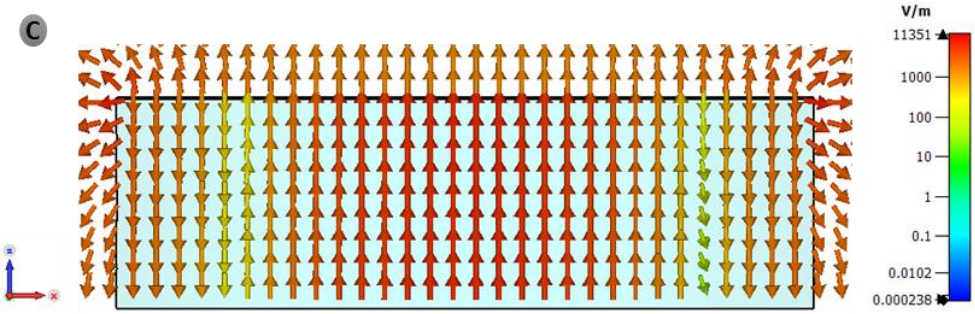


Figure II.22: Distribution du champ *E* à 5.1GHz pour un plan de coupe en *y*=0.

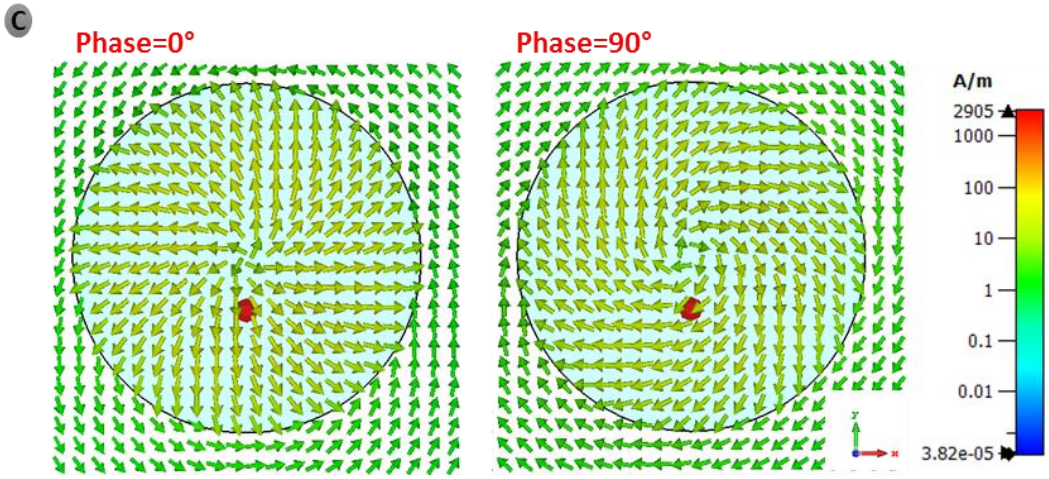


Figure II.23: Cartographie du champ *H* à 5.1GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm.

La répartition du champ *E* pour un plan de coupe en *y*=0 est alors relevée à 5.1GHz dans le but de déterminer sa variation radiale (Figure II.22). De plus, le vecteur champ magnétique est tracé pour deux phases différentes afin de mettre l'accent sur l'orientation des lignes de champ traduisant l'état de polarisation du mode (Figure II.23). De la distribution du champ magnétique,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

il apparaît que ce mode est invariant suivant θ suggérant qu'il est d'ordre n=0. De ce fait, le champ E suit l'évolution de la fonction de Bessel J_0 qui est maximale dans l'axe et qui s'annule à deux reprises tout au long du rayon de la cavité. Ceci nous conduit à dire qu'il s'agit d'un mode d'ordre 1 en r.

Le diagramme de rayonnement de ce mode est illustré dans la Figure II.24. Dans cette représentation 3D, nous pouvons observer que l'antenne ne rayonne pas dans l'axe ce qui concorde bien avec l'ordre du mode déterminé.

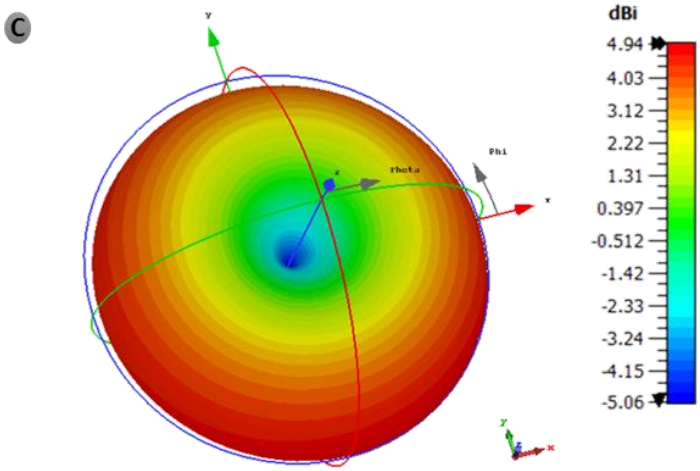


Figure II.24: Diagramme de rayonnement en directivité du mode (C) à 5.1GHz.

La nature de la polarisation est aussi vérifiée en relevant le TE en fonction de θ et suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° (Figure II.25). Ces graphes montrent des taux d'ellipticité supérieurs à 10dB dans l'axe ce qui signifie que le mode est polarisé linéairement.

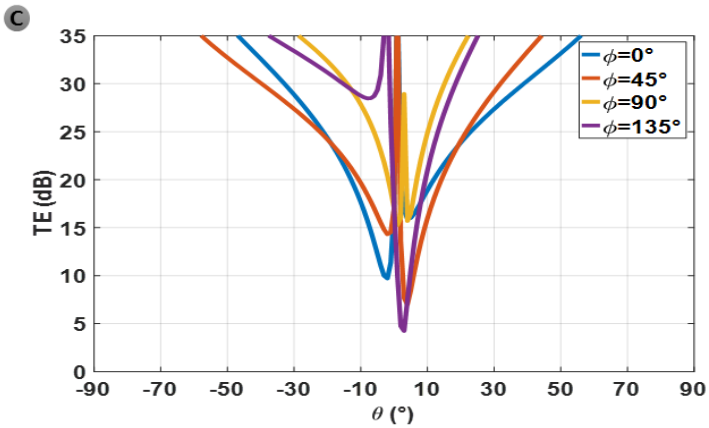


Figure II.25: Taux d'ellipticité du 3ème mode à 5.1GHz (C) suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°.

Compte tenu que ce mode ne figure pas dans l'étude modale menée précédemment vu que nous nous sommes contentés de ne représenter que les modes en n=±1 et n=±2 (car ils nous permettent d'avoir une polarisation circulaire), nous avons donc souhaité confirmer nos conclusions en résolvant l'équation de propagation des modes en n=0.

De la représentation des fréquences de résonances en fonction du champ magnétique H_i (Figure II.26), nous parvenons à la conclusion que le mode invariant suivant θ (n=0) existe bel et bien entre la résonance gyromagnétique et la résonance du μ_{eff} à une fréquence de 5.19GHz

Licence CC BY-NC-ND 3.0

et pour un champ H_i=1700Oe. Par conséquent, ces résultats valident bien l'exactitude de notre modélisation électromagnétique.

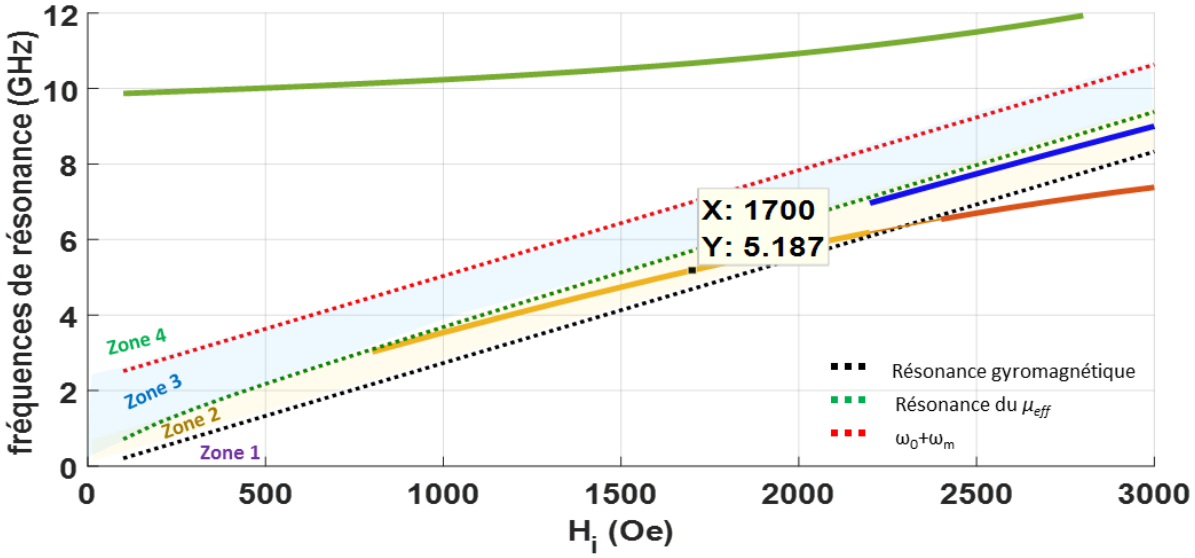


Figure II.26: Evolution des fréquences de résonance en fonction du champ interne pour le mode n=0.

Une investigation supplémentaire de la composante E_z a été réalisée théoriquement sous Matlab (Figure II.27). Cette étude montre que E_z présente une allure identique à celle issue de l'étude électromagnétique sous CST:

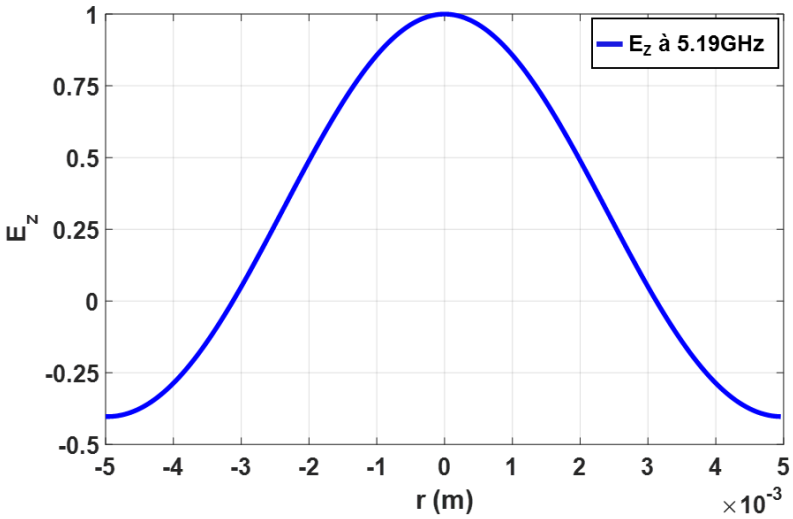


Figure II.27: Evolution de la composante de champ E_z en fonction du rayon de la cavité du mode à 5.19GHz.

Nous nous focalisons maintenant sur le 4ème mode ((D) - Figure II.14), toujours dans la zone entre les résonances du μ et du μ_{eff}, apparaissant à la fréquence de résonance de 5.46GHz. Nous rappelons que nous avons repéré ce mode lors de notre analyse modale pour les n=±1 et donc sa variation azimutale est déjà connue (θ=1). Toutefois, l'évolution radiale de ce mode nécessite d'être vérifiée afin de valider nos interprétations du paragraphe précèdent. A cet effet, nous rapportons la répartition du champ E sur la Figure II.28. Les lignes de ce champ présentent la même variation que dans l'étude modale. Nous pouvons conclure alors qu'il s'agit bien du mode d'ordre 2 en r comme l'avait prédit l'analyse modale.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

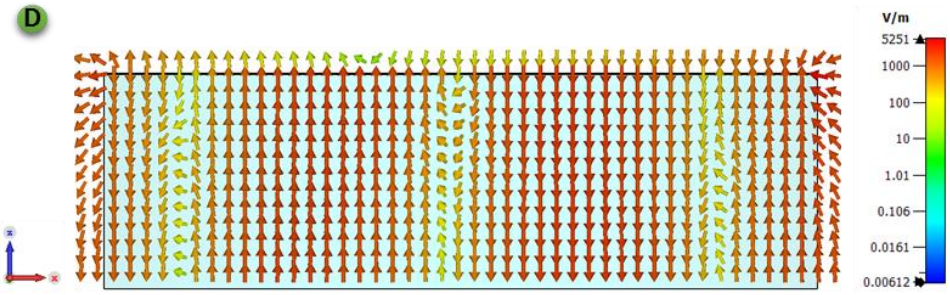


Figure II.28: Distribution du champ *E* à 5.46GHz pour un plan de coupe en *y*=0.

Quant au 5ème mode à 5.6GHz ((E) - Figure II.14), l'évolution de sa composante E_z suivant *r* est relevée à partir du logiciel de simulation à sa fréquence de résonance et illustrée sur la Figure II.29. Cette distribution dévoile une bonne corrélation avec les résultats de l'analyse modale. Le champ E_z décrit la même variation suivant *r* que dans l'analyse modale et il est en opposition de phase par rapport au 4ème mode ((D) - Figure II.14).

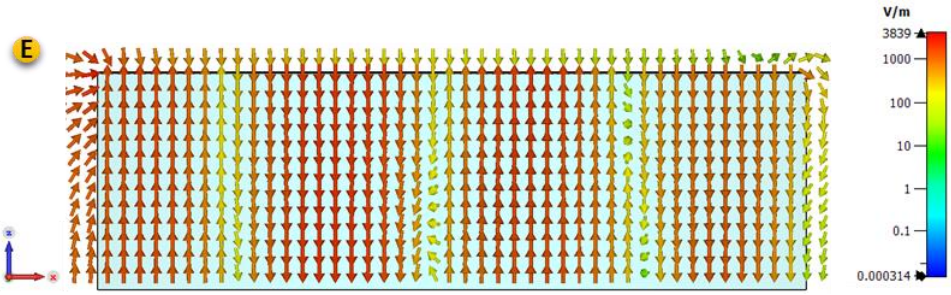


Figure II.29: Distribution du champ *E* à 5.6GHz pour un plan de coupe en *y*=0.

Ayant toujours l'objectif de caractériser les deux modes aux fréquences de résonance de 5.46GHz et 5.6GHz respectivement, nous visualisons alors leurs diagrammes de rayonnement (Figure II.30).

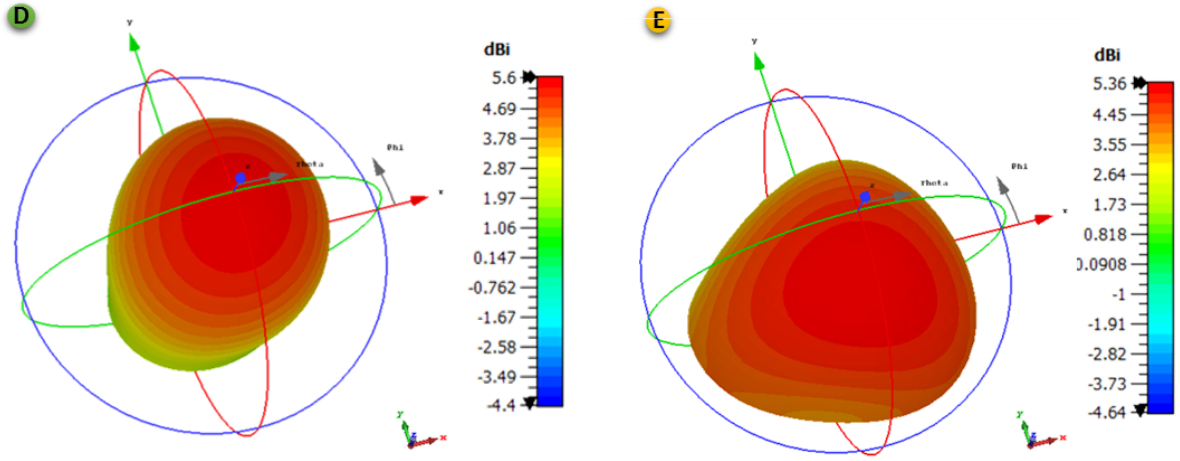


Figure II.30: Diagramme de rayonnement en directivité du 4ème mode à 5.46GHz (D) et du 5ème mode à 5.6GHz (E).

Sur ces deux modes, l'aérien présente un rayonnement typique d'une antenne patch. Le diagramme de rayonnement du 5ème mode ((E) - Figure II.30) dépointe légèrement mais le rayonnement demeure dans l'axe de la structure antennaire.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3.2.2.2.2. Efficacité de rayonnement

Nous nous intéressons maintenant à l'efficacité de rayonnement. L'antenne rayonne 44% de la puissance qu'elle reçoit à 5.46GHz contre 19% à 5.6GHz.

Dans le souci de fournir des explications précises sur les causes de la dégradation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne dans cette zone, nous entreprenons des simulations supplémentaires évaluant les différentes pertes du dispositif. Rappelons que dans cette partie seuls deux types de pertes existent à savoir les pertes magnétiques illustrées par le paramètre ΔH_{eff} et les pertes diélectriques à travers la tangente de pertes diélectriques $tg\delta$. En effet, partant du fait que nous avons considéré un PEC pour définir l'élément rayonnant de l'aérien et que des conditions de mur électrique parfait sont appliquées au niveau de la face inférieure, les pertes métalliques sont négligées. Une première simulation EM est effectuée en éliminant les pertes diélectriques ($tg\delta$=0). Un second calcul numérique des efficacités de rayonnement des deux modes étudiés est effectué en considérant un ΔH_{eff} de l'ordre de 10^{-5}. En effet, pour des raisons de simulations, il n'est pas possible d'annuler complétement les pertes magnétiques. A l'issue de ces simulations, nous extrayons les efficacités de rayonnement relatives à chaque mode et pour chaque étude et nous les répertorions dans le Tableau II.1.

Tableau II.1: Evaluation des efficacités de rayonnement des deux modes à 5.46GHz et 5.6GHz en fonction des pertes diélectriques et métalliques de l'antenne.

	η_{ray} du 4ème mode à 5.46GHz	η_{ray} du 5ème mode à 5.6GHz
ΔH_{eff}=4Oe $tg\delta$=2×10^{-4}	44%	19%
ΔH_{eff}=4Oe **$tg\delta$=0**	44%	19%
ΔH_{eff}=10^{-5}Oe $tg\delta$=2×10^{-4}	97%	91%

En comparant les efficacités de rayonnement rapportées dans le tableau ci-dessus, il apparaît que les pertes diélectriques n'influent absolument pas sur les performances de l'antenne. L'aérien rayonne, en effet, 44% de l'énergie qu'il reçoit sur le premier mode et en annulant $tg\delta$ nous obtenons la même efficacité de rayonnement. De même pour le deuxième mode, il présente une efficacité de rayonnement de 19% avec et sans les pertes diélectriques. Nous procédons maintenant à déterminer l'impact des pertes magnétiques sur le rendement de l'antenne. Dans ce sens nous assignons au ferrite un ΔH_{eff} de 10^{-5}. Une meilleure efficacité de rayonnement est observée à 5.46GHz. Cette dernière est passée de 44% avec un ΔH_{eff} =4Oe à 97% pour un ΔH_{eff} de 10^{-5}Oe. De même pour le deuxième mode à 5.6GHz, une hausse de l'efficacité de rayonnement de 19% à 91% est constatée.

II.3.2.2.2.3. Taux d'ellipticité

- Taux d'ellipticité en fonction de θ

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La prochaine étape consiste à évaluer la qualité de la polarisation circulaire sur ces deux modes. Dans ce contexte, nous traçons les *TE* pour les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à 5.46GHz et à 5.6GHz (Figure II.31).

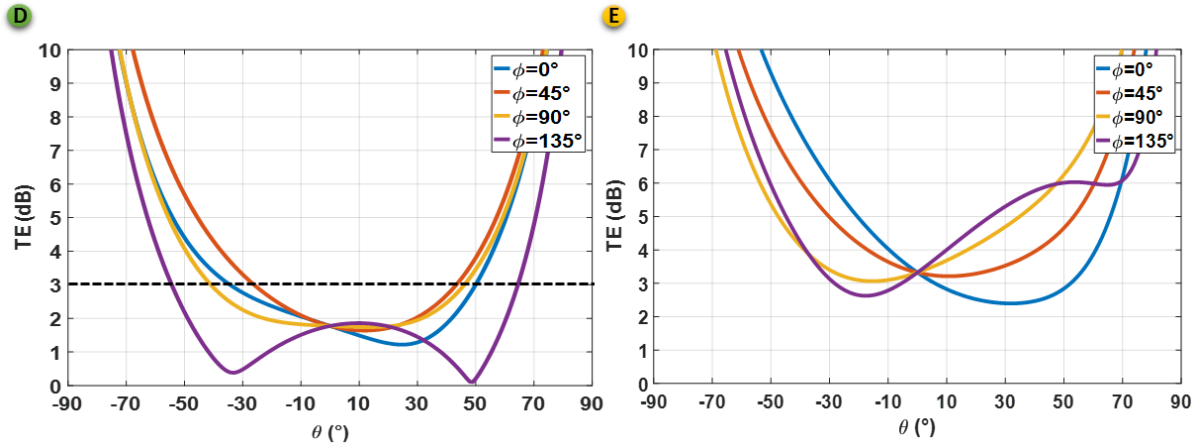


Figure II.31: Taux d'ellipticité du (D) 4ème mode à 5.46GHz et du (E) 5ème mode à 5.6GHz suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°.

A 5.46GHz, l'antenne présente un bon taux d'ellipticité (<3dB) sur un intervalle angulaire allant de –27° à +43°. Le *TE* dans l'axe est de 1.78dB affirmant la bonne qualité de polarisation circulaire. Quant au mode à 5.6GHz, le *TE* est légèrement supérieur à 3dB dans l'axe, il est de l'ordre de 3.32dB. Ceci peut être expliqué par le fait que les deux modes supérieurs (d'ordre 2 en *r*) sont très proches et leur interférence dégrade la qualité de polarisation du mode à 5.6GHz.

- Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

Dans le but de définir la bande passante en *TE*, nous rapportons dans la Figure II.32 son évolution en fonction de la fréquence dans la zone entre la résonance gyromagnétique et la résonance du μ_{eff}.

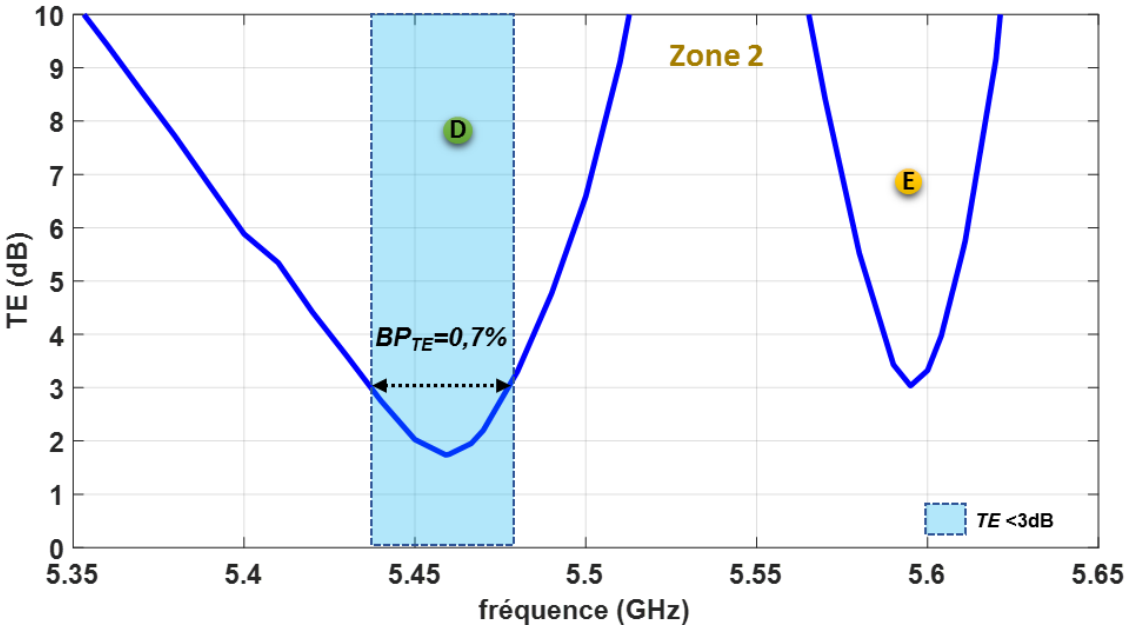


Figure II.32: Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la zone entre les résonances du μ et du μ_{eff}.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

D'après cette figure, l'antenne présente une bande passante en *TE* plus étroite, de l'ordre de 0.7%, qu'en champ fort sur le mode centré à 5.46GHz. Quant au second mode d'ordre *r*=2, son taux d'ellipticité présente une valeur minimale de 3.04dB.

II.3.2.2.3. Propagation dans la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 3)

En ce qui concerne la zone où le μ_{eff} est négatif, la Figure II.14 montre qu'aucun mode n'est excité. Dans la perspective de retrouver le mode fondamental dans cette région. L'étude analytique (Figure II.11) a montré que le champ électrique est fortement concentré aux bords de la cavité et décroît rapidement à l'intérieur. La position initiale de la sonde d'alimentation de l'antenne est donc peu favorable à l'excitation de ce mode. Afin de remédier à ce problème nous simulons l'antenne en éloignant la sonde de 4mm du centre du résonateur au lieu de 1.5mm précédemment.

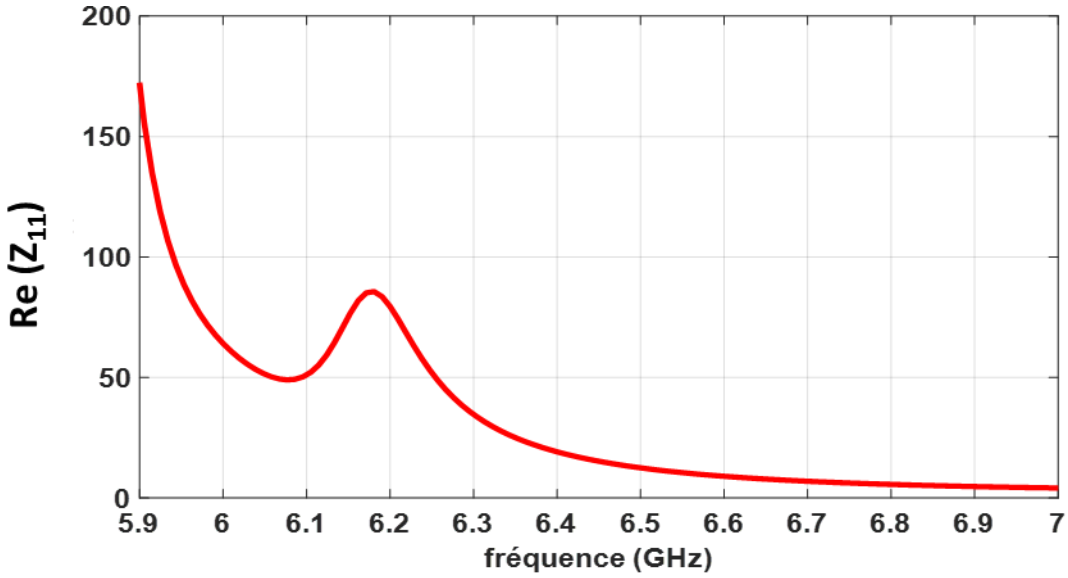


Figure II.33: Evolution de la partie réelle du Z_{11} pour une sonde décalée de 4mm du centre de l'antenne.

L'impédance d'entrée de l'antenne est tracée sur la Figure II.33 pour un H_i de 1700Oe et pour un intervalle fréquentiel allant de 5.9GHz à 7GHz représentant la zone où le μ_{eff} est négatif.

Comme illustré par la représentation de cette impédance, nous pouvons constater qu'un mode apparaît à une fréquence de 6.18GHz. A cette fréquence, la partie réelle du μ_{eff} est égale à -2.19 et la cartographie du champ, proposé dans la Figure II.34, montre un champ électrique évanescent et donc fortement concentré en périphérie du ferrite. Le champ n'arrive pas à bien pénétrer dans la cavité lorsque μ_{eff}<0. Par conséquent, une excitation en bordure du résonateur, où le champ *E* est maximal, est nécessaire pour que le mode fondamental en μ_{eff}<0 puisse exister.

Nous pouvons bien évidemment vérifier qu'il s'agit bien d'un mode en *r*=1 en observant l'évolution des lignes du champ *E* pour une phase nulle et dans le plan *y*=0 (Figure II.34). Cette répartition montre une seule variation du champ suivant *r* ce qui prouve qu'il s'agit bien du mode fondamental. Nous pouvons également visualiser la répartition azimutale de ce mode fondamental en rapportant les cartographies des lignes de champ *H* pour deux phases différentes. La Figure II.35 montre que l'orientation du champ *H* varie dans le sens opposé au sens trigonométrique ce qui confirme que le mode est à polarisation circulaire gauche.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

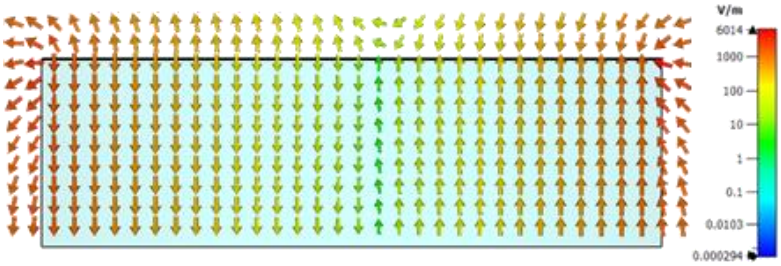


Figure II.34: Distribution du champ *E* à 6.18GHz pour un plan de coupe en *y*=0.

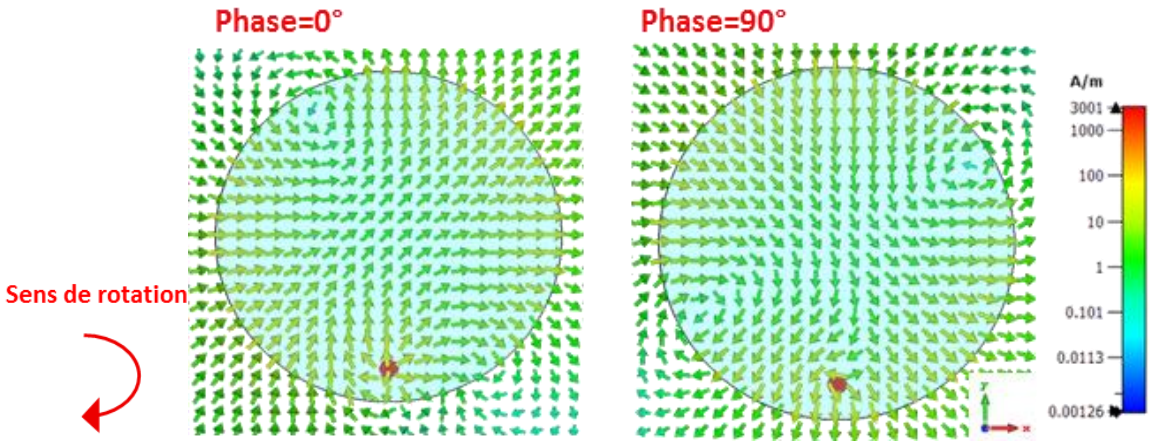


Figure II.35: Cartographie du champ *H* à 6.18GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm.

Nous étudions aussi le rayonnement de l'aérien sur ce mode en rapportant son diagramme de rayonnement en directivité dans la Figure II.36.

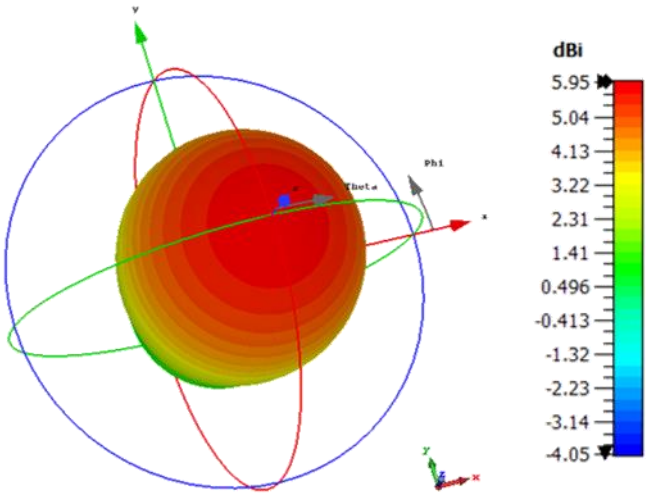


Figure II.36: Diagramme de rayonnement en directivité du mode à 6.18GHz dans la zone où le μ_{eff} est négatif.

Sur ce mode, l'antenne présente une efficacité de rayonnement de 69%. Nous notons que le rendement du dispositif subit une dégradation dans cette région également. Pour cela, nous simulons l'aérien en considérant des pertes magnétiques tel que $\Delta H_{eff}=10^{-5}$, l'efficacité de rayonnement atteint alors 100%. Ceci prouve que ces pertes influencent considérablement le rayonnement de l'antenne non seulement entre les deux résonances du μ et du μ_{eff} mais aussi pour les modes se propageant dans la région où le $\mu_{eff}<0$.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Taux d'ellipticité en fonction de θ

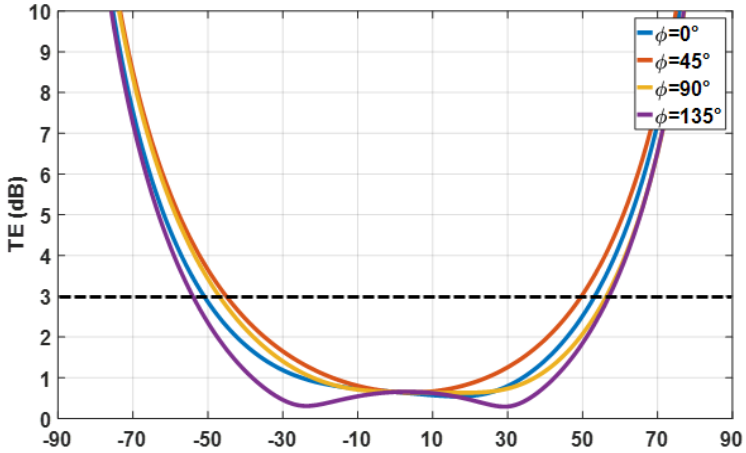


Figure II.37: Taux d'ellipticité du mode à 6.18GHz dans la zone où μ_{eff} est négatif en fonction de θ et pour les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°.

Le taux d'ellipticité de ce mode en fonction de θ est représenté dans La Figure II.37. L'antenne présente une bonne polarisation circulaire pour un θ variant de -45° à +50° avec un taux d'ellipticité dans l'axe de 0.65dB.

- Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

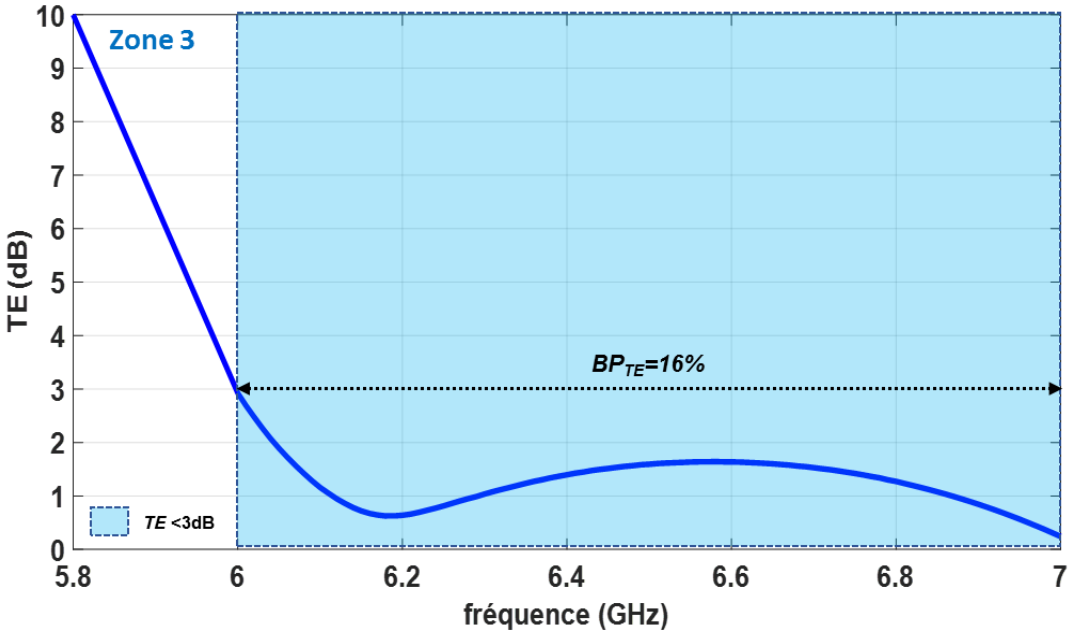


Figure II.38: Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence dans la zone μ_{eff}<0 (zone3).

Le *TE* du mode, dans la zone μ_{eff}<0, présente une large bande passante fréquentielle de 16% sur laquelle il est inférieur à 3dB (Figure II.38).

II.3.2.2.4. Propagation en champ faible au-delà de la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 4)

Nous caractérisons maintenant le dernier mode apparaissant en champ faible lorsque le μ_{eff} redevient positif. Ce mode présente une fréquence de résonance de 8GHz. Nous relevons la répartition de ses lignes de champs magnétique et électrique sur les Figure II.39 et Figure II.40 respectivement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

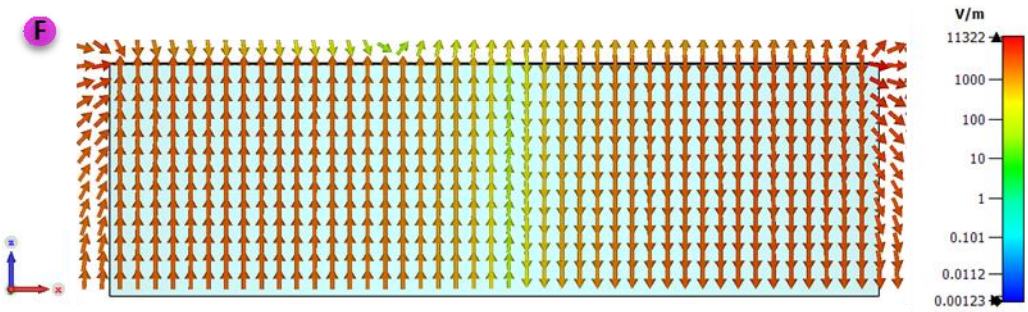


Figure II.39: Distribution du champ *E* à 8GHz pour un plan de coupe en *y*=0.

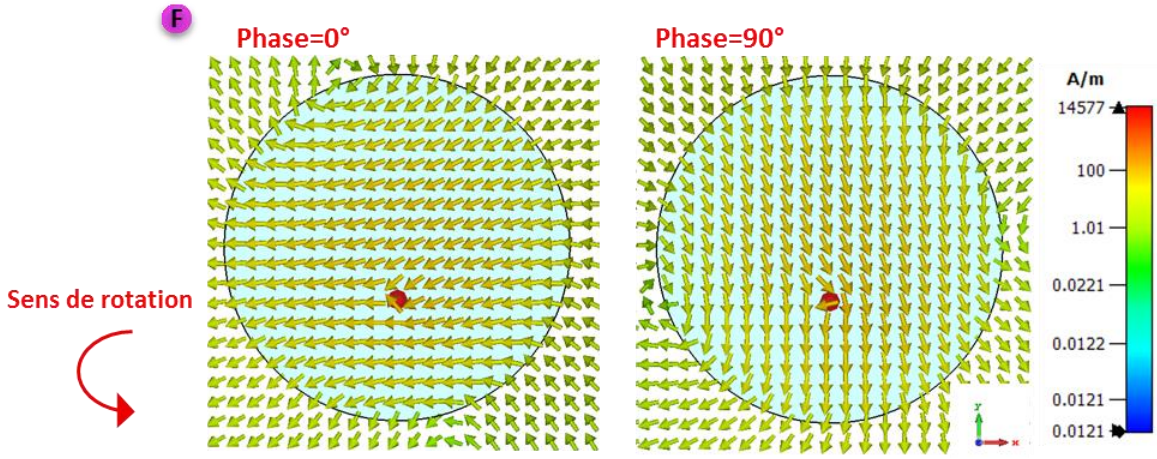


Figure II.40: Cartographie du champ *H* à 8GHz pour une phase de 0° et de 90° pour un plan de coupe en *z*=1.5mm.

Ces figures montrent qu'il s'agit bien du mode fondamental en champ faible. En effet, le champ *E* (Figure II.39) tend à s'annuler au milieu de la cavité et il est maximal aux bords. De plus, le champ *H*, décrit une seule variation suivant *θ*. La variation de la phase de ce champ de 0° à 90°, entraîne la rotation de ses lignes de champ dans le sens trigonométrique (Figure II.40). Par conséquent, ceci confirme la polarisation circulaire droite de ce mode.

Nous investiguons également son rayonnement à sa fréquence de résonance. Pour ce faire, nous rapportons le diagramme de rayonnement en directivité dans la Figure II.41. La structure antennaire présente bien un rayonnement dans l'axe relatif à un rayonnement d'une antenne patch. De plus, sur ce mode l'efficacité de rayonnement est de 80%.

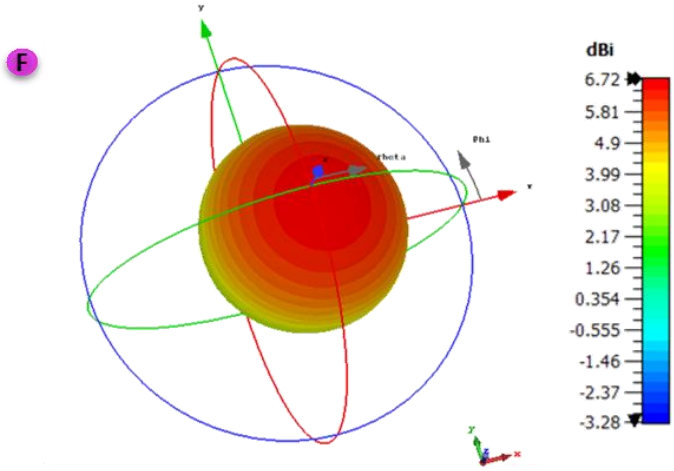


Figure II.41: Diagramme de rayonnement en directivité du mode à 8GHz en champ faible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Taux d'ellipticité en fonction de θ

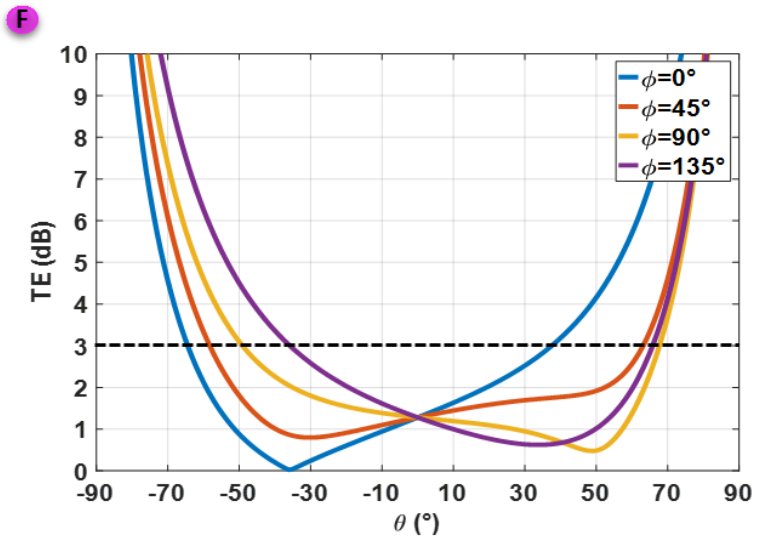


Figure II.42: Taux d'ellipticité du mode à 8GHz en champ faible en fonction de θ et pour les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°.

Quant au taux d'ellipticité représenté sur la Figure II.42, il est inférieur à 3dB sur un intervalle angulaire de -36° à +38°. Il est égal à 1.28dB dans l'axe, ce qui confirme la bonne qualité de polarisation circulaire sur ce mode.

- Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

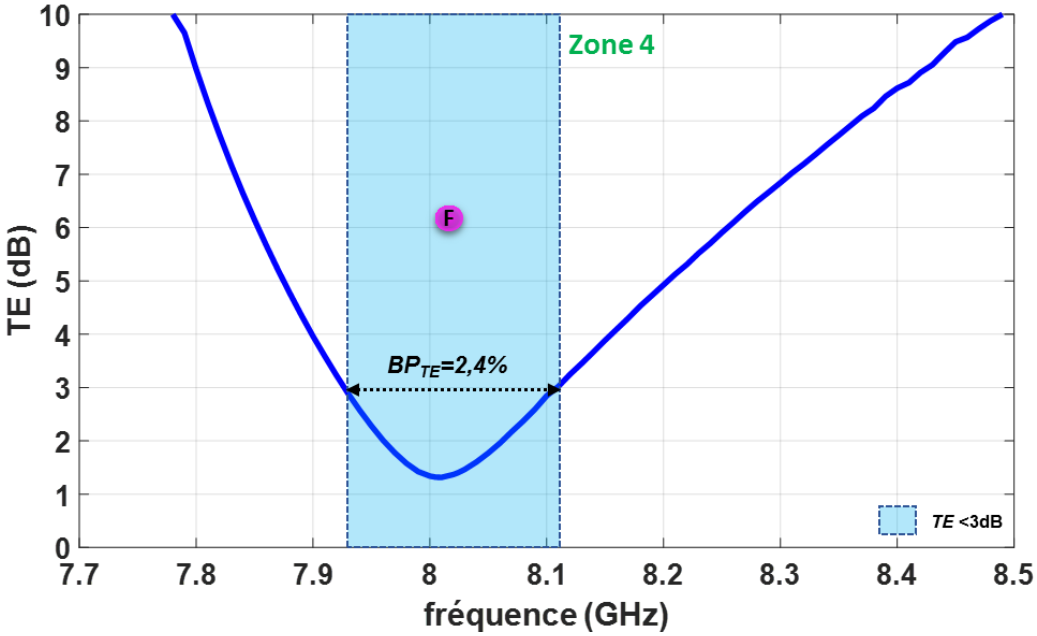


Figure II.43: Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence en champ faible (zone 4).

Sur ce mode, le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, donné par la Figure II.43, montre une bonne qualité de polarisation (*TE*<3dB) sur une bande passante de 2.4% dans l'axe de l'antenne.

Quant aux dimensions de l'antenne, elles sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{6.4}$ à 8GHz. Le dispositif est bien miniature mais beaucoup moins que dans la zone de champ fort.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans notre étude nous avons essayé de retrouver les résultats de l'analyse modale afin de parfaitement identifier les modes susceptibles d'exister sur ce type d'antennes avec leurs caractéristiques (diagramme de rayonnement, efficacité, taux d'ellipticité,…). Pour cela nous avons considéré une antenne fonctionnant idéalement sur un plan de masse infini. Ici l'encombrement de l'antenne n'intègre donc pas la taille de ce plan de masse. Nous montrerons dans le chapitre suivant, que la compacité de nos antennes dépend effectivement de l'encombrement de leur face métallique inférieure.

Dans cette partie nous avons mis en évidence les modes propres d'une antenne patch cylindrique en effectuant une étude modale associée à un code de calcul développé sous Matlab. Des hypothèses simplificatrices ont été retenues, notamment en assimilant l'aérien à une cavité résonante cylindrique avec des conditions aux limites de CCE et de CCM. En se référant à des études bibliographiques antérieures, la résolution de l'équation de propagation de cette cavité a abouti à l'identification des fréquences de résonnance des modes fondamentaux. Par ailleurs, l'investigation de ces modes nous a amené à identifier d'autres modes généralement non identifiés dans la littérature. En effet, nous avons recensé des modes supérieurs régnant dans la cavité qui n'ont pas été rapportés précédemment. Nous avons ensuite validé nos prédictions par des études électromagnétiques à travers des simulations sous CST. Une étude plus approfondie visant à bien caractériser ces modes a été conduite.

Le paragraphe suivant présentera cette même étude modale en faisant varier l'aimantation à saturation du ferrite et en ne s'intéressant qu'aux modes fondamentaux.

II.4. Etude paramétrique en fonction de l'aimantation à saturation (M_s) du ferrite

Afin de répondre aux spécifications exigées par une application bien définie, la caractérisation des performances d'une structure antennaire en termes de fréquences de résonance, d'efficacité de rayonnement ainsi que d'encombrement est primordiale. Pour une antenne à base de ferrite, ces paramètres sont essentiellement définis par les caractéristiques magnétiques et géométriques du substrat ferrite. A cet effet, cette partie mettra l'accent sur l'influence de ces propriétés magnétiques sur le comportement d'une antenne patch. Pour ce faire, nous allons étudier l'effet de l'aimantation à saturation du ferrite (M_s) sur les fréquences de résonance des différents modes. Cette évaluation est basée sur l'étude modale développée dans le paragraphe précédent.

Précédemment, nous avons établi le lien entre fréquence de résonance et champ interne. En effet, l'analyse modale de la cavité résonante à ferrite a montré que plus le champ interne est fort plus les fréquences de résonance des modes atteignent des niveaux élevés. Néanmoins, ces fréquences ne sont pas influencées uniquement par le champ interne mais aussi par un autre paramètre caractéristique du ferrite qui est son aimantation à saturation $4\pi M_s$.

Afin de déterminer plus précisément son influence, une première étude paramétrique est menée en relevant l'évolution des fréquences de résonance d'une cavité en fonction de H_i pour plusieurs valeurs de $4\pi M_s$. Pour ce faire, nous avons considérés successivement trois valeurs de $4\pi M_s$: 1000Gauss, 2000Gauss et 5000Gauss et nous avons déterminés les fréquences de résonance des modes fondamentaux pour des champs internes variant de 100Oe à 2000Oe. Le ferrite considéré est le même que celui utilisé précédemment, sa permittivité est de 14.6, sa tangente de pertes diélectriques est de 2×10^{-4} et ΔH_{eff} est de 4Oe. Quant à la cavité, elle présente un rayon de 5mm. Cette étude est conduite en champ fort, c'est-à-dire au-dessous de la résonance gyromagnétique (Zone1 - Figure II.2) et également en zone en champ faible, lorsque le μ_{eff} redevient positif (Zone4 - Figure II.2).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

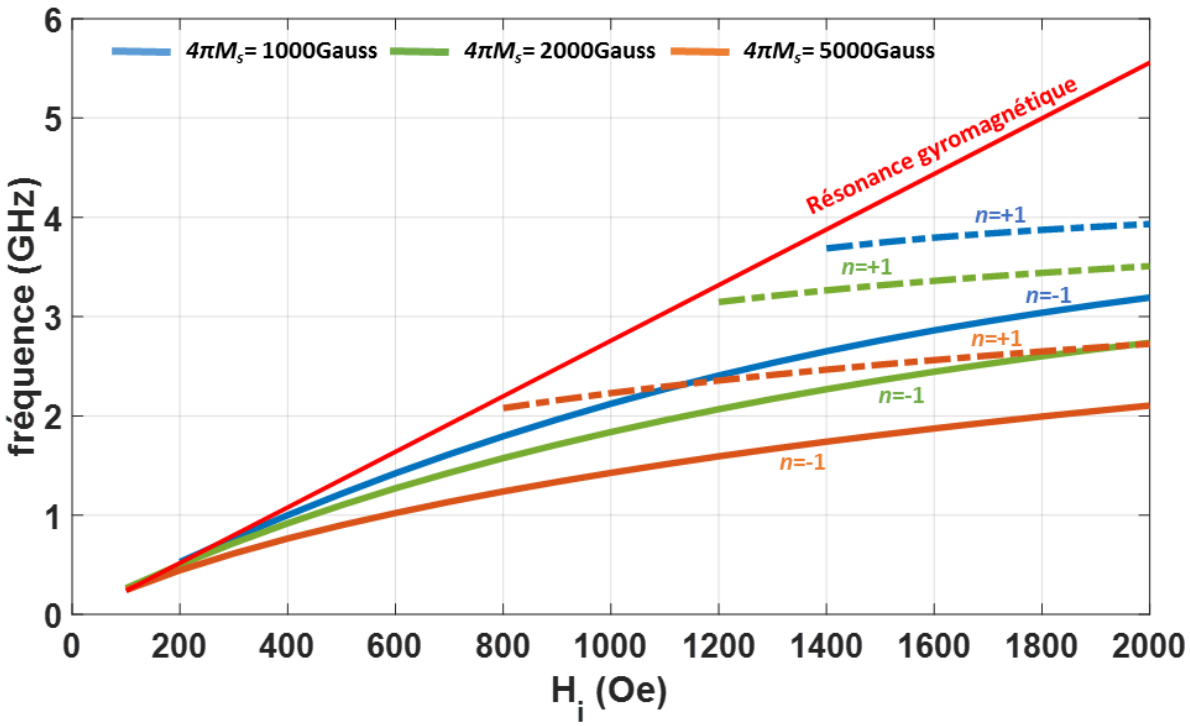


Figure II.44: Etude paramétrique d'une antenne patch à ferrite en fonction de l'aimantation à saturation en champ fort (Zone 1).

La Figure II.44 dresse l'évolution des fréquences de résonance des modes RHCP et LHCP en champ fort (Zone1 - Figure II.2) en fonction du H_i et pour les différentes valeurs de $4\pi M_s$. La droite représentant la résonance gyromagnétique, délimitant la zone étudiée, est tracée en rouge. De ce graphe, nous pouvons noter qu'en champ fort l'augmentation du $4\pi M_s$ a tendance à réduire les fréquences de résonance des modes pour un même champ interne. A titre d'exemple, pour un H_i de 1700Oe, la fréquence de résonance du mode RHCP pour un $4\pi M_s$ de 1000Gauss est de 2.95GHz. En considérant une aimantation à saturation plus forte de 2000Gauss, ce mode résonne à une fréquence plus basse de 2.53GHz. Une réduction de la fréquence à 1.94GHz est observée en augmentant davantage le $4\pi M_s$ à 5000G. Ce comportement présente un intérêt majeur quant au besoin de miniaturisation d'un dispositif antennaire. En effet, une réduction de l'encombrement de l'antenne peut être notée du fait que pour un $4\pi M_s$ de 1000Gauss les dimensions de l'antenne sont de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{17.4}$. L'augmentation du $4\pi M_s$ à 2000Gauss a baissé la taille de l'aérien à $\frac{\lambda_0}{20.3}$. Une meilleure compacité de $\frac{\lambda_0}{26.4}$ est obtenue avec un $4\pi M_s$ de 5000Gauss.

Cette étude montre clairement que le critère de miniaturisation est fortement lié à l'augmentation de l'aimantation à saturation du ferrite. Cependant, travailler avec un matériau présentant une telle aimantation à saturation implique de recourir à des champs appliqués très forts. En effet, le champ interne est issu de la soustraction du champ appliqué de l'aimantation à saturation qui est multipliée par le facteur de démagnétisation: $H_i = H_a - N4\pi M_s$ (N= Facteur démagnétisant dépendant de la géométrie de l'échantillon). Dans notre cas, ce facteur est très proche de 1 et pour obtenir un champ interne de 1700Oe avec un $4\pi M_s$ de 5000Gauss, un champ appliqué de l'ordre de 6700Oe est requis. Par conséquent des aimants de volumes importants doivent être incorporés pour polariser le ferrite. Du point de vue de la réalisation, des aimants très forts sont difficiles à manipuler et les éléments de l'antenne ne seront pas facilement assemblés. Ils sont par ailleurs généralement encombrant. Par conséquent, un compromis doit être établi en vue

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de déterminer le besoin en termes d'encombrement. De plus, les contraintes de fabrication sont également à prendre en considération lors de la phase de modélisation du dispositif antennaire.

Nous effectuons la même étude en champ faible (Zone4 - Figure II.2). La Figure II.45 montre l'évolution des fréquences de résonance sur un intervalle de champ magnétique interne qui s'étend de 100Oe à 2000Oe. Les $4\pi M_s$ investiguées sont respectivement de 1000G, 2000G et 5000G. Les courbes représentant $\omega_0+\omega_m$, (lorsque le μ_{eff} repasse positif) relatives à chaque valeur de $4\pi M_s$ sont représentées en rouge sur la Figure II.45.

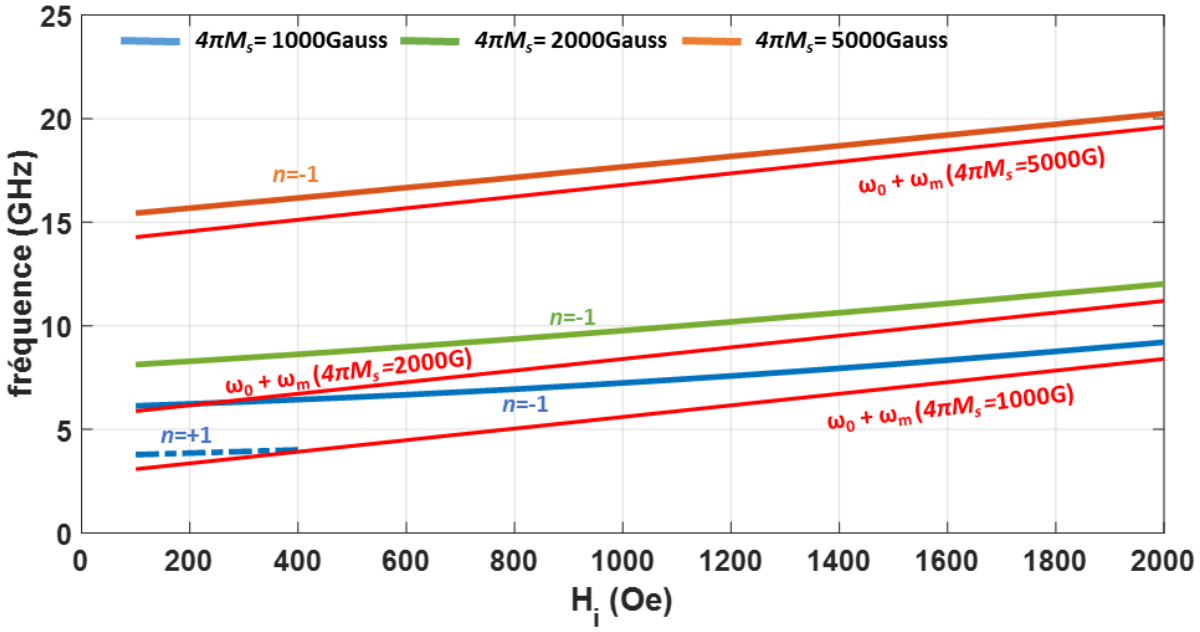


Figure II.45: Etude paramétrique d'une antenne patch à ferrite en fonction de l'aimantation à saturation en champ faible (Zone 4).

Pour les modes en champ faible, l'augmentation du $4\pi M_s$ entraîne l'augmentation des fréquences de résonance des modes. De plus, pour les $4\pi M_s$ de 2000Gauss et 5000Gauss les modes LHCP disparaissent et « passent » dans la zone $\mu_{eff}<0$. Quant aux modes RHCP, leurs courbes tendent vers l'asymptote $\omega_0+\omega_m$. Par conséquent, pour avoir un fonctionnement en champ faible avec un encombrement réduit il faudra alors privilégier les matériaux ferrites avec un faible $4\pi M_s$. Par conséquent, un nouveau compromis doit être établi dans le cas où un fonctionnement multi-bandes en champ fort et champ faible est requis.

Maintenant en tenant compte des différentes études rapportées dans ce chapitre nous allons établir l'approche que nous avons adoptée dans la suite de cette thèse.

II.5. Stratégie adoptée au cours de la thèse

En nous positionnant par rapport à l'évolution des paramètres μ et μ_{eff} déjà présentée, nous avons cherché au cours de cette thèse à faire fonctionner une (des) antenne(s) dans chacune des zones définies précédemment afin d'évaluer leurs performances/intérêts en termes de :

- Fonctionnement multi-bandes
- Type de rayonnement et qualité de polarisation circulaire
- Efficacité de rayonnement (pertes)
- Miniaturisation

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Facilité de réalisation et d'alimentation
- Etc…

Nous allons donc présenter dans les chapitres suivants une étude complète du fonctionnement d'une antenne patch dans les différentes zones discutées précédemment (Figure II.2). Pour chacune des structures antennaires étudiées nous avons tout d'abord évalué, par simulation électromagnétique, son comportement dans le cas idéal c'est-à-dire lorsque le champ interne polarisant le substrat ferrite est homogène. Ensuite, nous nous sommes focalisés sur une étude plus proche du cas réel qui se manifeste par l'ajout des aimants permanents à l'aérien afin de réaliser la polarisation du ferrite. Ceci nous a permis d'estimer le comportement réel de l'antenne en menant, dans un premier temps, une étude magnétostatique visant à étudier l'homogénéité du champ interne procuré par ces aimants. Dans un second lieu, ce champ non-homogène a été utilisé pour aimanter le ferrite constituant l'antenne et donc une co-simulation magnétostatique-électromagnétique a été conduite. Ces approches théoriques ont été également validées expérimentalement à travers des mesures de prototypes. Toutes ces étapes seront minutieusement détaillées dans les chapitres suivants.

Les zones de fonctionnement des différentes configurations antennaires simulées et mesurées dans les chapitres suivants sont présentées sur la Figure II.46.

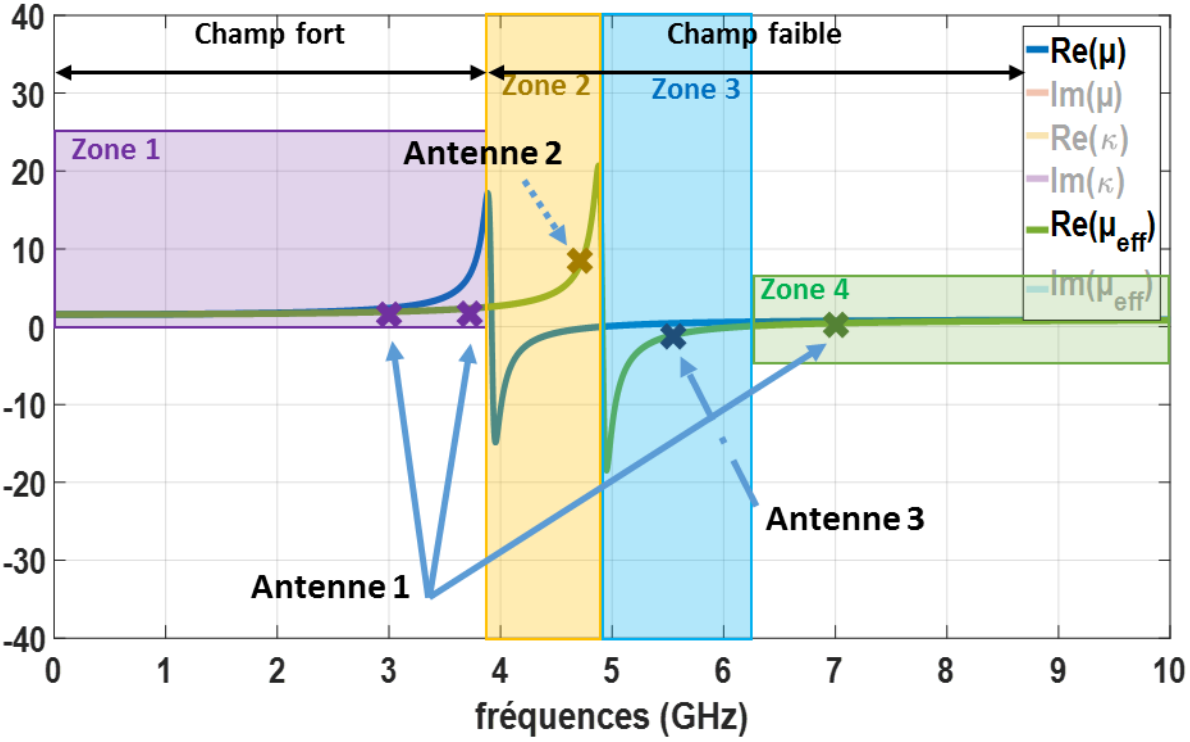


Figure II.46: Positionnement des modes des trois antennes étudiées par rapport à l'évolution des paramètres μ et μ_{eff}.

La Figure II.46 montre la position des fréquences de résonance des trois antennes modélisées par rapport à l'évolution de μ et μ_{eff}. **Dans un premier temps,** l'objectif que nous avons fixé au début de nos travaux de recherche est de valider le concept qu'une antenne à ferrite pourrait présenter à la fois un aspect miniature, un fonctionnement multi-bandes et un rayonnement à polarisation circulaire. Pour ce faire, nous avons établi un cahier des charges à partir de l'étude modale conduite au préalable. Ainsi la première antenne développée opère sur trois bandes de fréquences comme l'indique la Figure II.46. Les deux premières sont en champ fort (Zone 1 -

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.46) et sont polarisées circulairement droite et gauche respectivement. Ces deux modes sont générés au-dessous de la résonance gyromagnétique. Quant au troisième mode, il est en champ faible dans la Zone 4 (Figure II.46) dans laquelle le μ_{eff} repasse positif. Ce mode présente une polarisation circulaire droite. Comme évoqué précédemment, une antenne patch à ferrite est miniature pour les μ_{eff}>1 et donc l'antenne modélisée sera miniature en champ fort. **Dans un deuxième temps,** le fonctionnement entre la résonance gyromagnétique et la résonance du μ_{eff} (Zone 2 - Figure II.46) a fait l'objet d'une deuxième étude à travers la modélisation d'une antenne mono-bande à polarisation circulaire et ultra-miniature. **Dans un troisième temps**, nous avons étudié un dernier dispositif antennaire qui opère dans la zone où le μ_{eff} est négatif (Zone 3 - Figure II.46). L'influence du fonctionnement dans cette zone sera alors mise en évidence.

II.6. Conclusion

A travers ce chapitre nous nous sommes attachés à souligner analytiquement la plus-value des matériaux ferrites dans la conception d'une antenne qui soit à la fois miniature, à polarisation circulaire et multi-bandes. Notre étude s'est fondée sur des approches théoriques anciennes sur lesquelles se sont appuyés de nombreux travaux antérieurs. Ces analyses reposent sur une étude modale d'une antenne patch à ferrite. Cette dernière est assimilée à une cavité résonante cylindrique soumise à certaines hypothèses simplificatrices. En effet, le résonateur est supposé limité latéralement par des murs magnétiques parfaits et ses faces supérieures et inférieures sont assumées comme des murs électriques parfaits. L'identification des modes propres de cette cavité découle de la résolution de son équation de propagation en appliquant les conditions aux limites relatives aux approximations fixées. Ces analyses modales ont fait l'objet de plusieurs publications et nous nous sommes intéressés, dans un premier temps, à celle de Pozar qui a été citée dans la majorité des ouvrages sur les antennes à ferrite. Dans sa publication, Pozar considérait que lorsque la perméabilité effective μ_{eff} du matériau est négative, il existe une zone de coupure dans laquelle l'antenne ne résonne pas et aucun mode ne pourrait se propager. Nous avons donc repris ces travaux en implémentant un code sous Matlab à partir duquel nous avons résolu l'équation de propagation de la cavité et relevé les fréquences de résonance de chaque mode. Les différentes étapes aboutissant à la détermination de ces modes propres ont été détaillées. Cette étude a révélé l'existence de modes RHCP et LHCP pour un champ interne défini. Ceci confirme bien la capacité des ferrites dans la génération d'une polarisation circulaire et du fonctionnement multi-bandes. De plus, nous avons montré que lorsque le μ_{eff} est supérieur à l'unité, l'aérien présente un encombrement réduit d'où la notion de miniaturisation. Nous avons confirmé ceci en calculant les dimensions de la cavité pour un exemple de H_i choisi. La théorie de Pozar a suscité un certain nombre de contestations concernant l'élimination de la zone où le μ_{eff} est négatif. Des recherches conduites ultérieurement ont montré que la propagation à l'intérieur de cette zone est possible. Une nouvelle équation de propagation relative à cette région a été établie dans la deuxième partie de ce chapitre. Nous avons donc adapté notre code Matlab en considérant cette zone de fonctionnement. Le traitement de cette région nous a permis de valider le concept de propagation dans la « zone interdite » définie par Pozar. Notre étude modale nous a également permis de compléter ces travaux. En effet, nous avons constaté l'existence de deux modes d'ordre 1 en θ mais avec une variation radiale inconnue. Afin de les identifier, nous avons tracé l'évolution de la composante E_z pour chaque mode pour un H_i donné. Nous avons finalement conclu que ces deux modes sont d'ordre 2 en r. L'apparition de modes supérieurs en r n'a pas été discutée auparavant. A cet effet, nous avons été amenés à confirmer nos prédictions par des études électromagnétiques sous CST Microwave Studio. La comparaison des

Licence CC BY-NC-ND 3.0

cartographies des lignes de champ *E* a montré une bonne concordance entre étude modale et simulation électromagnétique. L'ordre de chaque mode a ainsi été confirmé. Des investigations supplémentaires sur le rayonnement et les performances de l'antenne ont été également conduites. Des explications sur la réponse de la structure antennaire dans chaque zone de fonctionnement (suivant l'évolution de la perméabilité effective μ_{eff} et du paramètre de Polder μ) ont été détaillées. A la suite de cette validation électromagnétique, nous avons consacré une partie à l'évaluation de l'influence des caractéristiques magnétiques des ferrites, notamment l'aimantation à saturation, sur le comportement des antennes. Des études modales paramétriques ont été menées. Une dernière partie expliquant la stratégie que nous allons adopter au cours de ce manuscrit a été abordée. Ceci a pour but de montrer l'intérêt des études menées tout au long de ce chapitre dans le choix des caractéristiques de nos antennes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques du chapitre II

[II.1] D. M. Pozar, “Radiation and Scattering Characteristics of Microstrip Antennas on Normally Biased Ferrite Substrates”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 40, no. 9, pp. 1084-1092, Sept. 1992.

[II.2] A. A. Mavridis and G. A. Kyriacou, “On the Design of Patch Antennas Tuned by Transversely Magnetized Lossy Ferrite Including a Novel Resonating Mode”, *Progress In Electromagnetics Research PIER*, vol. 62, pp. 165-192, 2006.

[II.3] A. A. Mavridis, G. A. Kyriacou and J. N. Sahalos, “Printed Antennas Tuned by Transversely Magnetized Ferrite Operating at a Novel Resonant Mode”, *PIERS Online*, vol. 3, no. 8, pp. 1213-1216, 2007.

[II.4] J. Ghalibafan, B. Rejaei and N. Komjani, “A Circularly Polarized Antenna Based on the Unidirectional Resonant Modes of a Ferrite Disk”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 3, March 2014.

[II.5] H. Bosma, “On the Principe of Stripline Circulation”, International Conference on Components and Materials Used in Electronic Engineering, 13th June, 1961.

[II.6] H. Bosma, “On Stripline Y-Circulation at UHF”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, no. 1, pp. 61-72, January 1964.

[II.7] D. Polder, “On the Theory of Ferromagnetic Resonance”, *Philosophical Magazine*, vol. 40, pp. 99-115, 1949.

[II.8] Exxelia Temex, “Microwave Ferrite and FDA”, www.exxelia.com/uploads/PDF/a-series-v1.pdf

[II.9] Matlab, www.fr.mathworks.com

[II.10] J. Helszajn, “The stripline Circulator: Theory and Practice”, *John Wiley & Sons, Inc*, 2008.

[II.11] CST Microwave Studio, www.3ds.com

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières du chapitre III

Partie III. Modélisation et réalisation d'une antenne tri-bandes (zone 1 et zone 4), miniature et à polarisation circulaire à base de matériau ferrite

III.1. Introduction 113
III.2. Première antenne réalisée (Patch et Plan De Masse en cuivre) 113
III.2.1. Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne 113
III.2.2. Configuration de l'antenne 114
III.2.3. Etapes de modélisation d'une antenne patch à ferrite 115
III.2.3.1. Etude électromagnétique (cas idéal: champ interne homogène) 115
III.2.3.1.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 117
III.2.3.1.1.1. Coefficient de réflexion 117
III.2.3.1.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 117
III.2.3.1.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ 118
III.2.3.1.2. Caractère miniature de l'antenne 118
III.2.3.1.3. Diagrammes en gain réalisé et efficacités de rayonnement 119
III.2.3.1.3.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 119
III.2.3.1.3.2. Efficacités de rayonnement 119
III.2.3.1.3.2.1. Simulations électromagnétiques 119
III.2.3.1.3.2.2. Interprétation des résultats 120
III.2.3.2. Etude magnétostatique (cas réel : évaluation de l'homogénéité du champ magnétique) 121
III.2.3.2.1. Champ délivré par les aimants 121
III.2.3.2.2. Evaluation du champ interne 123
III.2.3.3. Co-simulation magnétostatique/électromagnétique (cas réel : champ interne non-homogène) 124
III.2.3.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 124
III.2.3.3.1.1. Coefficient de réflexion 124
III.2.3.3.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 125
III.2.3.3.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ 125
III.2.3.3.2. Diagrammes en gain réalisé et efficacités de rayonnement 126
III.2.3.3.2.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 126
III.2.3.3.2.2. Efficacités de rayonnement 127
III.2.3.4. Validation expérimentale 127
III.2.3.4.1. Mesure du champ appliqué 128
III.2.3.4.2. Montage et mesure du prototype 128
III.2.3.4.2.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 129
III.2.3.4.2.2. Diagrammes de polarisation circulaire droite/gauche normalisés 130
III.2.3.4.2.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 131
III.2.3.4.2.4. Gain intrinsèque et efficacité de rayonnement 131
III.2.3.4.2.5. Encombrement de l'antenne 133
III.3. Deuxième antenne réalisée (Patch et Plan De Masse en RO4003C) 134
III.3.1. Configuration de la nouvelle antenne 134
III.3.2. Etude magnétostatique de la nouvelle configuration antennaire 135
III.3.3. Co-simulation Magnétostatique/Electromagnétique de la deuxième antenne réalisée 136
III.3.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 136

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3.3.1.1. Coefficient de réflexion 136
III.3.3.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.....137
III.3.3.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ 137
III.3.3.2. Encombrement de l'antenne.....138
III.3.3.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé et efficacité de rayonnement .138
III.3.3.3.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé 138
III.3.3.3.2. Efficacité de rayonnement.....138
III.3.4. Validation expérimentale et comparaison des deux réalisations 139
III.3.4.1. Mesure du champ appliqué 139
III.3.4.2. Performances mesurées de la deuxième antenne mesurée 140
III.3.4.2.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité.....140
III.3.4.2.1.1. Coefficient de réflexion 141
III.3.4.2.1.2. Taux d'ellipticité.....141
III.3.4.2.2. Diagramme de rayonnement et efficacité de rayonnement 142
III.3.4.2.2.1. Diagrammes de rayonnement 142
III.3.4.2.2.2. Efficacité de rayonnement 143
III.4. Conclusion 145
Références bibliographiques du chapitre III 147

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations du chapitre III

Figure III.1: Représentation des fréquences de résonance des modes propres d'une cavité à ferrite en fonction du champ interne pour n=±1. 114

Figure III.2: Vue de face (a) et vue de dessus (b) de l'antenne modélisée dans le cas idéal. 115

Figure III.3: Les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne dans le cas idéal. 116

Figure III.4: Evolution des modes n=-1 et n=+2 en fonction de H_i en champ faible. 116

Figure III.5: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence dans le cas idéal. 117

Figure III.6: Taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° du (a) 1er mode RHCP à 3.05GHz, (b) 2ème mode LHCP à 3.68GHz et (c) 3ème mode RHCP à 7.01GHz. 118

Figure III.7: Diagrammes de rayonnement en gain réalisé (a) du 1er mode à 3.05GHz, (b) 2ème mode à 3.68GHz et (c) 3ème mode à 7.01GHz. 119

Figure III.8: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de la fréquence en (a) champ fort et en (b) champ faible. 120

Figure III.9: Cartographie du champ H en oscillations libres (a) en champ faible à 7.01GHz, (b) en champ fort à 3.05GHz. 121

Figure III.10: Configuration finale de l'antenne. 122

Figure III.11: Répartition du champ appliqué suivant x et y au milieu du ferrite. 123

Figure III.12: Répartition du champ interne au milieu du ferrite suivant x et y. 124

Figure III.13: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence pour un champ interne non-homogène. 125

Figure III.14: Evolution du taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à (a) 3.13GHz, (b) 3.7GHz et (c) 7.07GHz, pour un champ interne non-homogène. 126

Figure III.15: Diagrammes de rayonnement en gain réalisé à (a) 3.13GHz, (b) 3.7GHz et (c) 7.07GHz pour un H_i non-homogène. 126

Figure III.16: Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence (a) en champ fort et en (b) champ faible pour un H_i non-homogène. 127

Figure III.17: Méthode et résultats de mesure du champ appliqué. 128

Figure III.18: Vue de côté (a) et vue de face (b) du prototype mis en œuvre, (c) vue de dessus et (d) vue de dessous du prototype avec le support en Rohacell. 129

Figure III.19: Prototype en cours de mesure dans la chambre anéchoïque. 129

Figure III.20: Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité de l'antenne mesurée. 130

Figure III.21: Diagrammes de rayonnement mesurés à (a) 3.3GHz, (b) 3.9GHz et (c) 7.54GHz. 131

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure III.22: Gain intrinsèque mesuré en champ fort et en champ faible en fonction de la fréquence. 132

Figure III.23: Efficacité de rayonnement mesurée en fonction de la fréquence en champ fort et en champ faible. 132

Figure III.24: La sphère entourant l'antenne réalisée. 133

Figure III.25: Configuration de la nouvelle antenne modélisée avec élément rayonnement et plan de masse en Rogers. 134

Figure III.26: Distribution du champ appliqué, à la seconde antenne modélisée, au milieu du ferrite. 135

Figure III.27: Distribution du champ interne au milieu du ferrite suivant les plans *x* et *y*. 136

Figure III.28: Evalution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de la deuxième antenne modélisée pour un champ interne non-uniforme. 136

Figure III.29: Evolution du taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à (a) 3GHz, (b) 3.68GHz et à (c) 6.87GHz de la deuxième antenne modélisée. 137

Figure III.30: Diagrammes de rayonnement simulés, pour un champ interne non-uniforme, de la nouvelle antenne. 138

Figure III.31: Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence de la deuxième antenne et pour un H_i non-homogène. 139

Figure III.32: Comparaison du champ appliqué simulé et mesuré suivant *x* au milieu de l'entrefer. 139

Figure III.33: Configuration du deuxième prototype mesuré. 140

Figure III.34: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité du deuxième prototype mesuré en champ fort et en champ faible. 140

Figure III.35: Maillage du ferrite suivant le ΔH. 144

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux du chapitre III

Tableau III.1: Diagrammes de polarisation circulaire normalisés des trois modes suivant les plans de coupe φ=0° et φ=90°. 130

Tableau III.2: Comparaison des fréquences de résonance simulées et mesurées des deux antennes étudiées. 141

Tableau III.3: Comparaison du taux d'ellipticité mesuré et simulé des deux antennes conçues. 142

Tableau III.4: Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés des deux antennes. 143

Tableau III.5: Caractéristiques du rayonnement des deux antennes mises en œuvre.....143

Tableau III.6: Comparaison des efficacités de rayonnement, en champ fort, de la deuxième antenne mesurée avec celles de la simulation avec le substrat découpé.....145

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Partie III. Modélisation et réalisation d'une antenne tri-bandes (zone 1 et zone 4), miniature et à polarisation circulaire à base de matériau ferrite

III.1. Introduction

Le chapitre précédent nous a permis de détailler la méthodologie complète de la mise en œuvre d'une antenne à ferrite. A travers l'analyse modale menée auparavant, les modes propres d'un aérien à base de matériau magnétique polarisé ont été identifiés et caractérisés. Ces études sont primordiales pour la conception et la prédiction du fonctionnement de nos antennes. Au regard de ces approches analytiques, nous nous sommes proposés de modéliser une antenne à ferrite qui soit à la fois **tri-bandes**, **miniature en champ fort** et à **polarisation circulaire**. Ce chapitre s'intéresse, en particulier, à exposer les différentes étapes numériques et expérimentales conduisant à l'estimation des performances de cette antenne.

Ainsi, dans un premier temps, nous nous focaliserons sur la définition du cahier des charges que nous avons fixé « arbitrairement » à partir de l'étude modale du chapitre précédent. A partir de ces spécifications, nous dimensionnerons les différents éléments de l'antenne et nous justifierons le choix du matériau ferrite. Toutes nos études numériques seront effectuées à l'aide du logiciel de simulations électromagnétiques CST Microwave Studio [III.1]. A cet effet, l'analyse de la réponse d'une antenne à ferrite sera répartie en trois étapes. La première revient à évaluer le comportement de l'aérien dans le **cas idéal**, c'est-à-dire, lorsque le substrat ferrite est soumis à un champ magnétique théorique de polarisation **homogène** dans tout le volume de l'échantillon. D'un point de vue expérimental, ce champ magnétique sera ensuite procuré par des aimants permanents. Il sera alors difficile d'obtenir une homogénéité parfaite. Dans le souci de caractériser, le plus fidèlement possible, les performances de notre dispositif antennaire, une simulation dans le **cas réel** sera conduite. C'est ainsi qu'une étude magnétostatique sera menée dans le but d'obtenir le plus précisément possible la cartographie du champ magnétique statique interne procuré par des aimants. La dernière étape consiste alors à mener une **co-simulation** associant cette étude **magnétostatique** à l'étude **électromagnétique** et à recenser les paramètres de l'antenne dans le cas où le champ interne est **non-homogène**. A l'issue de ces analyses numériques, une validation expérimentale est nécessaire à travers la réalisation et la mesure d'un prototype. Ce chapitre mettra en évidence également les différentes contraintes de réalisation. Ces obstacles nous ont mené à effectuer une deuxième réalisation expérimentale afin d'améliorer les performances de notre dispositif antennaire. Toutes ces étapes seront minutieusement abordées et discutées.

III.2. Première antenne réalisée (Patch et Plan De Masse en cuivre)

L'étape préliminaire sera de définir la zone de fonctionnement de l'antenne, en fonction de l'évolution des éléments du tenseur de Polder, et également le champ interne adéquat afin de retrouver les modes souhaités. Pour ce qui est de nos travaux, nous nous intéressons uniquement aux modes fondamentaux. A cet effet, nous allons reprendre, brièvement, l'étude modale précédente pour définir notre cahier des charges. Ensuite, nous spécifierons les dimensions et les différents éléments composant l'antenne modélisée.

III.2.1. Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne

Ayant pour objectif de valider le concept qu'une antenne à ferrite est capable d'opérer sur **plusieurs bandes de fréquences tout en étant miniature et à polarisation circulaire**, nous nous sommes basés sur l'étude modale, menée précédemment, pour choisir le champ interne

Licence CC BY-NC-ND 3.0

approprié. A cet effet, nous reprenons la courbe traçant l'évolution des modes propres de la cavité en fonction du champ interne (Figure III.1). Nous avons considéré un ferrite de type Y39 [III.2], de $4\pi M_s$=800Gauss, ΔH_{eff}=4Oe, $tg\delta$=2×10^{-4} et ε=14.6 avec une précision de 5%. Le choix du substrat est justifié par le fait qu'il présente de faibles pertes magnétiques, données par le paramètre ΔH_{eff}, hors la résonance gyromagnétique. Nous avons choisi un champ interne de 1400Oe pour avoir trois modes de fonctionnement. Les deux premiers sont en champ fort résonant autour de 2.77GHz et de 3.78GHz. Quant au troisième mode, il apparaît en champ faible à une fréquence de 7.39GHz. L'objectif étant ici de valider un concept, nous n'avons pas cherché à obtenir des fréquences spécifiques.

Pour ce qui est de notre modélisation antennaire, nous n'avons considéré que les modes fondamentaux, c'est ainsi que nous ne nous intéressons pas aux modes supérieurs identifiés dans le deuxième chapitre. De plus, comme déjà discuté, le mode dans la zone μ_{eff} <0 ne serait pas facilement excité en raison de la répartition de sa composante de champ E_z. Par conséquent, nous nous contenterons d'étudier l'antenne essentiellement en champ fort, au-dessous de la résonance gyromagnétique, et en champ faible au-delà de la zone où le μ_{eff}<0.

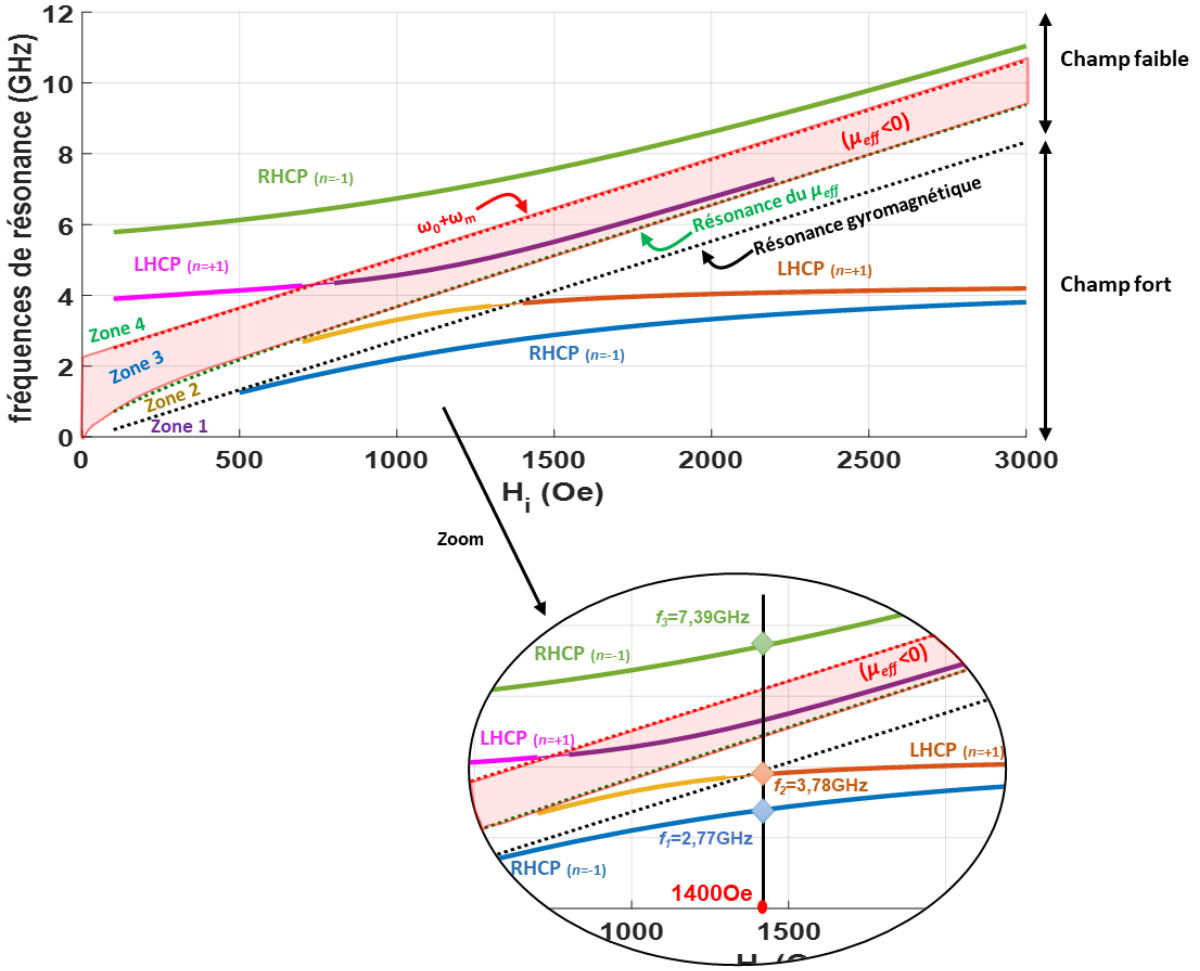


Figure III.1: Représentation des fréquences de résonance des modes propres d'une cavité à ferrite en fonction du champ interne pour n=±1.

III.2.2. Configuration de l'antenne

L'étude modale, que nous avons effectuée, se basait sur un modèle de cavité cylindrique. Cependant, pour des raisons de fabrication et également dans le but d'avoir plus de degrés de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

liberté dans l'optimisation de la position de la sonde d'alimentation, nous avons opté pour un substrat ferrite rectangulaire. Ainsi l'ajustement du rapport entre ses dimensions transversale et longitudinale nous permettra d'améliorer les performances de l'antenne (adaptation, taux d'ellipticité…).

La configuration choisie est décrite dans la Figure III.2. Afin de retrouver, le plus fidèlement possible, les modes propres souhaités avec un substrat rectangulaire, nous avons considéré un substrat de dimensions L_x=10mm, L_y=10.5mm et h=3mm. L'élément rayonnant de la structure est formé par une plaque de cuivre placée sur la face supérieure du matériau magnétique. Le patch et le substrat sont placés sur un plan de masse carré de 20×20mm². L'antenne est alimentée par un seul câble coaxial [III.3], tels que $\phi_{âme\text{-}centrale}$=0.51mm, $\phi_{gaine\text{-}interne}$=1.68mm et $\phi_{gaine\text{-}externe}$=2.2mm. Le choix des dimensions du câble est imposé par les diamètres de perçage réalisables indiqués par notre fournisseur de ferrite [III.2].

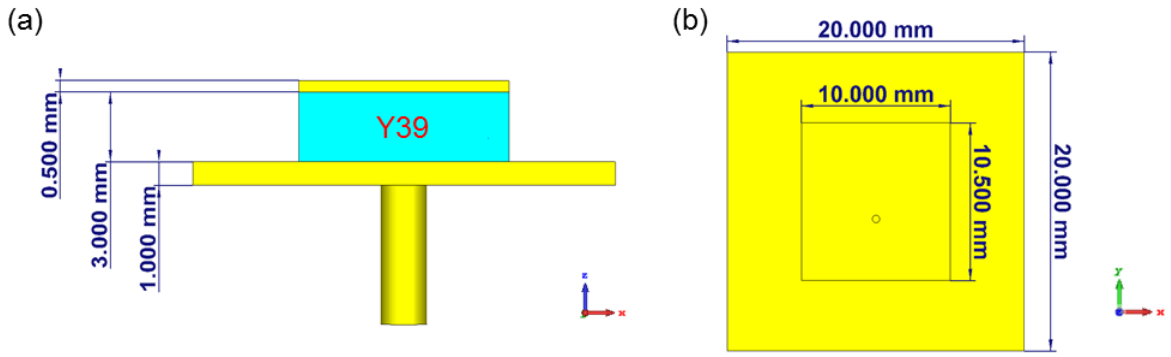


Figure III.2: Vue de face (a) et vue de dessus (b) de l'antenne modélisée dans le cas idéal.

III.2.3. Etapes de modélisation d'une antenne patch à ferrite

La modélisation numérique, sous CST Microwave Studio [III.1], d'une antenne patch à ferrite et la caractérisation de son comportement passe par trois étapes essentielles. Dans cette partie, nous allons caractériser la réponse de l'antenne dans deux cas. Le premier est le cas idéal lorsque nous considérons un champ interne constant dans tout le substrat. Le second cas nous permettra de reproduire au plus près possible la configuration réelle de l'antenne sous l'emprise d'un champ magnétique non-homogène appliqué par des aimants permanents. Les résultats de simulations dans les deux cas seront par la suite comparés à ceux issus d'une validation expérimentale.

III.2.3.1. Etude électromagnétique (cas idéal: champ interne homogène)

Dans un premier temps, un champ interne homogène fixé à 1400Oe est considéré pour déterminer la réponse électromagnétique de l'antenne. L'aérien, décrit dans la Figure III.2, est alors simulé en champ fort (au-dessous de la résonance gyromagnétique) et en champ faible (lorsque le μ_{eff} redevient positif). Les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne dans les deux zones de fonctionnement sont tracées dans la Figure III.3.

Cette figure met en évidence les fréquences de résonance de la structure qui peuvent être comparées à l'étude modale précédente présentée à la Figure III.1. Comme prévu, trois modes fondamentaux $TM_{\pm 11}$ apparaissent dans la structure avec un petit décalage fréquentiel par rapport à l'étude modale (Figure III.1). Ceci peut s'expliquer par la substitution de la forme cylindrique du substrat à la géométrie rectangulaire et également par le fait que l'hypothèse

Licence CC BY-NC-ND 3.0

(faite dans le calcul analytique) d'un court-circuit magnétique en périphérie du ferrite n'est pas totalement valide.

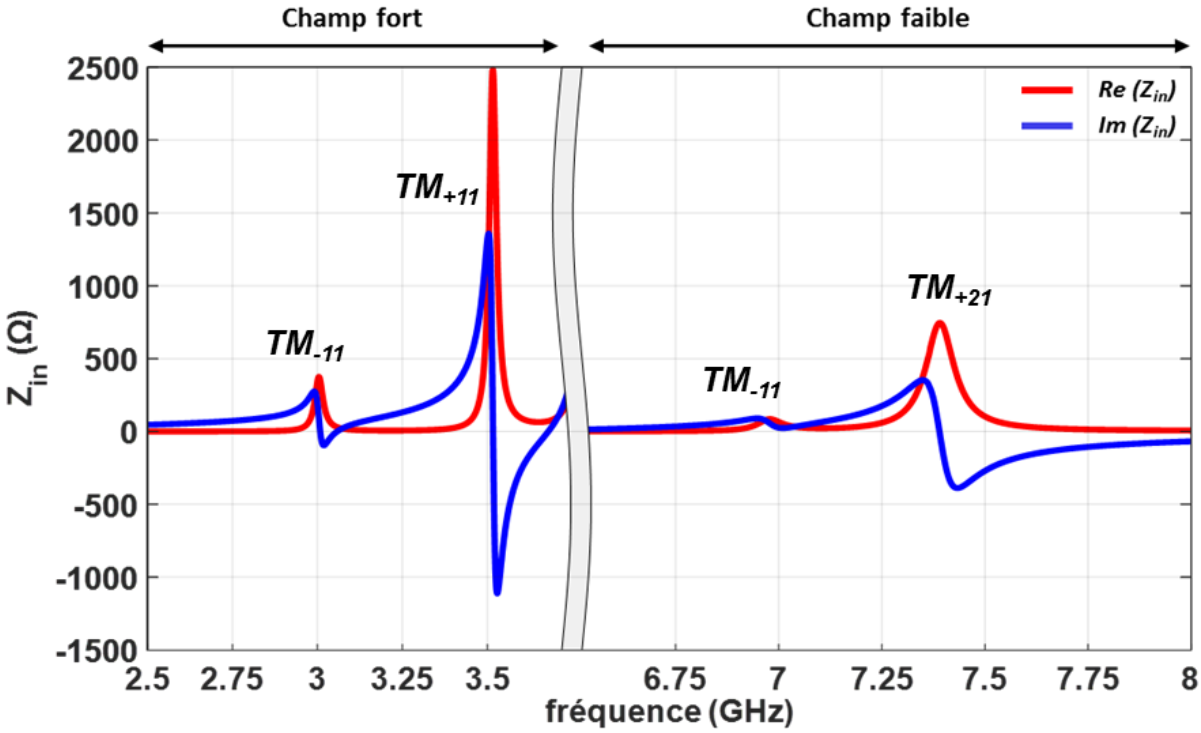


Figure III.3: Les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne dans le cas idéal.

Un quatrième mode apparaît en champ faible aux alentours de 7.4GHz. En se référant aux représentations des modes *n*=+/-2 rapportées dans le deuxième chapitre (Figure II.8), nous pouvons conclure que ce mode est bien d'ordre *n*=+2. En effet, pour un H_i de 1400Oe les modes *n*=-1 et *n*=+2 sont très proches en champ faible. Nous pouvons confirmer ceci en traçant sur le même graphe l'évolution de ces deux modes en fonction du H_i (Figure III.4) :

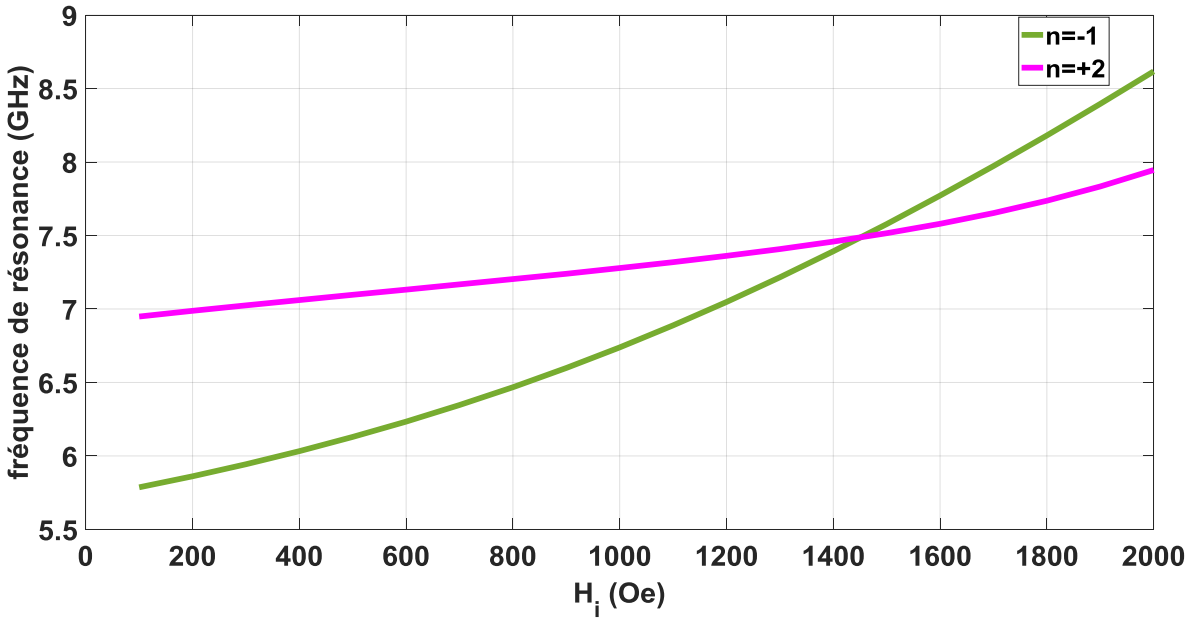


Figure III.4: Evolution des modes *n*=-1 et *n*=+2 en fonction de H_i en champ faible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.2.3.1.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

Nous traçons l'évolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence en champ fort et en champ faible sur la Figure III.5. De cette figure, nous pouvons recenser deux fréquences d'adaptation en champ fort. La première est à 3.05GHz relative au mode à polarisation circulaire droite (TM_{-11}) et la deuxième apparaît à 3.68GHz correspondant au mode à polarisation circulaire gauche (TM_{+11}). Pour ce qui est du troisième mode, il est à polarisation circulaire droite (TM_{-11}) et résonne en champ faible à une fréquence de 7.01GHz.

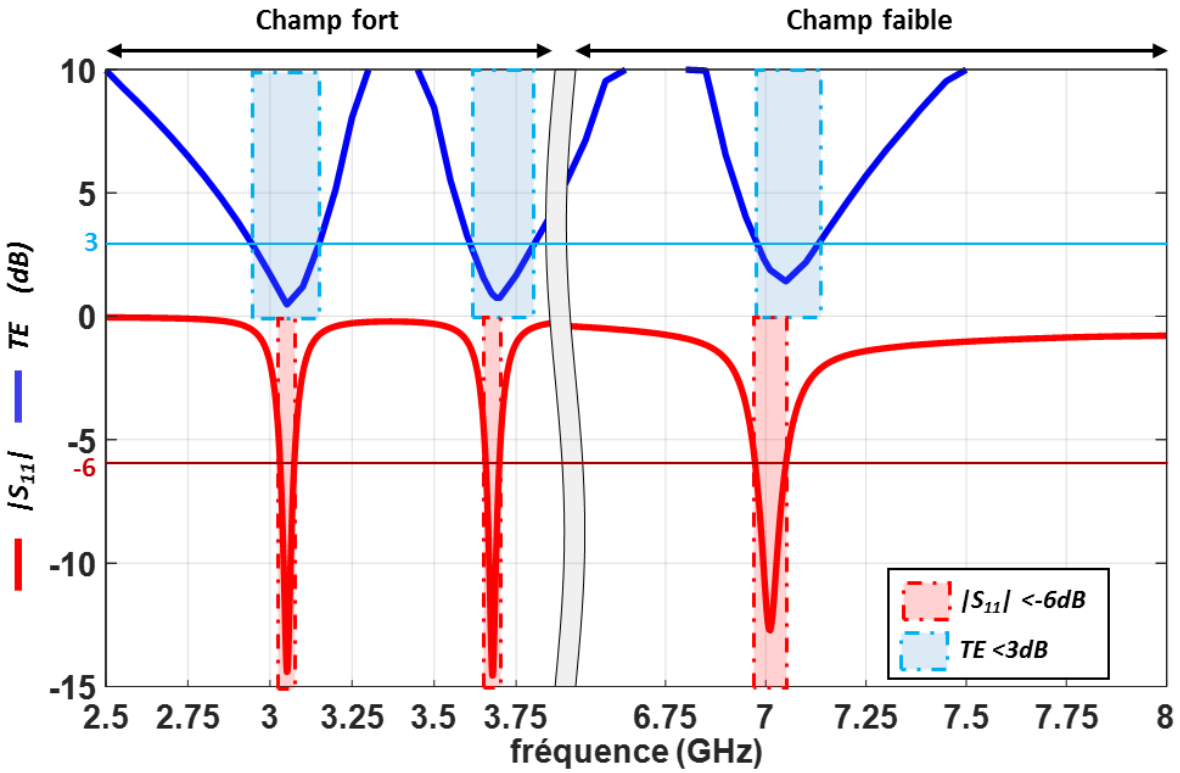


Figure III.5: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence dans le cas idéal.

III.2.3.1.1.1. Coefficient de réflexion

Partant du fait que l'antenne est miniature, un critère d'adaptation de -6dB sera considéré.

En se basant sur le tracé du $|S_{11}|$ (Figure III.5), nous pouvons noter que l'aérien est bien adapté à -6dB sur ses trois modes. L'antenne présente des bandes passantes d'adaptation de 1.4% et 1.1% respectivement sur les deux premiers modes. Quant au troisième mode, le $|S_{11}|$ est inférieur à -6dB sur une plage fréquentielle de 1.1%.

III.2.3.1.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

La qualité de la polarisation circulaire est aussi évaluée en fonction de la fréquence. En effet, à partir de la Figure III.5, nous pouvons noter que le taux d'ellipticité montre une bonne qualité de rayonnement circulaire. En effet, les *TE* sont inférieurs à 0.95dB, 1.36dB et 3.07dB, respectivement, sur les trois bandes d'adaptation à -6dB de l'aérien. Dans l'axe de l'antenne (θ=0°, ϕ=0°), le *TE* est inférieur à 3dB et égal à 0.49dB, 0.9dB et 1.88dB sur les trois modes respectivement. De plus, ces rapports axiaux sont en dessous de 3dB sur des intervalles fréquentiels de 6.8%, 5.4% et 2.2%, respectivement. La position de la sonde d'alimentation ainsi que le rapport entre la composante longitudinale et transversale du ferrite ont été ajustés dans

Licence CC BY-NC-ND 3.0

le but d'optimiser le taux d'ellipticité et l'adaptation de l'aérien sur chaque mode. Le taux d'ellipticité demeure légèrement élevé sur le troisième mode par rapport aux modes en champ fort. Ceci est probablement dû à l'apparition du mode *n*=+2 en son voisinage. En effet, les deux modes, présentant des polarisations croisées, interfèrent et leur taux d'ellipticité résultant se dégrade.

III.2.3.1.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de *θ*

Outre l'évaluation du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, nous pouvons examiner son évolution en fonction de θ pour différents plans de coupe (φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°), à la fréquence centrale d'adaptation. De la Figure III.6 (a), nous pouvons noter que l'antenne présente une bonne qualité de polarisation circulaire, sur le premier mode à 3.05GHz, sur un intervalle angulaire allant de -47° à +53°. Quant au deuxième mode LHCP à 3.68GHz, la Figure III.6 (b) montre un *TE* inférieur à 3dB pour des *θ* variant de -57° à +48°. Pour ce qui du troisième mode RHCP à 7.01GHz, ce *TE* est en dessous de 3dB sur une plage angulaire de -72° à +21° (Figure III.6 (c)) et il présente une forte dissymétrie.

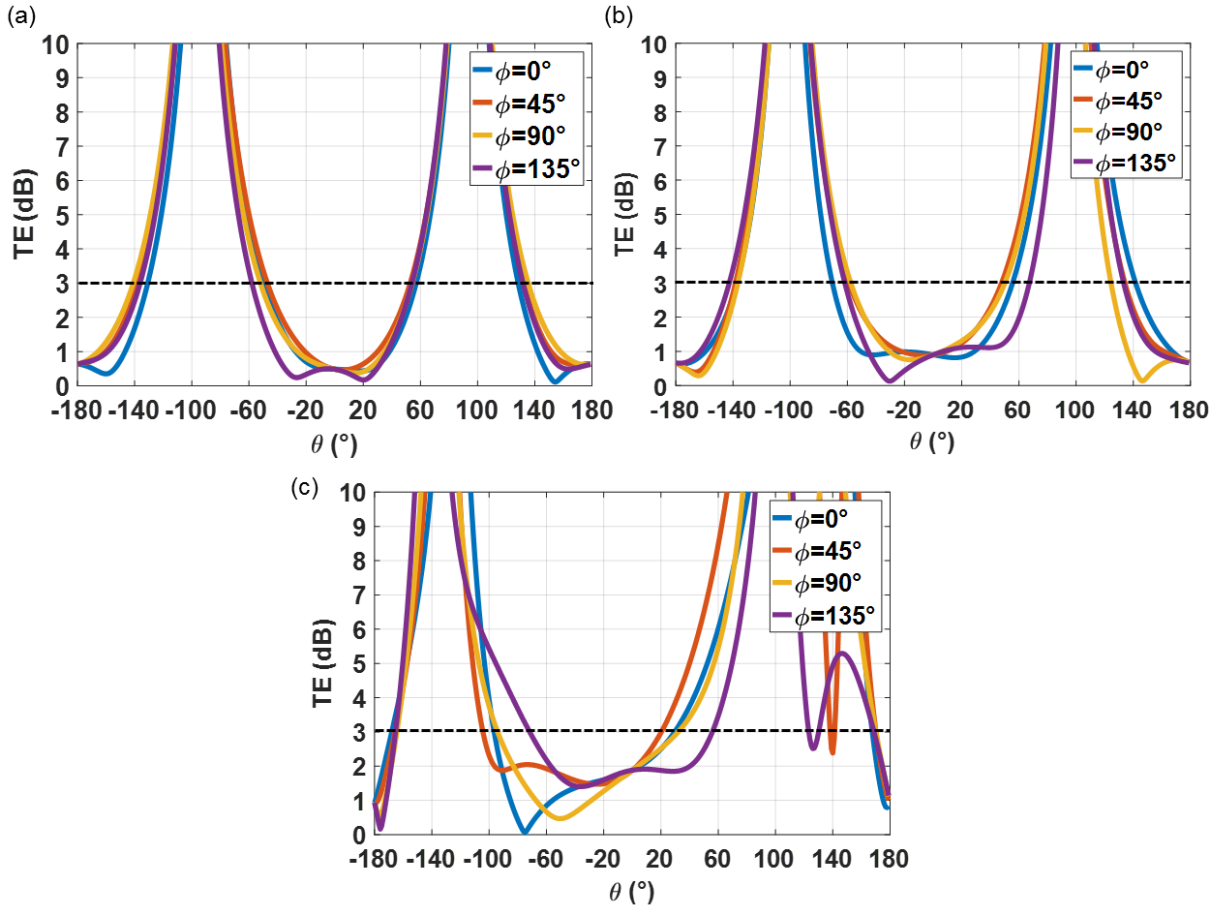


Figure III.6: Taux d'ellipticité en fonction de *θ* suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° du (a) 1er mode RHCP à 3.05GHz, (b) 2ème mode LHCP à 3.68GHz et (c) 3ème mode RHCP à 7.01GHz.

III.2.3.1.2. Caractère miniature de l'antenne

Nous pouvons également calculer les dimensions de l'antenne, aux fréquences de résonance, afin d'évaluer son encombrement. A 3.05GHz, la taille de l'antenne, en ne tenant compte que du ferrite et de l'élément rayonnant, est de $\frac{\lambda_0}{9.8} \times \frac{\lambda_0}{9.4} \times \frac{\lambda_0}{28.1}$. Sur le mode LHCP à 3.68GHz,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'antenne présente des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{8.2} \times \frac{\lambda_0}{7.8} \times \frac{\lambda_0}{23.3}$. Pour ce qui est du troisième mode à 7.01GHz, l'encombrement de l'antenne est de $\frac{\lambda_0}{4.3} \times \frac{\lambda_0}{4.1} \times \frac{\lambda_0}{12.2}$. A partir de ces calculs, nous pouvons déduire que notre dispositif antennaire est miniature en champ fort sur ses deux premiers modes RHCP et LHCP. En effet, ceci est expliqué par le fait que les μ_{eff} sur ces deux modes sont supérieurs à l'unité. Ils sont de l'ordre de 1.93 et 2.3 à 3.05GHz et 3.68GHz respectivement. Tandis qu'en champ faible, à 7.01GHz, le μ_{eff} est de 0.45.

III.2.3.1.3. Diagrammes en gain réalisé et efficacités de rayonnement

Afin de relever les performances de l'antenne en terme de rayonnement, nous nous intéressons aux diagrammes de rayonnement en gain réalisé ainsi qu'aux efficacités de rayonnement sur chaque mode.

III.2.3.1.3.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

Des diagrammes représentés dans la Figure III.7, nous pouvons observer que le rayonnement de l'antenne sur les trois modes correspond bien, comme souhaité, à un rayonnement d'un patch. En effet, il est maximal dans l'axe de l'antenne et décroit au-delà de ±90°.

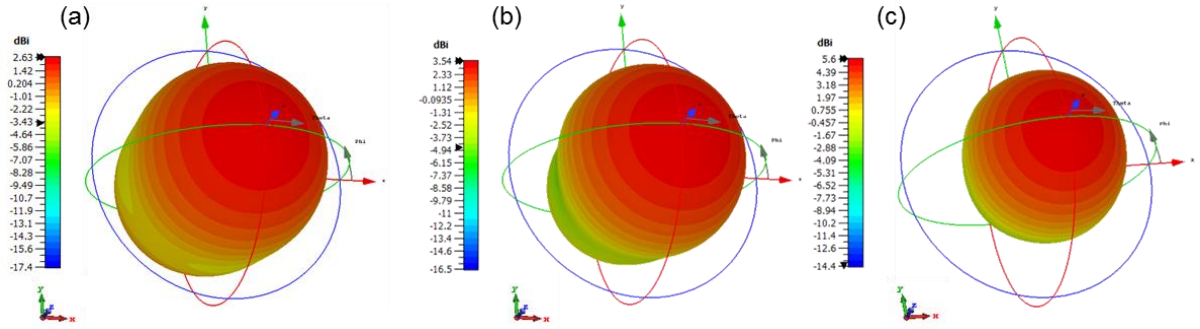


Figure III.7: Diagrammes de rayonnement en gain réalisé (a) du 1er mode à 3.05GHz, (b) 2ème mode à 3.68GHz et (c) 3ème mode à 7.01GHz.

III.2.3.1.3.2. Efficacités de rayonnement

III.2.3.1.3.2.1. Simulations électromagnétiques

Nous représentons dans ce paragraphe l'évolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence. De la Figure III.8, nous pouvons constater que l'antenne rayonne 90% de l'énergie qu'elle reçoit sur son premier mode RHCP contre 94% sur le second mode à sa fréquence centrale. L'antenne est légèrement plus compacte sur le premier mode que sur le deuxième ce qui explique le fait que le maximum de rayonnement est obtenu sur le second mode. Quant au troisième mode, l'aérien présente un rayonnement de 79% à 7.01GHz.

De plus, sur la bande passante d'adaptation des trois modes l'antenne rayonne plus que 90% 93% et 76%, respectivement, de l'énergie qu'elle reçoit. De ces résultats, nous pouvons constater une baisse de l'efficacité de rayonnement sur le troisième mode en champ faible.

Le calcul de l'encombrement de l'antenne en fonction de la longueur d'onde sur chaque mode, a montré que l'antenne est miniature uniquement en champ fort. En se référant aux études des antennes miniatures rapportées dans le premier chapitre, nous avons montré que la miniaturisation dégrade l'efficacité de rayonnement des dispositifs. De ce fait l'efficacité obtenue

Licence CC BY-NC-ND 3.0

sur le troisième mode ne semble pas cohérente. Une investigation supplémentaire sur les principales causes de la baisse de cette efficacité est donc conduite pour expliquer ce résultat.

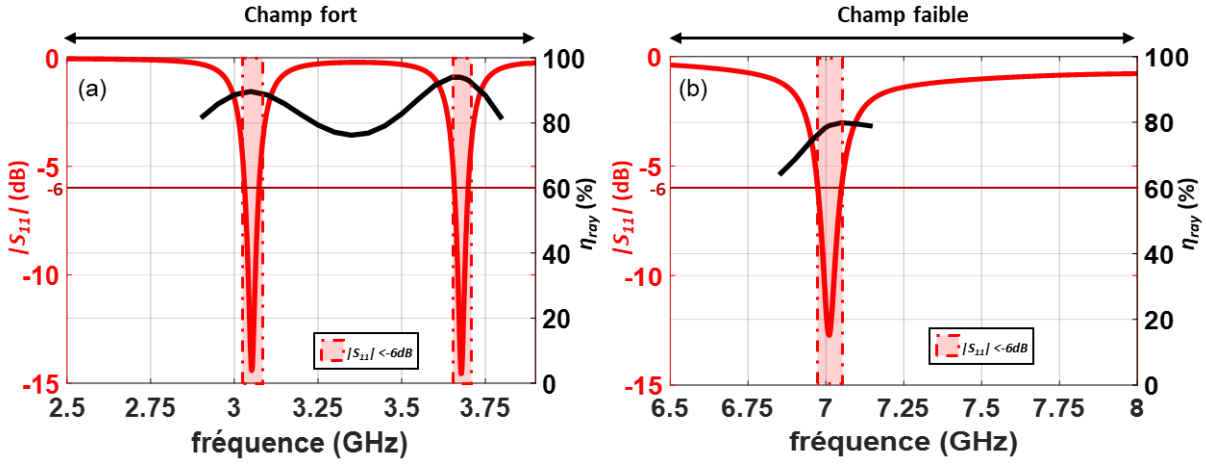


Figure III.8: Efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de la fréquence en (a) champ fort et en (b) champ faible.

III.2.3.1.3.2.2. Interprétation des résultats

L'efficacité de rayonnement est directement liée aux pertes du matériau ferrite comme nous l'avons montré dans le chapitre précédent. Nous allons simuler l'antenne comme étant une cavité en oscillations libres. Nous assimilons le ferrite à un magnétodiélectrique avec une permittivité $\varepsilon_d=\varepsilon_r=14.6$. Quant à la perméabilité, elle correspond à la partie réelle du μ_{eff} à la fréquence de résonance du mode. Cette analyse numérique a pour but de nous permettre de cerner la répartition du champ *H* à l'intérieur du ferrite pour les deux modes RHCP en champ fort et en champ faible.

Ainsi, deux cas de figure se présentent, le premier consiste à définir la cavité avec un matériau possédant une permittivité de 14.6 et une perméabilité de 1.93 qui correspond à la valeur de μ_{eff} à la fréquence de 3.05GHz. Quant au deuxième cas, il traite l'antenne en champ faible. Dans ce cas, le matériau présente une permittivité de 14.6 et une perméabilité effective de 0.45 relevée à la fréquence de 7.01GHz.

Une étude en « Eigenmode », prenant en compte l'interface réelle entre le matériau ferrite et l'air et considérant des CCE parfaits en z=0 et z=h, a été menée. Les cartographies du champ *H* pour les deux modes RHCP sont représentées en z=h/2 sur la Figure III.9 (a) et Figure III.9 (b).

Visiblement, la répartition du champ *H* diffère entre le champ fort et le champ faible. En effet, selon la Figure III.9 (a), en champ faible, le champ magnétique est concentré, de façon assez uniforme, dans la cavité et donc il sera fortement affecté par les pertes induites par le ferrite. Par contre, en se référant à la Figure III.9 (b), en champ fort, le champ *H* n'est pas uniquement dispersé à l'intérieur de la cavité mais il déborde aussi dans l'air et s'atténue rapidement dans une direction. Dans ces conditions, le champ *H* est plus faiblement soumis aux pertes du ferrite. De ce fait, la puissance rayonnée par l'antenne sera plus atténuée en champ faible qu'en champ fort. Par conséquent, ces résultats confirment le fait que l'efficacité de rayonnement soit plus forte en champ fort.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

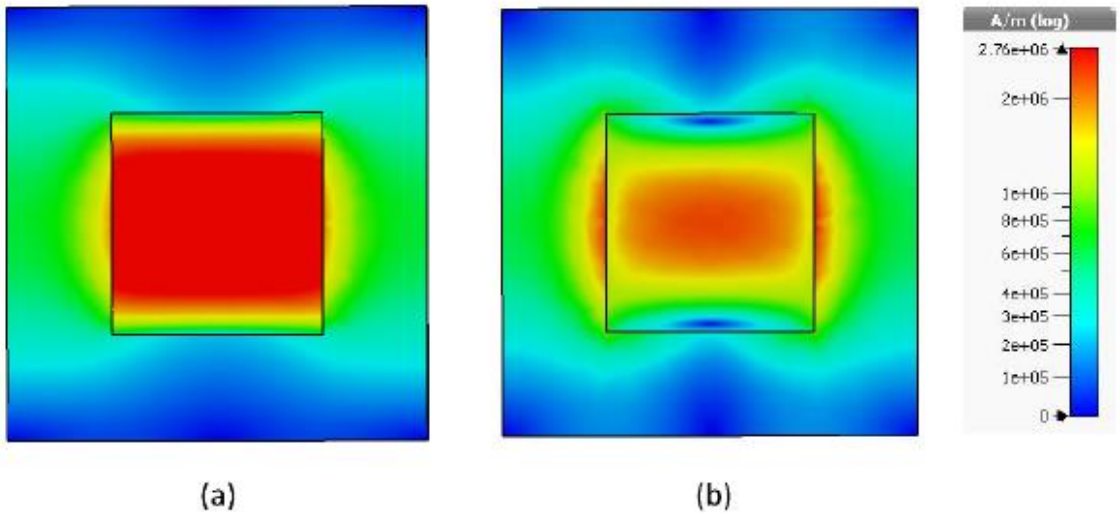


Figure III.9: Cartographie du champ *H* en oscillations libres (a) en champ faible à 7.01GHz, (b) en champ fort à 3.05GHz.

Une fois la réponse de l'antenne sous l'influence d'un champ de polarisation homogène, de valeur constante de 1400Oe, a été investiguée nous passons maintenant à l'étude dans le cas réel.

III.2.3.2. Etude magnétostatique (cas réel : évaluation de l'homogénéité du champ magnétique)

La polarisation du substrat ferrite se fait expérimentalement à l'aide d'aimants permanents positionnés de part et d'autre du matériau. L'inconvénient majeur de ces aimants est la non-uniformité du champ qu'ils génèrent. Afin de pallier à ce problème, des solutions, comme l'intégration de matériaux de type Inox magnétique (Steel), ont été proposées. Ceci permet d'atténuer considérablement les effets de l'inhomogénéité du champ interne. Cependant, ce phénomène n'est pas complètement compensé. C'est ainsi que la répercussion d'une telle perturbation sur la réponse de l'antenne doit être étudiée méticuleusement. Il est indispensable de maîtriser au mieux le champ interne auquel est soumis le ferrite. Pour ceci, nous devons choisir les aimants (dimensions, type de matériau…) à utiliser lors de la mesure. Ceci passe par une étude magnétostatique de l'antenne permettant de déterminer le champ généré par les aimants qui seront modélisés en spécifiant leurs caractéristiques géométriques et magnétiques. Le champ interne au niveau du substrat ferrite sera ensuite déduit en chaque point de la structure. Nous essaierons de l'optimiser pour qu'il soit le plus homogène possible.

III.2.3.2.1. Champ délivré par les aimants

Dans un premier temps, le champ appliqué par les aimants permanents est caractérisé.

Le choix des aimants se fait généralement en fonction de leur champ rémanent B_r et leur champ coercitif H_c. En effet, l'augmentation de ces deux paramètres implique l'augmentation de la force magnétique des aimants. La géométrie de ces matériaux intervient également dans la définition du champ appliqué. Plus ils sont épais plus le champ délivré sera fort. De plus, utiliser des aimants de dimensions latérales supérieures à celles du ferrite permet aussi d'améliorer l'homogénéité radiale du champ interne. Cependant, travailler avec des aimants volumineux limitera la miniaturisation de l'aérien. Par conséquent, un compromis doit être établi afin de déterminer les besoins en termes de champ appliqué et d'encombrement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En ce qui concerne notre antenne, nous avons utilisé deux aimants afin de polariser le substrat ferrite et garantir un champ interne le plus homogène possible. En effet, nous avons déposé un premier aimant, de forme rectangulaire, au-dessus de l'élément rayonnent de l'aérien. Quant au deuxième, placé au-dessous du plan de masse, il est de géométrie cylindrique. Vu que l'aimant supérieur est modélisé comme étant un PEC en simulation électromagnétique, ses dimensions doivent impérativement être les mêmes que celles du patch. Afin d'avoir une meilleure uniformité radiale du champ interne, nous avons choisi un aimant inférieur de taille supérieure à celle du substrat. Enfin, cet aimant doit être percé pour faire passer la sonde d'alimentation. Le diamètre de perçage est de 5mm conformément aux normes imposées par notre fournisseur.

Nous avons également ajouté deux plaques de Steel à la structure antennaire dans le but d'améliorer l'homogénéité du champ interne. D'autres contraintes de fabrication ont été prises en considération dans la phase de modélisation de l'antenne. En effet, nous avons « entaillé » l'élément rayonnant pour pouvoir souder l'âme centrale du câble coaxial. De même, nous avons incisé le plan de masse pour faciliter l'assemblage de la gaine extérieure du câble d'alimentation. Nous avons également tenu compte, dans la modélisation, de l'effet du dispositif optique qui nous servira par la suite pour mesurer l'antenne dans la chambre anéchoïque.

La configuration finale de l'antenne est montrée dans la Figure III.10. Dans un premier temps, nous nous contentons d'évaluer le champ délivré par les aimants. Par conséquent, mis à part les aimants, tous les autres composants de l'antenne seront modélisés comme étant de l'air.

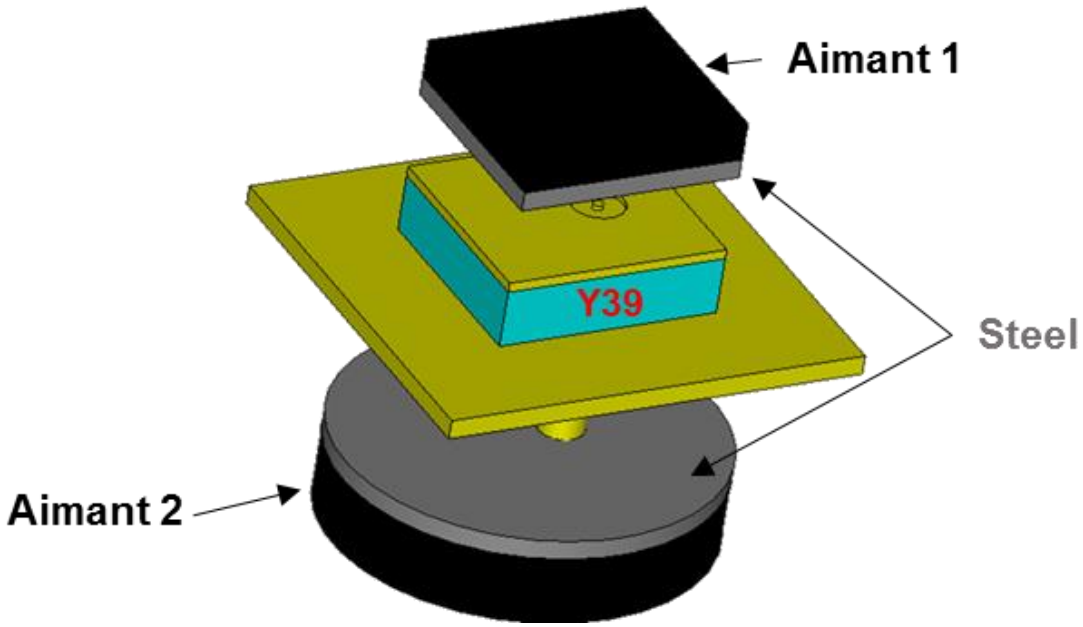


Figure III.10: Configuration finale de l'antenne.

Nous rappelons que le champ interne au niveau du ferrite est lié au champ appliqué à travers la relation suivante (III.1) :

$$H_i = H_a - N \times 4\pi M_s \qquad \text{(III.1)}$$

Avec *N* le facteur de démagnétisation qui dépend de la forme de l'échantillon ferrite.

Dans notre cas ce facteur *N* est approximativement égal à l'unité. Par conséquent, pour avoir un champ interne de valeur moyenne de 1400Oe, un champ appliqué aux alentours de 2200Oe est requis.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La détermination des caractéristiques des deux aimants nécessite de passer par plusieurs études magnétostatiques au cours desquelles nous ajustons à chaque fois l'épaisseur et les paramètres B_r et H_c des deux aimants, en s'appuyant sur les données fournies dans le catalogue de CERMAG LTD [III.4]. Ces simulations sont réitérées jusqu'à obtenir le champ approprié. A l'issue de ces analyses magnétostatiques, nous avons relevé, dans la Figure III.11, la répartition du champ appliqué adéquat au milieu de l'entrefer.

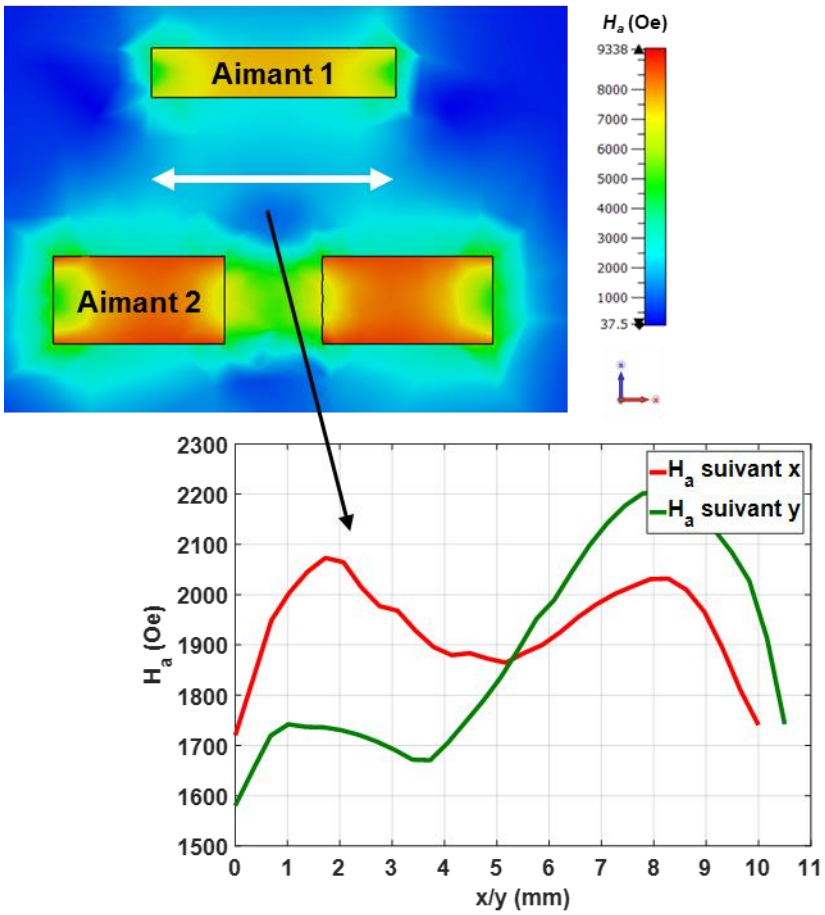


Figure III.11: Répartition du champ appliqué suivant *x* et *y* au milieu du ferrite.

On constate sur la Figure III.11, que le champ appliqué suivant *x* et *y* varie de 1600Oe jusqu'à 2200Oe. La décroissance du champ observée est due au trou percé au niveau de l'aimant du bas. Dans cette figure nous avons représenté le champ appliqué optimal qui nous permettra après de retrouver le champ H_i souhaité en présence des différents éléments de l'antenne et en tenant compte des éventuelles inhomogénéités. A cette fin, nous avons opté pour un premier aimant rectangulaire de type *Samarium Cobalt* [III.4] avec une rémanence B_{r1}=1.1T et une épaisseur h_1=2mm. Le deuxième est de géométrie cylindrique de type *Neodymium* [III.4] avec une rémanence B_{r2}=1.35T, une épaisseur h_2=3.6mm et un diamètre ϕ=18mm.

III.2.3.2.2. Evaluation du champ interne

Une fois le champ appliqué optimisé, nous rajoutons les différents éléments de l'antenne à la simulation magnétostatique en vue d'étudier la distribution du champ interne au ferrite.

La Figure III.12 montre que ce champ présente une valeur moyenne de l'ordre de 1410Oe au milieu du ferrite. L'effet du trou percé au niveau de l'aimant inférieur est également observé au niveau du champ interne. En effet, une nette décroissance du H_i se manifeste au voisinage de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

la sonde d'alimentation comme le montre la cartographie 3D représentée dans la Figure III.12. De plus, sur la face supérieure du ferrite, nous pouvons noter que le champ est légèrement plus élevé. Nous prendrons en considération toutes ces contraintes afin d'optimiser au mieux les performances de l'aérien.

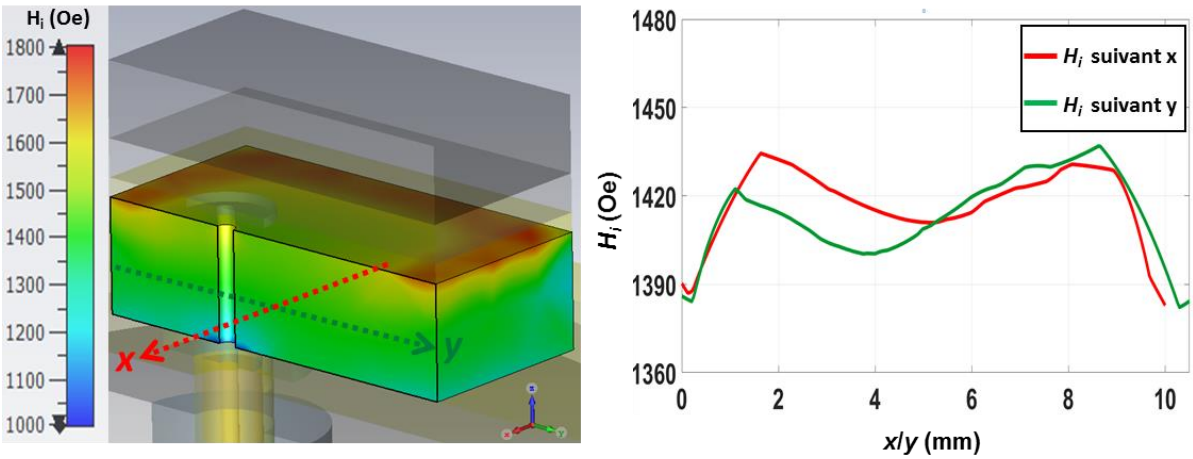


Figure III.12: Répartition du champ interne au milieu du ferrite suivant *x* et *y*.

Une fois l'étude magnétostatique achevée, la dernière étape de modélisation numérique d'une antenne patch à ferrite consiste à prendre en considération le champ fourni par les aimants permanents pour évaluer la réponse électromagnétique de l'aérien dans le cas réel.

III.2.3.3. Co-simulation magnétostatique/électromagnétique (cas réel : champ interne non-homogène)

Afin de tenir compte de la non-homogénéité du champ interne, une co-simulation magnétostatique/électromagnétique est mise en place. Le champ interne, préalablement déterminé, est alors introduit à la simulation électromagnétique et la réponse de l'antenne est évaluée.

III.2.3.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

Lors de la co-simulation MS/EM, l'effet de la non-uniformité du champ interne a été observé sur les performances de l'antenne. Plusieurs simulations ont été effectuées dans le but de contourner ces problèmes d'inhomogénéité. A cet effet, la position de la sonde d'alimentation a été ajustée.

III.2.3.3.1.1. Coefficient de réflexion

L'évolution du coefficient de réflexion ainsi que celle du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence est extraite dans la Figure III.13. A partir de ces tracés, nous retrouvons bien les trois modes de l'antenne à 3.13GHz, 3.7GHz et 7.07GHz. Les deux premiers sont en champ fort et le troisième est en champ faible. La non-homogénéité du champ interne est à l'origine du léger shift fréquentiel entre cette co-simulation MS/EM et la simulation du cas idéal.

Des bandes passantes d'adaptation (pour un $|S_{11}|$<-6dB) de l'ordre de 2.1%, 1.7% et 1.3% sont respectivement obtenues sur les trois modes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

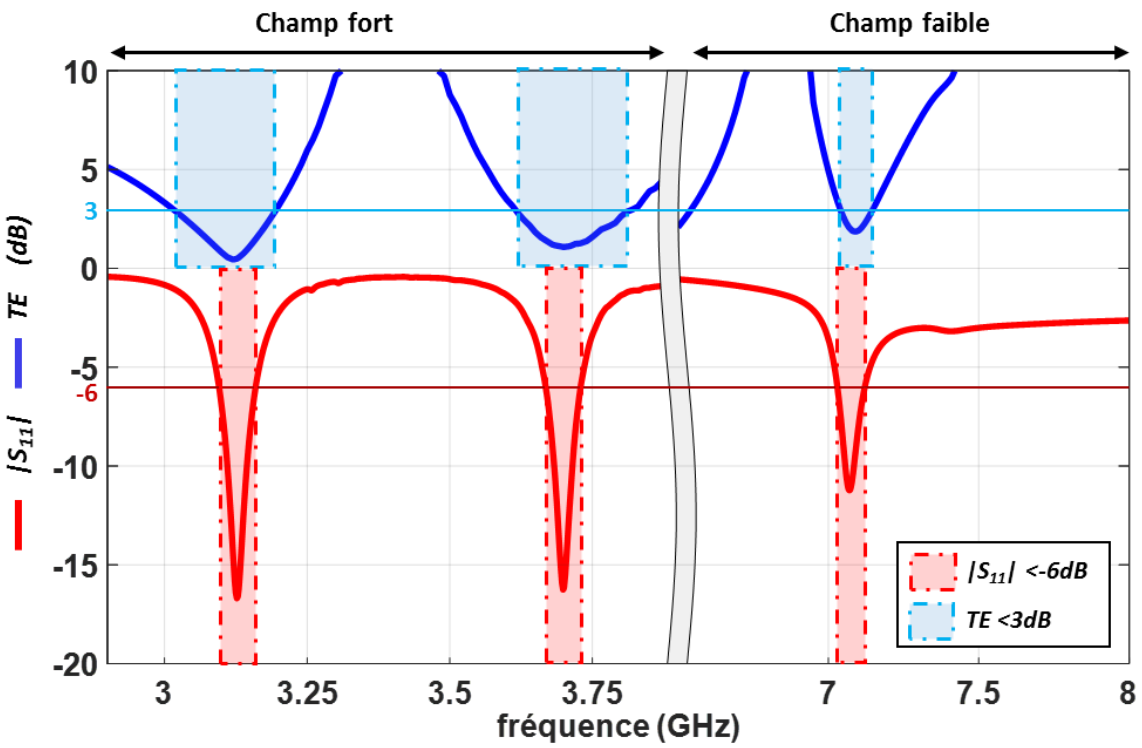


Figure III.13: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence pour un champ interne non-homogène.

III.2.3.3.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

De la Figure III.13, nous pouvons examiner le taux d'ellipticité, sur chaque mode, dans l'axe de l'antenne (θ=0°, φ=0°). Une bonne qualité de polarisation circulaire, avec un *TE*=0.49dB, est notée pour le premier mode à sa fréquence centrale. Sur le deuxième, le taux d'ellipticité est de l'ordre de 1.08dB à 3.7GHz. Quant au troisième mode, il présente un *TE* de 2dB.

Nous pouvons aussi relever les bandes passantes en *TE* sur lesquelles ce rapport est inférieur à 3dB. Elles sont de l'ordre de 5.8%, 5.6% et 1.6%, respectivement. Comme lors de l'étude dans le cas idéal, nous constatons que sur le mode en champ faible, la bande passante en *TE*<3dB, est plus étroite que pour les modes en champ fort. Ceci est dû à la présence du mode supérieur au voisinage du troisième mode à 7.07GHz. De plus, sur la bande d'adaptation de l'antenne à -6dB, le *TE* est inférieur à 1.48dB, 1.4dB et 3.4dB respectivement sur les trois modes.

III.2.3.3.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ

Nous relevons la répartition du taux d'ellipticité suivant θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° aux fréquences centrales des trois modes. La Figure III.14 montre que pour le premier mode à 3.13GHz, le *TE* est inférieur à 3dB sur une plage angulaire qui s'étend de -47° à +43°. Sur le deuxième mode, une bonne qualité de polarisation circulaire est observée pour un θ variant de -64° à +47°. Quant au troisième mode, le taux d'ellipticité est inférieur à 3dB sur un intervalle angulaire de -25° à 13°, plus étroit que pour les deux premiers modes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

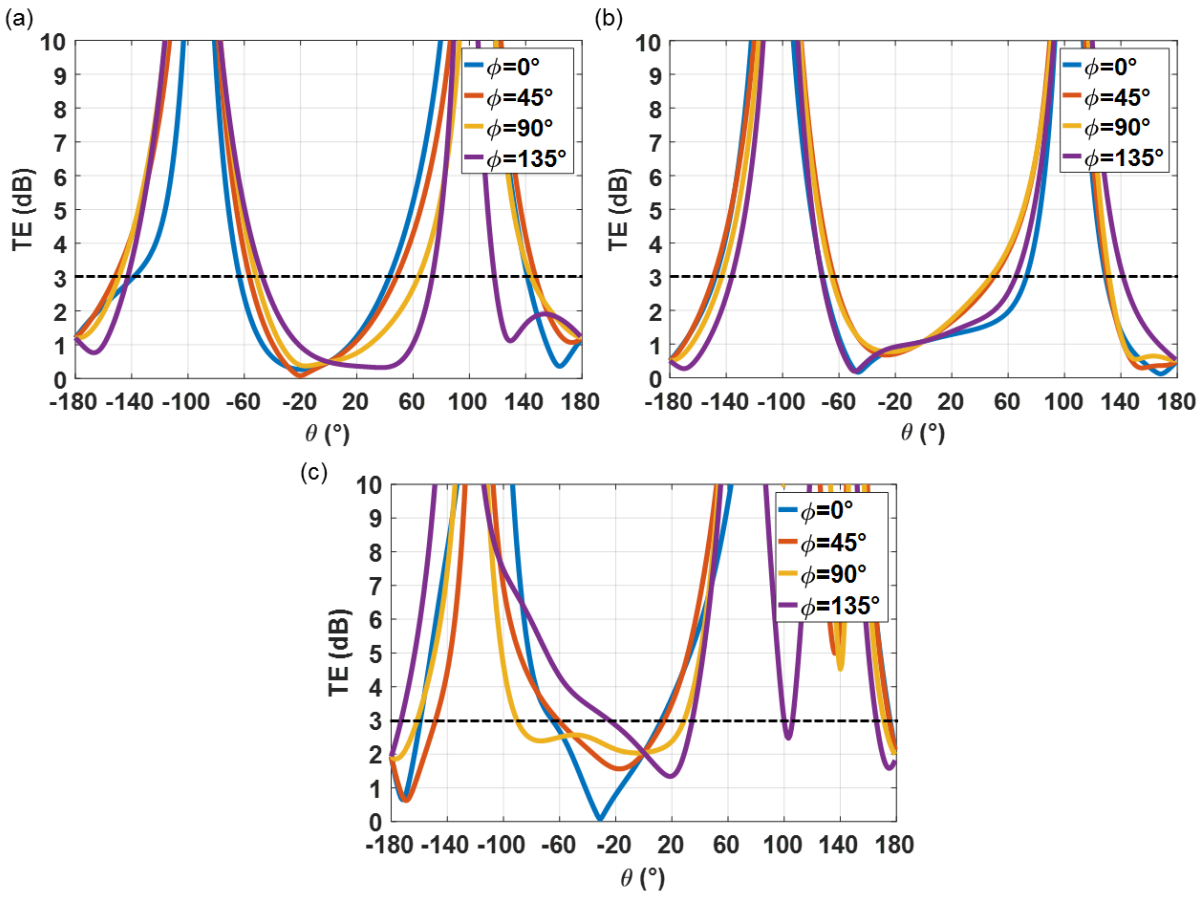


Figure III.14: Evolution du taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à (a) 3.13GHz, (b) 3.7GHz et (c) 7.07GHz, pour un champ interne non-homogène.

III.2.3.3.2. Diagrammes en gain réalisé et efficacités de rayonnement

L'évaluation du rayonnement de l'antenne passe par l'examen de l'allure des diagrammes de rayonnement et de l'efficacité de chaque mode.

III.2.3.3.2.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

Les diagrammes de rayonnement en gain réalisé rapportés dans la Figure III.15 montrent un rayonnement de patch sur les trois modes. En effet, l'antenne rayonne le maximum de l'énergie qu'elle reçoit dans l'axe et le rayonnement est atténué pour les θ dépassant +/-90°.

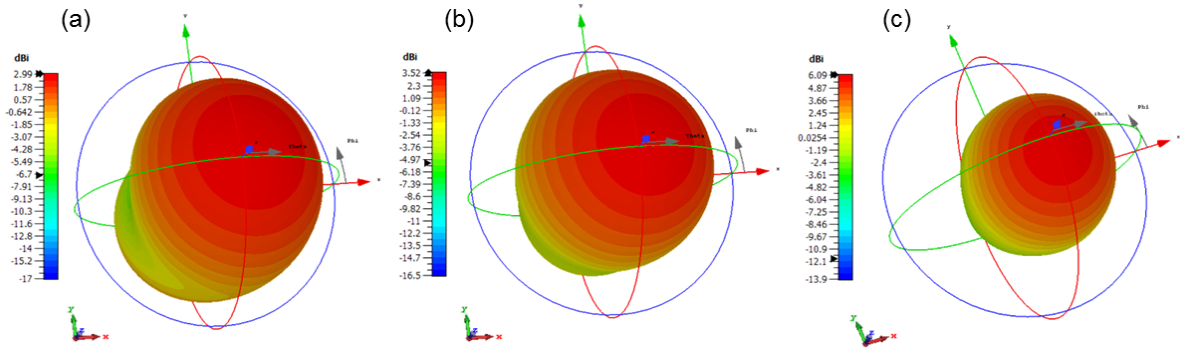


Figure III.15: Diagrammes de rayonnement en gain réalisé à (a) 3.13GHz, (b) 3.7GHz et (c) 7.07GHz pour un H_i non-homogène.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.2.3.3.2.2. Efficacités de rayonnement

Nous représentons dans la Figure III.16 l'efficacité de rayonnement de l'antenne en champ fort et en champ faible.

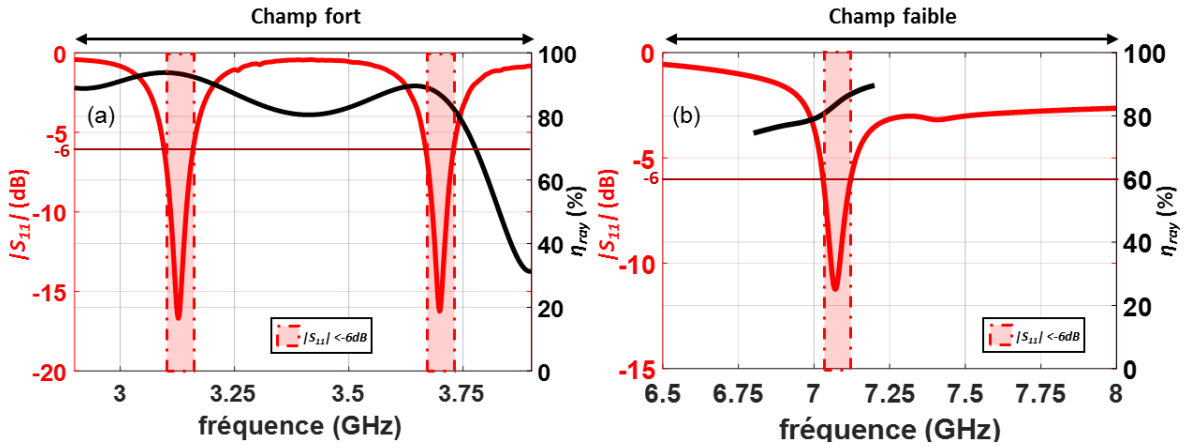


Figure III.16: Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence (a) en champ fort et en (b) champ faible pour un H_i non-homogène.

Un maximum de rayonnement de 93% est obtenu sur le premier mode à sa fréquence centrale. Sur le deuxième à 3.7GHz, l'efficacité de rayonnement est de 88%. Contrairement à l'étude en champ idéal, une meilleure efficacité de rayonnement est acquise sur le premier mode. En se référant à l'étude magnétostatique, nous pouvons expliquer ceci par le fait qu'il existe des zones où le champ interne est faible, notamment au voisinage de la sonde d'alimentation. Cette baisse de H_i rapproche le mode LHCP de la résonance gyromagnétique où les pertes magnétiques sont importantes. Ceci conduit donc à la perturbation du rayonnement de l'antenne sur ce mode. Sur les deux bandes d'adaptation de l'antenne ($|S_{11}|$<-6dB), en champ fort, les efficacités de rayonnement sont supérieures à 90% et 80%, respectivement.

En champ faible, l'antenne rayonne 83% de l'énergie qu'elle reçoit à 7.07GHz. L'efficacité de rayonnement sur ce mode demeure inférieure à celle des modes en champ fort comme l'avait prédit l'étude en oscillation libre menée précédemment. Sur toute la bande passante à -6dB, l'antenne rayonne plus que 80% de la puissance reçue.

Cette co-simulation MS/EM nous a permis de présager le comportement effectif de l'antenne dans le cas réel, lorsque le ferrite est soumis à un champ réel non-homogène. De cette étude, un fonctionnement optimal de l'aérien a été obtenu en ajustant les différents éléments intervenant dans l'amélioration des performances de l'antenne. Les résultats de l'étude en champ idéal ont été rétablis. Il convient par la suite de réaliser un prototype, de mesurer ses performances et de les comparer avec ceux issus de l'étude numérique.

III.2.3.4. Validation expérimentale

La validation expérimentale passe par deux étapes essentielles. La première consiste à vérifier le champ appliqué par les aimants. Cette étape est assez cruciale étant donné que retrouver un champ magnétique identique à la simulation reste difficile d'une part car il est difficile de reproduire expérimentalement les conditions exactes de la simulation, d'autre part, car les aimants ont des caractéristiques qui diffèrent parfois légèrement des « données constructeurs ». Pour cette raison, nous mesurerons dans un premier temps ce champ délivré par ces aimants avant de les intégrer au niveau de la structure antennaire mise en œuvre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.2.3.4.1. Mesure du champ appliqué

Afin de mettre en évidence la distribution du champ magnétique délivré par les aimants que nous avons commandés, nous avons utilisé un support en Rohacell avec une permittivité très proche de l'unité afin de modéliser l'entrefer entre les deux aimants comme le montre la Figure III.17. L'évolution du champ appliqué est ensuite mesurée à l'aide d'un gaussmètre. Cette mesure reste toutefois approximative car la variation de la position de la sonde de l'appareil de mesure se fait manuellement.

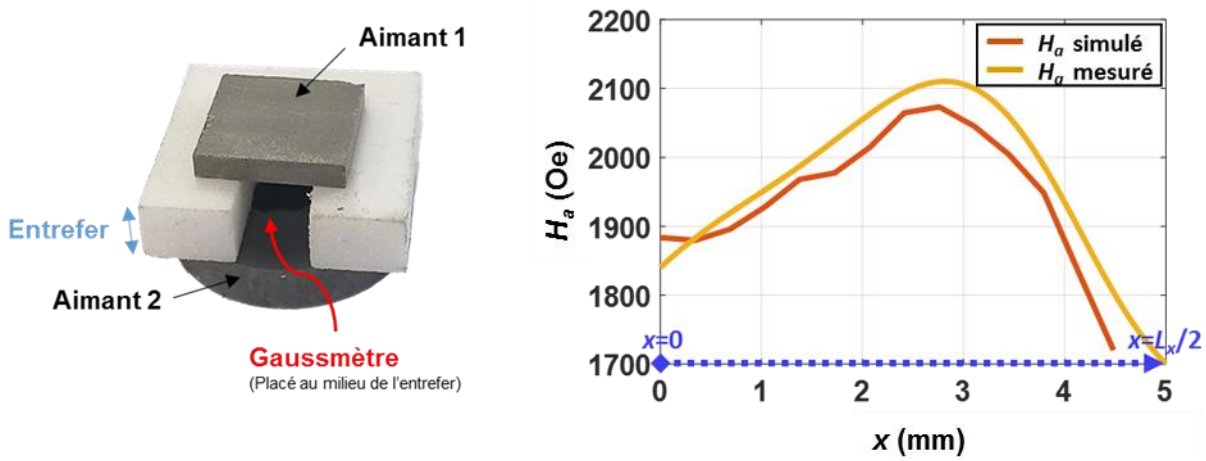


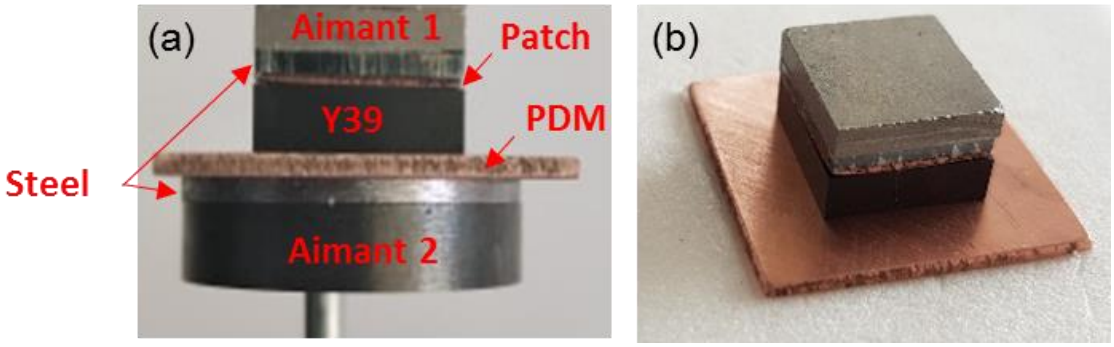
Figure III.17: Méthode et résultats de mesure du champ appliqué.

Nous nous sommes contentés de représenter la variation du champ appliqué, mesuré à mi-hauteur de l'entrefer, en fonction de *x*. La Figure III.17 montre une comparaison des champs appliqués mesurés et simulés. De cette figure, nous pouvons constater une bonne cohérence entre le champ appliqué simulé et mesuré.

III.2.3.4.2. Montage et mesure du prototype

La dernière étape de notre étude est de valider expérimentalement les résultats de nos simulations. A cet effet, nous avons monté un prototype comme le montre la Figure III.18.

Dans un premier temps, nous avons aligné l'aimant du bas avec le Steel à l'aide d'un support en Rohacell. Nous avons par la suite soudé la gaine extérieure du câble coaxial au plan de masse. Puis, nous avons placé le ferrite et l'élément rayonnant, auquel nous avons soudé l'âme centrale du câble, sur le plan de masse. La dernière étape de ce montage consiste à déposer la plaque de Steel supérieure ainsi que l'aimant rectangulaire au-dessus de la structure. Pour avoir un meilleur alignement des éléments de l'antenne une deuxième pièce de Rohacell est intégrée, sur la face supérieure de l'antenne, et fixée au premier support.



Licence CC BY-NC-ND 3.0

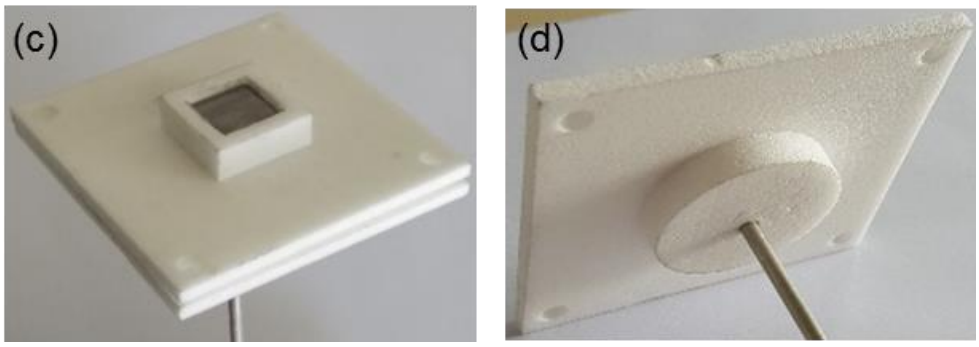


Figure III.18: Vue de côté (a) et vue de face (b) du prototype mis en œuvre, (c) vue de dessus et (d) vue de dessous du prototype avec le support en Rohacell.

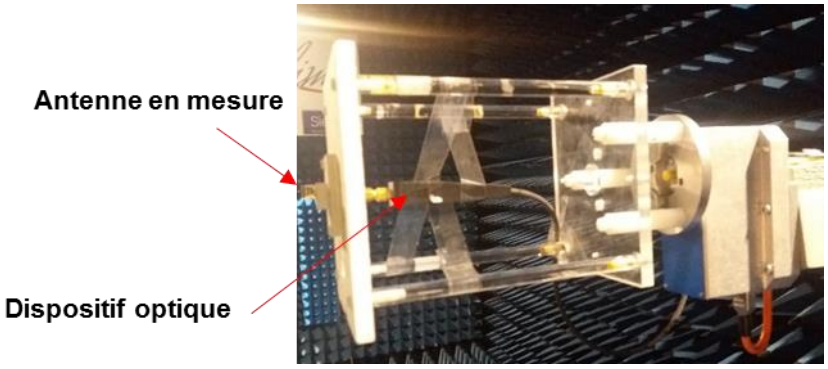


Figure III.19: Prototype en cours de mesure dans la chambre anéchoïque.

L'antenne est mesurée dans la chambre anéchoïque, un convertisseur RF optique est utilisé pour réduire les éventuelles perturbations du câble de mesure (Figure III.19). Ce dispositif de mesure reste volumineux par rapport aux très faibles dimensions du plan de masse. Un courant parasite peut circuler sur ce dispositif et créer des perturbations sur le rayonnement de l'antenne. Cependant, la mesure avec ce dispositif reste meilleure qu'avec un câble RF classique car il est terminé par une fibre optique qui évite le courant de surface sur le câble [III.5]. En effet, le câble de mesure RF entraîne une forte perturbation du rayonnement de l'antenne et notamment lorsque l'antenne (y compris le plan de masse) est miniature.

III.2.3.4.2.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

La mesure du coefficient de réflexion de l'antenne sous test aboutit aux résultats illustrés dans la Figure III.20. Comme rapporté dans ce tracé, les trois modes de l'antenne sont retrouvés expérimentalement à 3.3GHz, 3.9GHz et 7.54GHz.

Un décalage fréquentiel est détecté avec un taux d'erreur de l'ordre de 5.4% sur les deux premiers modes et de 6.6% sur le troisième. Ce shift fréquentiel est important en dépit du bon accord entre le champ appliqué mesuré et simulé. En terme d'adaptation, l'antenne présente des coefficients de réflexion à -6dB sur des bandes passantes de l'ordre de 3.3%, 2.8% et 1.5%, respectivement sur les trois modes.

La Figure III.20 montre également l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence. Sur les bandes d'adaptation des modes, ce *TE* est inférieur à 2.6dB sur les deux premiers modes en champ fort et inférieur à 3.9dB sur le troisième mode en champ faible. Dans l'axe et aux fréquences centrales des trois modes, une bonne qualité de polarisation est obtenue. En effet, le taux d'ellipticité est de l'ordre de 0.4dB, 1dB et 2.8dB respectivement à 3.3GHz, 3.9GHz

Licence CC BY-NC-ND 3.0

et à 7.54GHz. Le taux d'ellipticité est légèrement plus élevé en mesure qu'en simulation. Il reste toutefois inférieur à 3dB dans l'axe pour les trois modes.

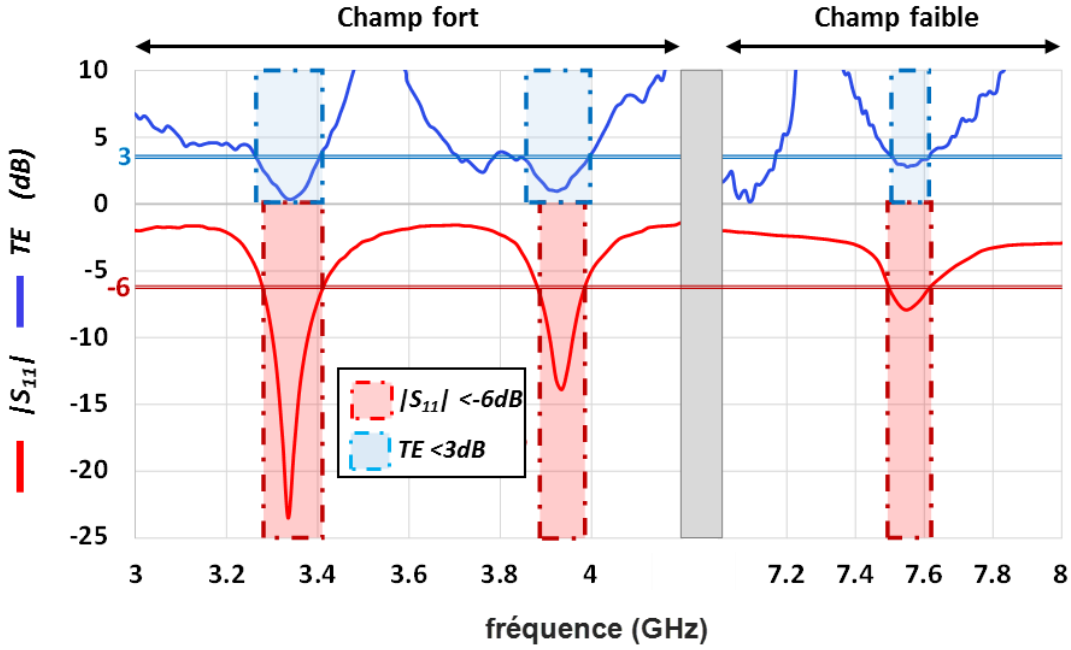
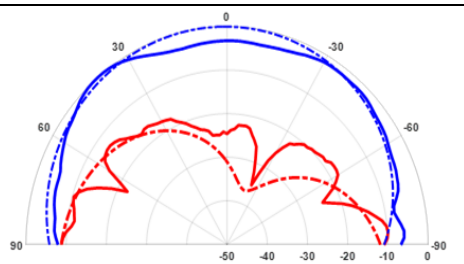
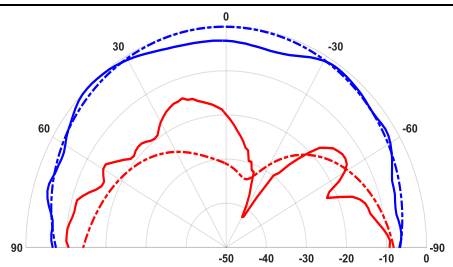


Figure III.20: Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité de l'antenne mesurée.

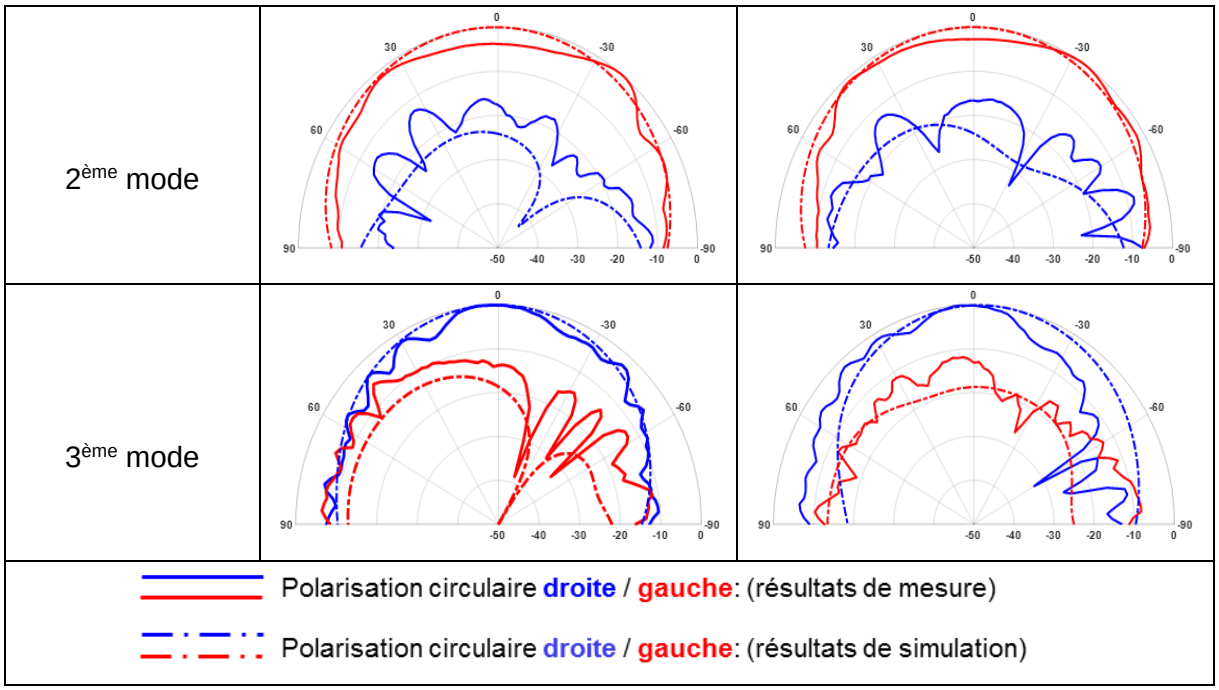
III.2.3.4.2.2. Diagrammes de polarisation circulaire droite/gauche normalisés

Dans le but de déterminer la nature de polarisation de chaque mode, nous avons relevé les diagrammes de polarisation (RHCP et LHCP) aux fréquences d'adaptation des trois modes et nous les avons comparés à ceux simulés. Le Tableau III.1 montre les polarisations circulaires droite et gauche normalisées simulées et mesurées des trois modes pour deux plans de coupe (φ=0° et φ=90°). Les diagrammes de rayonnement mesurés présentent la même allure que ceux simulés, validant la polarité de chaque mode. Nous pouvons voir que le premier et le troisième mode présentent une polarisation circulaire droite et le second une polarisation circulaire gauche. Nous constatons également un bon accord entre les diagrammes simulés et mesurés.

Tableau III.1: Diagrammes de polarisation circulaire normalisés des trois modes suivant les plans de coupe φ=0° et φ=90°.

	φ=0°	φ=90°
1er mode		

Licence CC BY-NC-ND 3.0



III.2.3.4.2.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

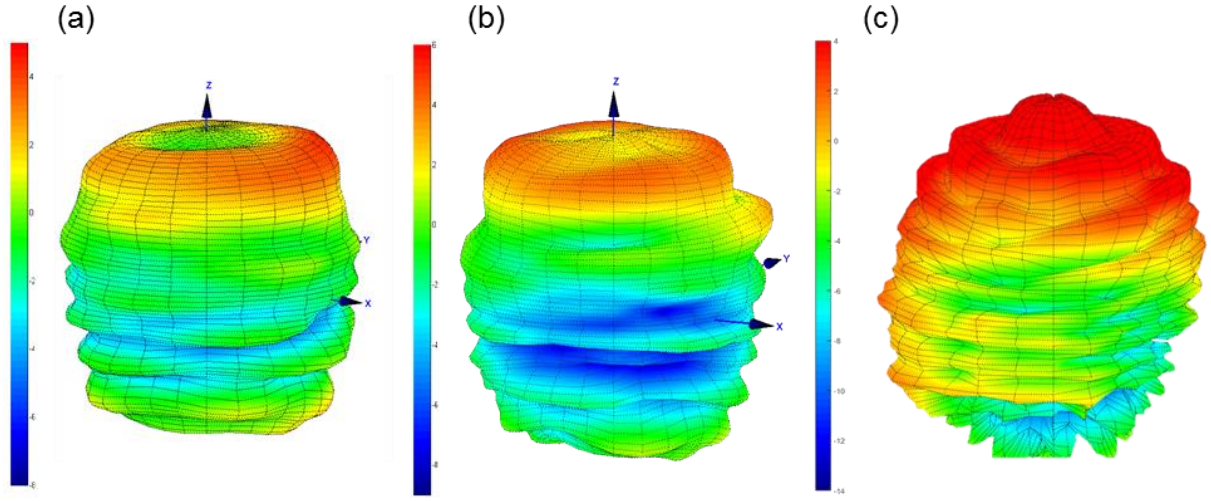


Figure III.21: Diagrammes de rayonnement mesurés à (a) 3.3GHz, (b) 3.9GHz et (c) 7.54GHz.

Nous représentons les diagrammes de rayonnement mesurés aux fréquences de résonance des trois modes dans la Figure III.21. De ces représentations 3D, il apparaît que sur les deux premiers modes en champ fort, les diagrammes sont perturbés et l'antenne ne présente pas un maximum de rayonnement dans l'axe. Sur le troisième mode à 7.54GHz, l'antenne rayonne dans l'axe, cependant, le diagramme demeure perturbé. Par conséquent, les diagrammes mesurés ne ressemblent pas à ceux simulés (Figure III.15) ce qui nous amènera par la suite à investiguer les causes de cette dégradation et à proposer des solutions pour pallier à ces problèmes.

III.2.3.4.2.4. Gain intrinsèque et efficacité de rayonnement

L'évolution du gain intrinsèque de l'antenne en fonction de la fréquence en champ fort et en champ faible est extraite dans la Figure III.22:

Licence CC BY-NC-ND 3.0

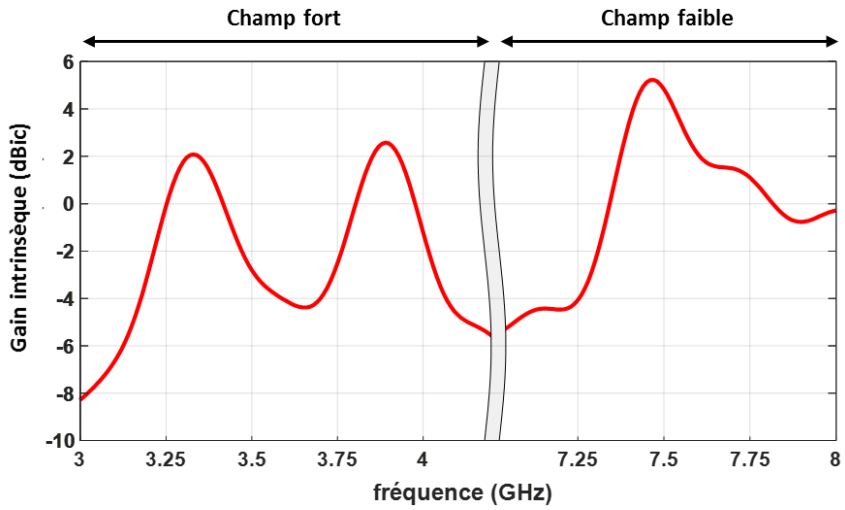


Figure III.22: Gain intrinsèque mesuré en champ fort et en champ faible en fonction de la fréquence.

D'après ce tracé, nous pouvons noter que l'antenne atteint un gain maximal de 1.8dBic sur son premier mode contre 2.6dBic sur le deuxième et 3.7dBic sur le troisième mode.

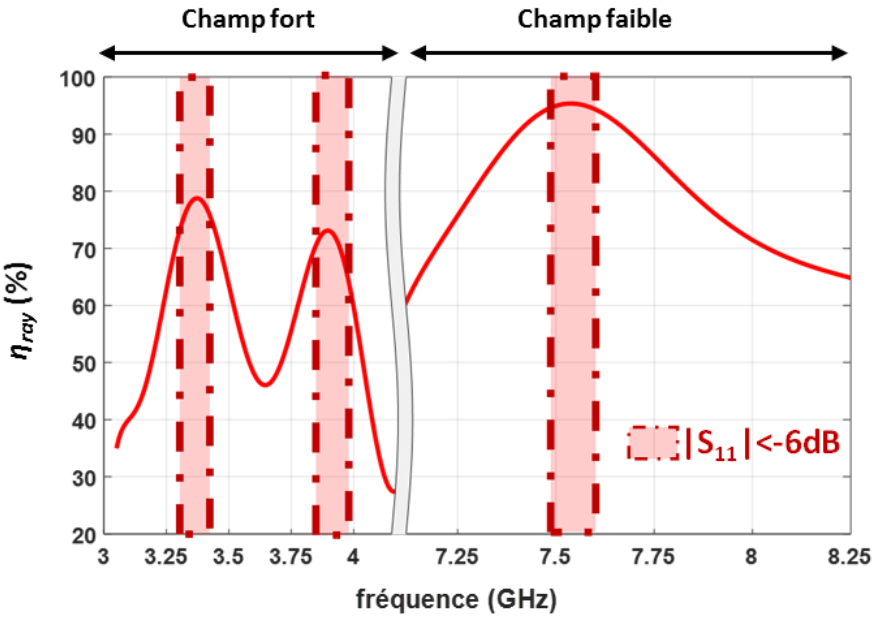


Figure III.23: Efficacité de rayonnement mesurée en fonction de la fréquence en champ fort et en champ faible.

L'efficacité de rayonnement est également investiguée en fonction de la fréquence. De la Figure III.23, nous pouvons remarquer que l'aérien rayonne plus de 75% de la puissance qu'il reçoit sur son premier mode. L'efficacité de rayonnement a légèrement baissé sur le deuxième mode (>70%), étant donné qu'il est très proche de la résonance gyromagnétique. Quant au troisième mode, son efficacité de rayonnement est supérieure à 95%. Le meilleur rendement est obtenu sur ce mode car l'antenne n'est pas miniature comme pour les deux modes en champ fort. Nous pouvons noter là encore des différences avec la simulation même si les efficacités restent satisfaisantes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.2.3.4.2.5. Encombrement de l'antenne

La compacité de l'antenne est maintenant examinée. L'aérien présente des dimensions compactes, de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{9.1} \times \frac{\lambda_0}{8.7} \times \frac{\lambda_0}{26}$ et $\frac{\lambda_0}{7.7} \times \frac{\lambda_0}{7.3} \times \frac{\lambda_0}{22}$, respectivement sur le premier et le deuxième mode. A 7.54GHz, la taille de l'antenne est de $\frac{\lambda_0}{4} \times \frac{\lambda_0}{3.8} \times \frac{\lambda_0}{11.4}$.

Pour une meilleure précision, nous avons choisi d'évaluer la compacité de l'aérien en considérant le rayon de la plus petite sphère qui l'entoure [III.6]. Ainsi, cette dimension prend en compte tous les éléments qui constituent le système rayonnant, en l'occurrence les aimants ainsi que le plan de masse. Nous tenons compte de la définition d'une antenne électriquement petite, selon Wheeler qui considère que sa dimension *r* est inférieure à $\frac{\lambda_0}{2\pi}$ (Figure III.24). Par conséquent, pour cette antenne, *r*=14.1mm correspondant à $\frac{\lambda_0}{6.5}$ sur le premier mode et donc l'antenne est bien miniature.

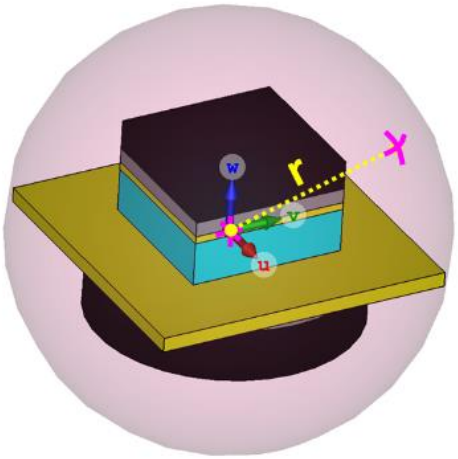


Figure III.24: La sphère entourant l'antenne réalisée.

Aux termes de ces travaux, la comparaison des performances de l'antenne mesurées et simulées a permis de **valider** la possibilité de concevoir une antenne tri-bandes à polarisation circulaire, miniature sur deux fréquences à l'aide de matériaux ferrites polarisés. Toutefois, nous avons pu noter:

- Que les diagrammes de rayonnement mesurés sont « chahutés ».
- Un décalage fréquentiel entre la mesure et la simulation.
- Des efficacités perturbées.

Une première analyse menée laisse à penser que ces différences sont probablement liées à des problèmes expérimentaux et plus précisément à des soucis de connectiques. En effet, le plan de masse présente une hauteur de 1mm. Une telle épaisseur de cuivre est difficile à chauffer ce qui complique la soudure du câble. Ceci a fragilisé la structure et a compliqué l'assemblage des différents éléments de l'antenne. Par conséquent, des défauts de fabrication se sont manifestés.

Afin de remédier à ces problèmes de réalisation, nous nous sommes proposés de changer la configuration des plans métalliques notamment l'élément rayonnant et le plan de masse. Par conséquent, une deuxième réalisation expérimentale a été effectuée. La partie suivante est dédiée à sa présentation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3. Deuxième antenne réalisée (Patch et Plan De Masse en RO4003C)

La solution proposée, dans le but de pallier aux défauts de connectiques, consiste à utiliser du diélectrique métallisé pour l'élément rayonnant de l'antenne et son plan de masse. De faibles couches de métal, d'une épaisseur de 35µm, sont gravées sur du Rogers de type RO4003C [III.7] favorisant ainsi la soudure de l'âme centrale de la sonde d'alimentation au patch. Pour fixer la gaine extérieure du câble coaxial au plan de masse, nous avons choisi d'utiliser de la colle conductrice [III.8] pour avoir une structure plus solide. En tenant compte de ces nouvelles approches, nous avons commencé par effectuer une étude numérique avant d'entamer une réalisation expérimentale.

III.3.1. Configuration de la nouvelle antenne

Sur cette nouvelle antenne, décrite dans la Figure III.25, les plans métalliques sont donc constitués d'un matériau ROGERS (RO4003C) métallisé. Afin de respecter la norme de fabrication en terme d'épaisseur, nous avons choisi d'empiler deux couches de RO4003C pour chaque structure. Pour le plan de masse, de géométrie carrée de 20×20mm², deux couches de RO4003C, la première d'épaisseur de 0.508mm et la deuxième de 0.305mm, sont assemblées par une fine couche de 0.2mm de RO4450F. Quant au patch de l'aérien, il est constitué de deux couches de mêmes épaisseurs 2×0.203mm, collée avec 0.2mm de RO4450F. Des vias métallisés ont été ajoutés à la périphérie de chaque structure.

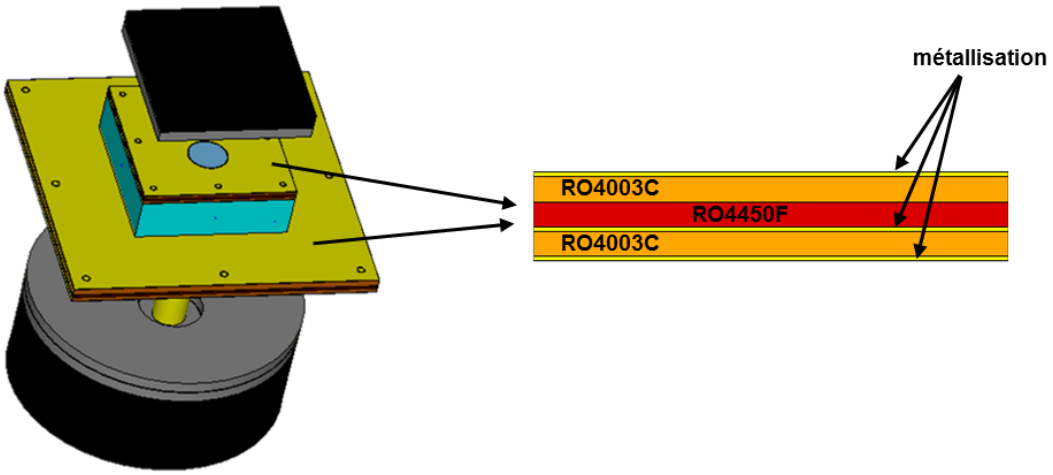


Figure III.25: Configuration de la nouvelle antenne modélisée avec élément rayonnement et plan de masse en Rogers.

Les caractéristiques des différents éléments de l'antenne ont été optimisées de sorte que ses trois modes de fonctionnement soient retrouvés aux mêmes fréquences de résonance que pour le premier dispositif. Ceci nous a amené à diminuer le champ interne de 100Oe. Des plaques de Steel ont été également incorporées afin d'améliorer la répartition du champ interne. Pour des raisons de fabrication, la plaque de Steel du bas est constituée de deux couches de mêmes épaisseurs 2×0.8mm collées avec de la résine. Dans cette phase de modélisation, nous avons essayé de représenter, le plus fidèlement possible, la structure fabriquée afin de tenir compte de toutes les contraintes de mise en œuvre. Pour cette antenne, nous avons entaillé le Steel du bas et le patch afin de faciliter l'assemblage du câble coaxial d'alimentation aux composants de l'aérien.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3.2. Etude magnétostatique de la nouvelle configuration antennaire

Pour cette antenne, nous nous contentons d'analyser sa réponse dans le cas réel, en ajoutant les aimants pour polariser le ferrite. Une série de simulations magnétostatiques a été menée dans le but de bien dimensionner les aimants et d'ajuster leurs caractéristiques magnétiques afin de retrouver un champ interne de valeur moyenne de 1300Oe.

Deux aimants *Neodymium* [III.4] ont été adoptés. Le premier est de types N45 de rémanence B_{r1}=1.35T, d'épaisseur h_1=1.1mm et de mêmes dimensions en *x* et *y* que le ferrite (L_x=10mm, L_y=10.5mm). Il a été placé au-dessus du patch. Quant au deuxième, il est cylindrique présentant un trou, à 1.5mm du centre, de diamètre ϕ_{trou}=5mm. Cet aimant est de type N35 de rémanence B_{r2}=1.2T, de diamètre ϕ=18mm et d'épaisseur h_2=6.4mm. Le champ procuré par ces aimants est représenté dans la Figure III.26. Ce champ est de valeur moyenne de 2000Oe au milieu de l'entrefer et décroit légèrement au niveau du trou de l'aimant.

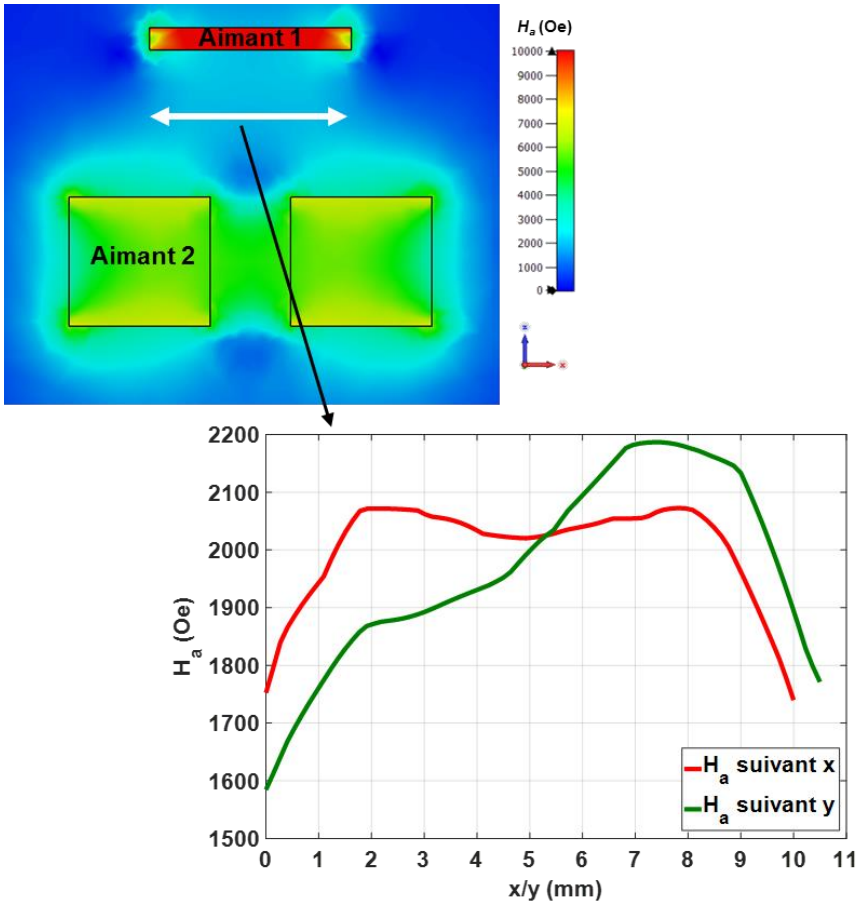


Figure III.26: Distribution du champ appliqué, à la seconde antenne modélisée, au milieu du ferrite.

Une fois le champ appliqué fixé, nous rajoutons tous les éléments constituant l'antenne à l'étude magnétostatique et nous examinons le champ interne au ferrite.

De la répartition du champ interne, représentée dans la Figure III.27, nous pouvons noter que le H_i présente une valeur moyenne de 1310Oe. De même que pour l'antenne précédente, une baisse du champ au niveau de la sonde d'alimentation est également détectée.

Ce champ a été donc ajusté afin de retrouver les trois modes lors de la co-simulation MS/EM. Nous montrerons ceci dans le paragraphe suivant.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

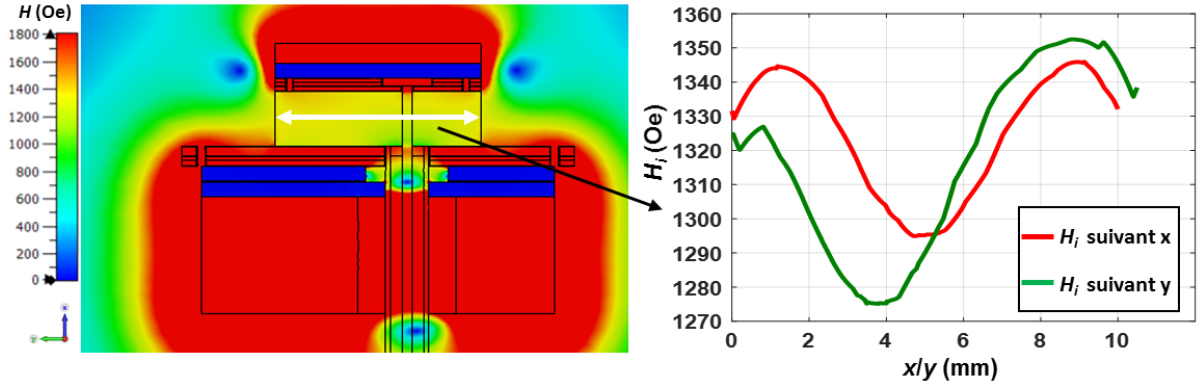


Figure III.27: Distribution du champ interne au milieu du ferrite suivant les plans *x* et *y*.

III.3.3. Co-simulation Magnétostatique/Electromagnétique de la deuxième antenne réalisée

Nous importons le champ interne, déterminé par l'analyse magnétostatique, dans la simulation électromagnétique. Dans cette partie, nous allons évaluer les caractéristiques de l'antenne, soumise à un champ interne non-uniforme, avant d'entamer la réalisation expérimentale.

III.3.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

Nous traçons le coefficient de réflexion et le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, sur le même graphe (Figure III.28).

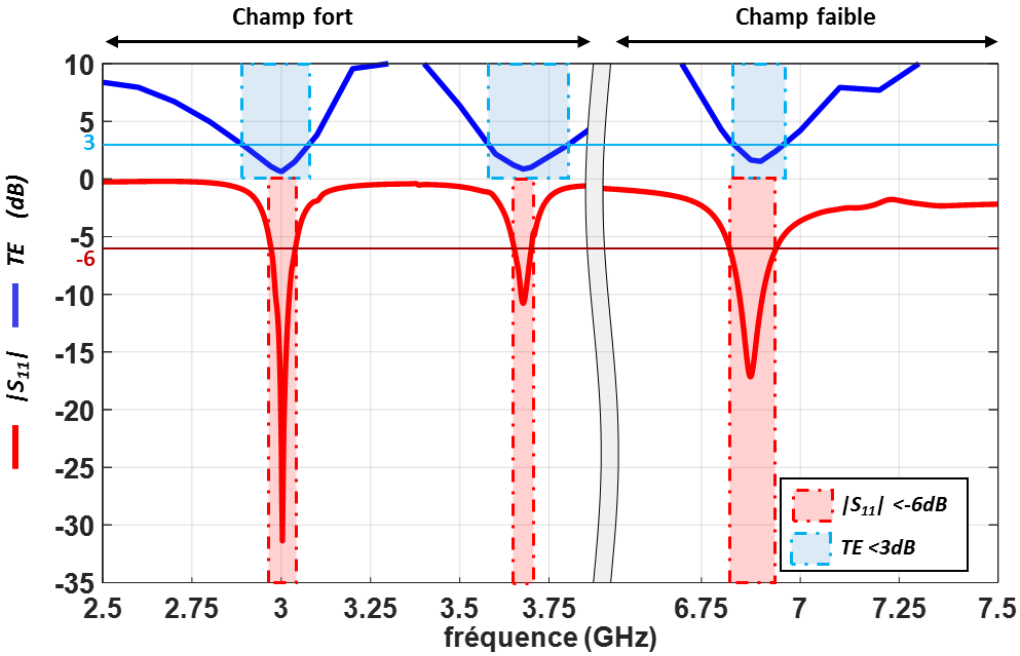


Figure III.28: Evalution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de la deuxième antenne modélisée pour un champ interne non-uniforme.

III.3.3.1.1. Coefficient de réflexion

La Figure III.28 montre que la modification de la structure antennaire n'a pas altéré son fonctionnement. En effet, les trois modes, identifiés précédemment, ont pu être retrouvés. Les deux modes en champ fort (leTM_{-11} et le TM_{+11}) apparaissent à 3GHz et à 3.68GHz. Sur ces deux modes, l'antenne présente des bandes passantes d'adaptation ($|S_{11}|$<-6dB) de l'ordre de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2.3% et 1.3%, respectivement. En champ faible, le troisième mode (TM_{-11}) centré à 6.87GHz est retrouvé. Sur ce mode, l'aérien est bien adaptée à -6dB sur un intervalle fréquentiel de 1.7%.

III.3.3.1.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

Nous évaluons également, à partir de la Figure III.28, le taux d'ellipticité dans l'axe aux fréquences centrales des trois modes. Sur le premier à 3GHz, une bonne qualité de polarisation circulaire est obtenue avec un faible taux d'ellipticité de 0.68dB. Le *TE* est également inférieur à 3dB sur un intervalle fréquentiel de 6.3% et aussi inférieur à 1.5dB sur toute la bande d'adaptation de l'antenne. De même, pour le deuxième mode, à sa fréquence de résonance le *TE* est de 0.86dB. Ce taux d'ellipticité est au-dessous de 1.2dB sur la bande passante à -6dB de l'aérien et présente un *TE*<3dB sur une plage fréquentielle de 6.1%. Quant au troisième mode à 6.87GHz, un *TE* de 1.65dB est obtenu dans l'axe. Ce *TE* atteint 3.3dB lorsque le $|S_{11}|$ est inférieur à -6dB. De plus, il est bien inférieur à 3dB sur une bande de fréquence de 1.9%.

III.3.3.1.3. Taux d'ellipticité en fonction de θ

Nous nous intéressons maintenant à caractériser l'ouverture angulaire, de chaque mode, sur laquelle le taux d'ellipticité est inférieur à 3dB.

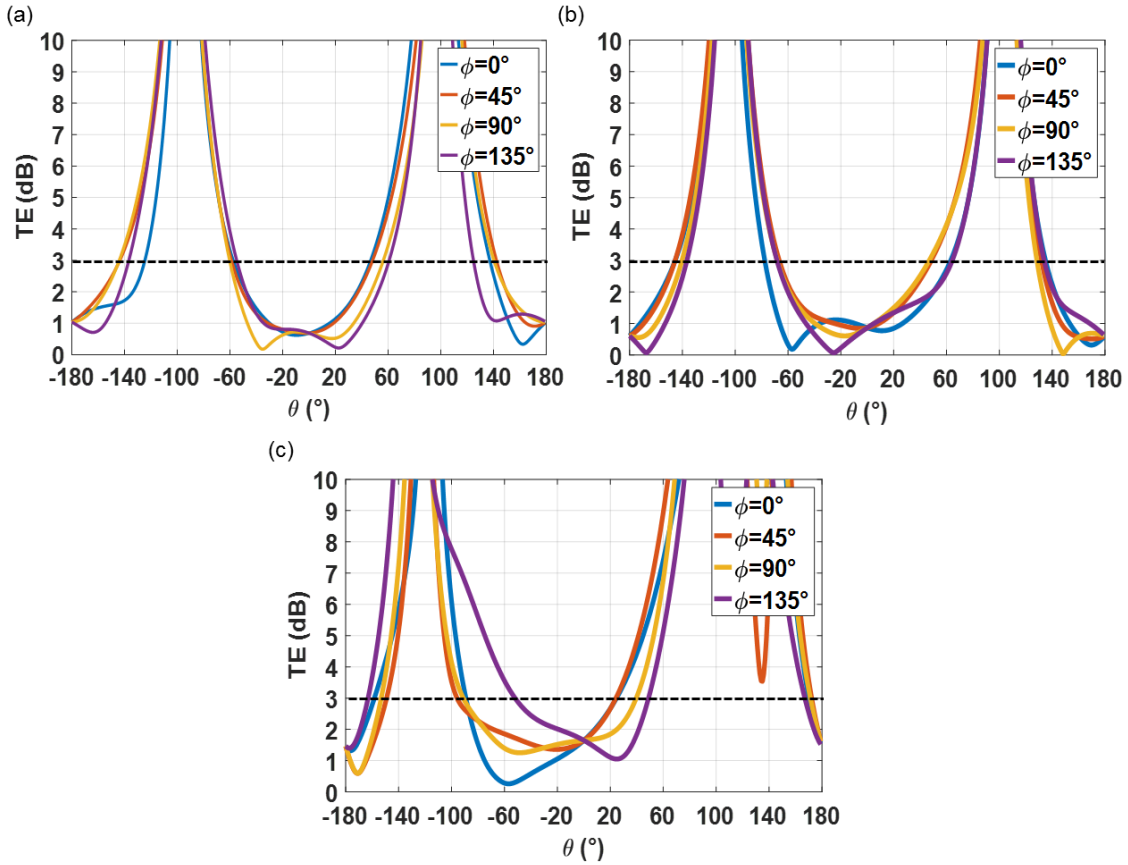


Figure III.29: Evolution du taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à (a) 3GHz, (b) 3.68GHz et à (c) 6.87GHz de la deuxième antenne modélisée.

Nous traçons, pour chaque fréquence de résonance, l'évolution du *TE* en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°, comme l'indique la Figure III.29. Pour ce qui est du premier mode, le *TE* est inférieur à 3dB pour un θ variant de –55° à +47°. Sur le deuxième mode, une bonne qualité de polarisation circulaire est obtenue sur une plage angulaire qui

Licence CC BY-NC-ND 3.0

s'étend de –67° à 47°. En champ faible, le taux d'ellipticité est bien inférieur à 3dB sur un intervalle angulaire de –54° à 25°.

III.3.3.2. Encombrement de l'antenne

Nous évaluons maintenant le critère de miniaturisation de l'antenne. A 3GHz, en considérant le ferrite et l'élément rayonnant, le dispositif présente des dimensions compactes de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{10} \times \frac{\lambda_0}{9.5} \times \frac{\lambda_0}{27}$. L'aérien est également miniature sur son deuxième mode à 3.68GHz puisqu'il présente une taille de $\frac{\lambda_0}{8.2} \times \frac{\lambda_0}{7.8} \times \frac{\lambda_0}{22}$. En ce qui concerne le mode en champ faible, la compacité de l'antenne se dégrade à 6.87GHz avec des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{4.4} \times \frac{\lambda_0}{4.2} \times \frac{\lambda_0}{11.8}$. En tenant compte de tous les éléments constituant l'antenne, la taille globale de l'aérien est de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{7.1}$ sur son premier mode.

III.3.3.3. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé et efficacité de rayonnement

Nous nous intéressons maintenant au rayonnement de l'antenne en rapportant les diagrammes de rayonnement et l'efficacité des trois modes rayonnants.

III.3.3.3.1. Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

La Figure III.30 montre la direction du rayonnement de l'antenne sur chaque fréquence de résonance. Nous pouvons conclure alors qu'un rayonnement de type patch est observé sur les trois modes. En effet, l'aérien rayonne entre θ=-90° et θ=90° et présente un maximum de rayonnement dans l'axe.

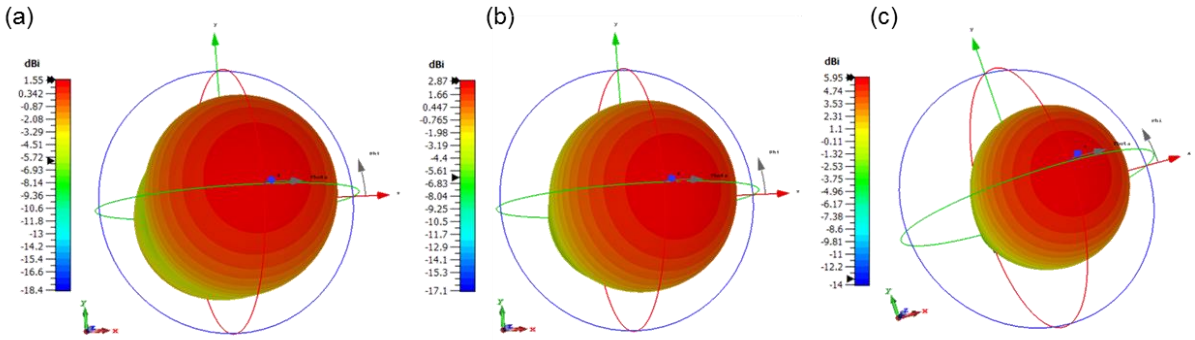


Figure III.30: Diagrammes de rayonnement simulés, pour un champ interne non-uniforme, de la nouvelle antenne.

III.3.3.3.2. Efficacité de rayonnement

Nous nous intéressons maintenant à l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La Figure III.31 montre que sur la fréquence centrale du premier mode, l'antenne présente une efficacité de 65% qui reste supérieure à 60% sur toute la bande d'adaptation de l'aérien. En ce qui concerne le deuxième mode, à 3.68GHz, la structure antennaire rayonne 78% de l'énergie qu'elle reçoit. De plus, cette efficacité est supérieure à 70% lorsque le $|S_{11}|$ est inférieur à -6dB. Quant au troisième mode, à 6.87GHz, l'aérien présente une efficacité de rayonnement de 84% et sur sa bande d'adaptation en $|S_{11}|$, cette efficacité est au-dessus de 80%. La dégradation de l'efficacité de rayonnement en champ fort peut être expliquée par l'inhomogénéité du champ interne. En effet, en se référant à l'étude magnétostatique (Figure III.27), il existe des zones où les deux premiers modes sont très proches de la résonance gyromagnétique. A titre d'exemple,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

pour un H_i de 1270Oe, au voisinage de la sonde d'alimentation, la résonance gyromagnétique est à 3.56GHz. Par conséquent, le mode à 3.68GHz est complétement « noyé » dans cette zone et présentera donc de fortes pertes.

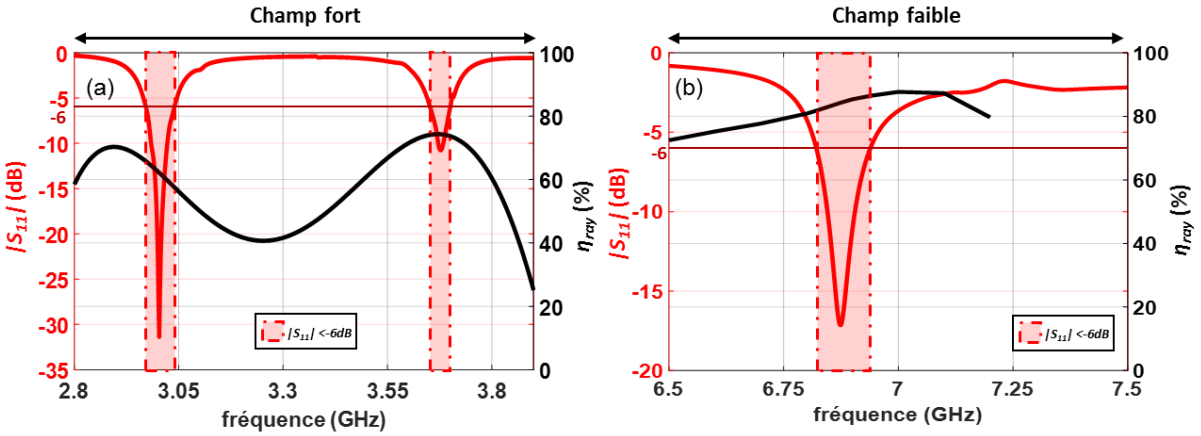


Figure III.31: Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence de la deuxième antenne et pour un H_i non-homogène.

III.3.4. Validation expérimentale et comparaison des deux réalisations

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de mesure de la deuxième antenne. Une comparaison des performances des deux prototypes mis en œuvre a été également conduite dans le but de souligner la plus-value de la deuxième réalisation et de montrer le degré de concordance entre mesure et simulation.

III.3.4.1. Mesure du champ appliqué

De la même manière que pour la première réalisation antennaire, nous procédons à la mesure du champ délivré par les aimants afin d'évaluer sa valeur et son homogénéité. Nous considérons donc le support en Rohacell utilisé précédemment afin de créer l'entrefer et mesurer le champ magnétique à l'aide du gaussmètre. La Figure III.32 montre la méthode adoptée aboutissant à l'évaluation du H_a.

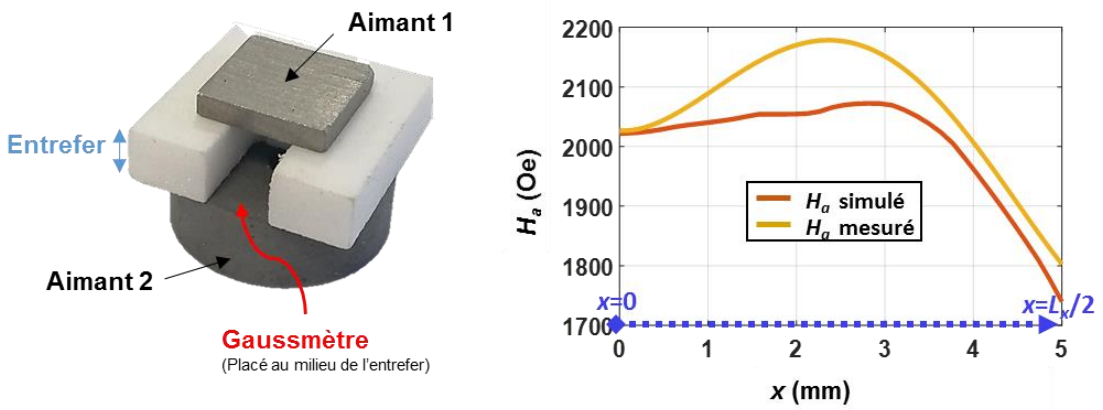


Figure III.32: Comparaison du champ appliqué simulé et mesuré suivant x au milieu de l'entrefer.

De la répartition radiale du champ appliqué mesuré, nous pouvons constater qu'au milieu de l'entrefer, il varie de 1750Oe à 2200Oe.

Maintenant nous assemblons les différents éléments de l'antenne afin de mesurer ses performances dans la chambre anéchoïque.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3.4.2. Performances mesurées de la deuxième antenne mesurée

Le montage de l'antenne a été réalisé comme l'indique la Figure III.33. Le câble coaxial a été assemblé au plan de masse moyennant de la colle conductrice et l'âme centrale a été soudée au patch. Les aimants et les plaques de Steel ont été également ajoutés à la structure. L'alignement des différents éléments, lors de la mesure dans la chambre anéchoïque, a été assuré à travers un support en Rohacell.

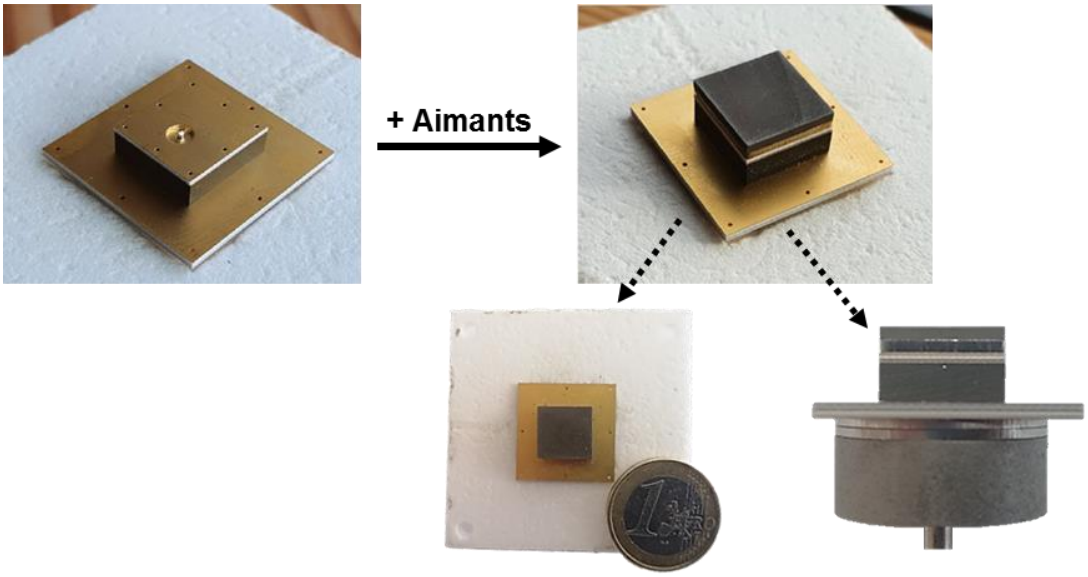


Figure III.33: Configuration du deuxième prototype mesuré.

III.3.4.2.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

La Figure III.34 trace l'évolution du coefficient de réflexion ainsi que du taux d'ellipticité qui découle de la mesure du prototype dans la chambre anéchoïque.

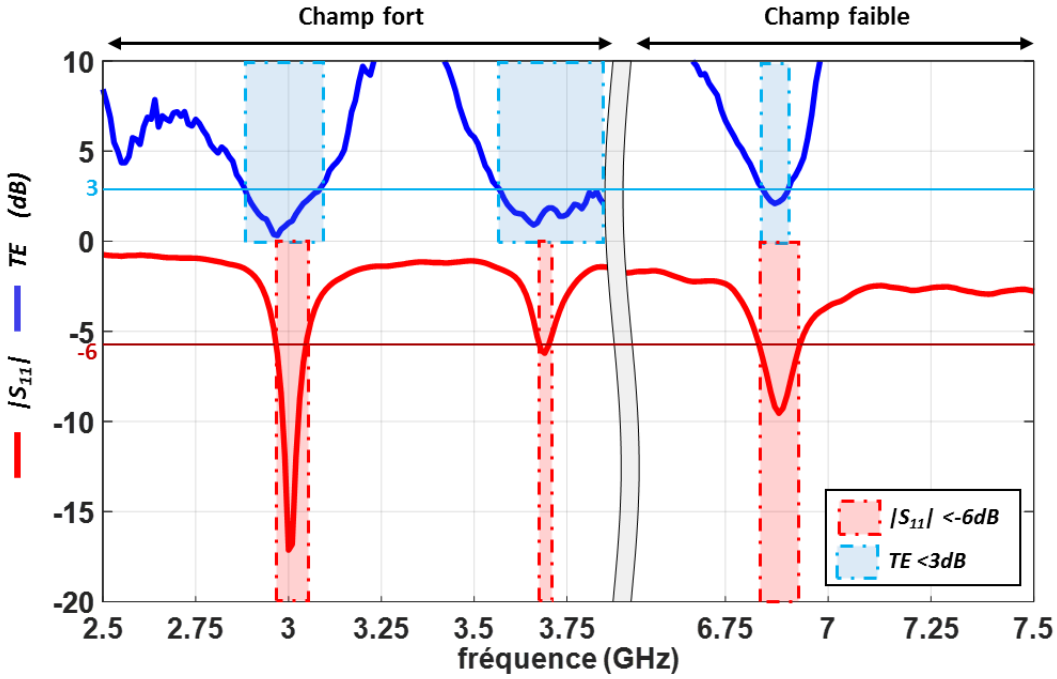


Figure III.34: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité du deuxième prototype mesuré en champ fort et en champ faible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3.4.2.1.1. Coefficient de réflexion

Le tracé du $|S_{11}|$ montre deux modes répartis en champ fort, à 3GHz, 3.69GHz, et un troisième mode à 6.88GHz en champ faible. Sur ces modes, l'antenne présente une bonne adaptation à -6dB sur des bandes passantes de 2.7%, 0.6% et 1.5% respectivement.

Ayant pour objectif de montrer la plus-value de la deuxième antenne réalisée, nous avons répertorié dans le Tableau III.2 les fréquences de résonances des trois modes pour chaque configuration antennaire. La concordance entre mesure et simulation est mise en évidence à travers le calcul du taux d'erreur fréquentiel. De ce tableau, nous pouvons noter que la nouvelle structure antennaire a résolu le problème du décalage fréquentiel entre mesure et simulation. Les pourcentages d'erreur détectés pour la première antenne, qui étaient de l'ordre de 5.4%, 5.4% et 6.6% sur les trois modes respectivement, ont été considérablement réduits lors de la conception de la deuxième antenne en Rogers (0%, 0.3% et 0.2%). En effet, une bonne cohérence entre mesure et simulation est observée en remplaçant les plaques de cuivre, constituant le plan de masse et l'élément rayonnant de l'aérien, par des couches de Rogers métallisés. Le montage robuste de cette deuxième antenne nous a donc permis d'éviter les problèmes de connectiques de la première antenne améliorant ainsi la corrélation entre mesure et simulation.

Tableau III.2: Comparaison des fréquences de résonance simulées et mesurées des deux antennes étudiées.

	Première antenne			Deuxième antenne		
	Co-simulation	Mesure	% d'erreur	Co-simulation	Mesure	% d'erreur
1er mode (RHCP)	3.13GHz	3.3GHz	5.4%	3GHz	3GHz	0%
2ème mode (LHCP)	3.7GHz	3.9GHz	5.4%	3.68GHz	3.69GHz	0.3%
3ème mode (RHCP)	7.07GHz	7.54GHz	6.6%	6.87GHz	6.88GHz	0.2%

III.3.4.2.1.2. Taux d'ellipticité

De la Figure III.34, nous pouvons relever également le taux d'ellipticité relatif à chaque mode. Une bonne qualité de polarisation est recensée sur le premier mode RHCP en champ fort avec un *TE* dans l'axe de 1dB. Ce *TE* est inférieur à 3dB sur un intervalle fréquentiel de 7% et la valeur maximale qu'il atteint sur la bande d'adaptation du mode ($|S_{11}|$<-6dB) est de 2.1dB. En ce qui concerne le second mode, le taux d'ellipticité à sa fréquence centrale de 3.69GHz, est de 1.68dB. Ce *TE* est nettement au-dessous de 3dB sur une plage fréquentielle de 9.2%. De plus, sur la bande passante d'adaptation du dispositif, il ne dépasse pas les 1.84dB. Quant au troisième mode en champ faible, il présente un *TE* dans l'axe de 2.1dB. Pour un $|S_{11}|$ inférieur à -6dB, ce taux d'ellipticité demeure au-dessous de 3.6dB. Une bonne qualité de polarisation circulaire (*TE*<3dB) est également observée sur un intervalle fréquentiel de 1%.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Nous comparons, dans cette partie, la qualité de polarisation obtenue par les deux réalisations antennaires. Le Tableau III.3 dresse les taux d'ellipticité mesurés et simulés des deux antennes. De cette étude comparative, nous pouvons constater que les *TE* sur les deux modes en champ fort sont plus faibles avec le premier prototype. Cependant, la bonne qualité de polarisation circulaire est conservée avec la seconde configuration antennaire (*TE*<3dB). De plus, avec cette nouvelle structure nous avons pu améliorer le *TE* sur le troisième mode en champ faible. Ce taux d'ellipticité est passé de 2.8dB à la fréquence centrale du mode à 2.1dB et de 3.9dB dans sa bande d'adaptation à 3.6dB.

Tableau III.3: Comparaison du taux d'ellipticité mesuré et simulé des deux antennes conçues.

		1ère antenne		2ème antenne	
		Co-simulation	Mesure	Co-simulation	Mesure
Θ=0°, φ=0°	1er mode (RHCP)	0.49dB	0.4dB	0.68dB	1dB
	2ème mode (LHCP)	1.08 dB	1dB	0.86dB	1.68dB
	3ème mode (RHCP)	2 dB	2.8dB	1.65dB	2.1dB
$\lvert S_{11}\rvert$<-6dB	1er mode (RHCP)	<1.48dB	<2.6dB	<1.5dB	<2.1dB
	2ème mode (LHCP)	<1.4dB	<2.6dB	<1.2dB	<1.84dB
	3ème mode (RHCP)	<3.4dB	<3.9dB	<3.3dB	<3.6dB

III.3.4.2.2. Diagramme de rayonnement et efficacité de rayonnement

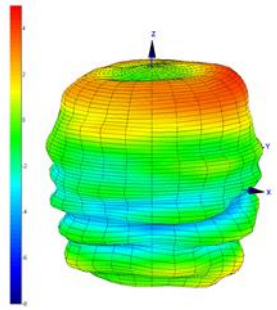
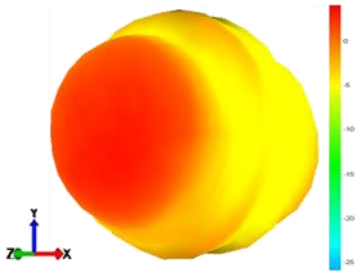
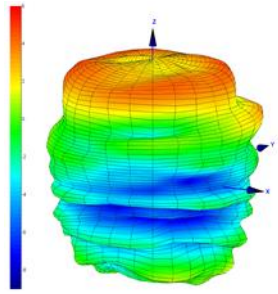
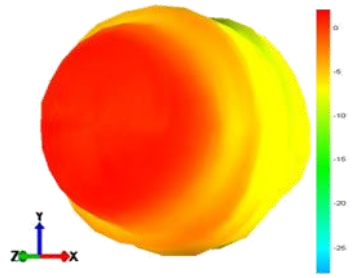
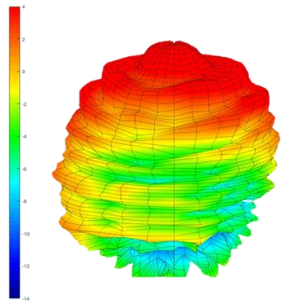
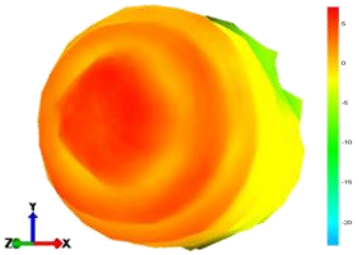
La qualité de rayonnement de la nouvelle configuration antennaire sera maintenant mise en évidence à travers l'évaluation des diagrammes de rayonnement et des efficacités de rayonnement relatifs à chaque mode de fonctionnement. Ce rayonnement sera comparé à celui de la première réalisation expérimentale.

III.3.4.2.2.1. Diagrammes de rayonnement

Nous représentons dans ce paragraphe la répartition 3D du rayonnement de l'antenne à chaque fréquence de résonnance comme l'indique le Tableau III.4. Nous pouvons observer que l'antenne rayonne dans l'axe sur les trois modes. Un maximum de rayonnement est noté dans l'axe ce qui correspond bien à un rayonnement d'une antenne patch. En comparant le rayonnement des deux antennes sur chaque mode, nous parvenons à la conclusion que la deuxième réalisation antennaire a permis de retrouver un rayonnement d'une antenne patch contrairement à la première antenne mesurée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau III.4: Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés des deux antennes.

	Première antenne	Deuxième antenne
1er mode (RHCP)		
2ème mode (LHCP)		
3ème mode (RHCP)		

III.3.4.2.2.2. Efficacité de rayonnement

Nous avons relevé le gain réalisé et la directivité, sur chaque mode, de la nouvelle antenne mesurée. Nous avons par la suite calculé l'efficacité totale et déduit l'efficacité de rayonnement. Cette dernière est ensuite comparée à celle du premier prototype. Nous avons répertorié toutes ces données dans le Tableau III.5.

Tableau III.5: Caractéristiques du rayonnement des deux antennes mises en œuvre.

	Gain réalisé (*GR*) (antenne 2)	Directivité (*D*) (antenne 2)	Efficacité totale (η_{tot}) (antenne 2)	Efficacité de rayonnement (η_{rad}) (antenne 2)	Efficacité de rayonnement (η_{rad}) (antenne 1)
3GHz	3.61dB	6dBi	58%	59%	79%
3.69GHz	1.82dB	6.3dBi	36%	50%	75%

Licence CC BY-NC-ND 3.0

6.88GHz	6.5dB	7.4dBi	81%	92%	95%

De ce tableau, nous pouvons noter que l'antenne rayonne 59% et 50% de l'énergie qu'elle reçoit sur les deux premiers modes respectivement. Alors que sur le mode en champ faible, l'efficacité de rayonnement atteint 92%. En comparant les deux dernières colonnes du Tableau III.5, nous pouvons remarquer la détérioration de l'efficacité de rayonnement de l'aérien en champ fort. En effet, sur son premier mode RHCP, le premier prototype présentait une efficacité de rayonnement de l'ordre de 79%. Une diminution de 20% a été observée lors de la deuxième réalisation. De même sur le mode LHCP en champ fort, l'efficacité de rayonnement est passée de 75%, pour la première antenne, à 50% pour la deuxième.

Par conséquent, des investigations supplémentaires sont donc conduites dans le souci de fournir une explication détaillée justifiant cette dégradation.

- Etude de la dégradation de l'efficacité de rayonnement

Comme nous l'avons montré dans le chapitre précédent, l'efficacité de rayonnement dépend essentiellement des pertes magnétiques du ferrite. Ces pertes sont très élevées dans la zone de résonance gyromagnétique. Pour cela lors de la modélisation de nos antennes, nous essayons généralement d'éviter cette région. Cependant, cet objectif reste difficile à atteindre dans le cas réel c'est-à-dire lorsque le champ magnétique interne au ferrite fluctue. En effet, nous avons montré à travers les simulations magnétostatiques, qu'obtenir un champ homogène, lorsque ce dernier est délivré par des aimants, est une étape assez délicate. Par conséquent, dans certaines zones du ferrite une éventuelle inhomogénéité existe. Cette non-uniformité du champ interne engendre le rapprochement des modes en champ fort de la gyrorésonance dégradant ainsi l'efficacité de rayonnement de l'antenne (Figure III.27).

Afin de prouver nos prédictions, nous avons choisi de découper le substrat ferrite de l'antenne en plusieurs zones en fonction du champ magnétique qui y est présent. Ensuite, nous avons caractérisé les pertes de ce matériau soit par ΔH (paramètre qui caractérise les pertes magnétiques à la gyrorésonance), soit par ΔH_{eff} (paramètre qui caractérise les pertes magnétiques en dehors de la gyrorésonance), soit par une valeur intermédiaire. Ce travail a été fait pour les deux modes en champ fort. Nous avons donc approximativement évalué le champ interne et nous avons assigné à chaque zone du ferrite un ΔH correspondant à la position du mode par rapport à la résonance gyromagnétique. Lorsque le mode est complétement immergé dans la gyrorésonance un ΔH de 28Oe est attribué. Un ΔH de 10Oe est considéré lorsque le mode est assez proche de la résonance. En outre, le ΔH_{eff} (4Oe) est assigné au ferrite dans le cas où le mode est loin de cette zone de pertes.

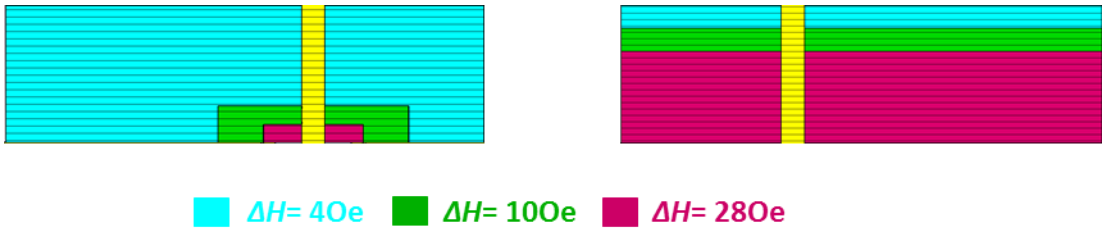


Figure III.35: Maillage du ferrite suivant le ΔH.

La Figure III.35 montre le découpage de l'antenne et les différents ΔH considérés pour chaque zone. Pour le premier mode RHCP, le ΔH_{eff} est assigné à toute la structure excepté au voisinage de la sonde d'alimentation. Quant au deuxième mode, il apparaît qu'il n'est loin de la résonance

Licence CC BY-NC-ND 3.0

gyromagnétique que sur la face supérieure du ferrite, c'est ainsi que le ΔH_{eff} est considéré dans cette zone.

Nous simulons l'antenne avec les substrats ferrite donnés par la Figure III.35 et nous relevons les efficacités de rayonnement sur les deux modes en champ fort. Nous comparons les efficacités de rayonnement de cette simulation avec celles obtenues par la mesure de la deuxième antenne dans le Tableau III.6.

Tableau III.6: Comparaison des efficacités de rayonnement, en champ fort, de la deuxième antenne mesurée avec celles de la simulation avec le substrat découpé.

	Efficacité de rayonnement mesurée	Efficacité de rayonnement avec le substrat découpé
1er mode (champ fort)	59%	57%
2ème mode (champ fort)	50%	58%

De ce tableau, nous pouvons conclure que le découpage du ferrite en zones, suivant la position du mode par rapport à la gyrorésonance magnétique, a permis de reproduire le comportement de l'aérien mesuré. En effet, les efficacités de rayonnement mesurées et simulées en maillant la structure ferrite sont en bonne concordance. Ceci confirme bien que les pertes magnétiques sont à l'origine de la détérioration de l'efficacité de rayonnement de l'antenne en champ fort.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons validé le concept qu'une **antenne à ferrite saturé puisse présenter un rayonnement circulaire sur trois bandes de fréquence tout en étant compacte** sur ses modes en champ fort. Nous avons, dans un premier temps, choisi le matériau ferrite adéquat. Ensuite nous avons précisé la zone de fonctionnement de l'aérien en situant ses modes par rapport à la résonance gyromagnétique et également par rapport à l'évolution des paramètres du tenseur de Polder. En fonction de ces caractéristiques, nous avons pu dimensionner les différents éléments constituant l'antenne. L'étude de son comportement a été effectuée sous le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio. A cet effet, la caractérisation de la réponse de l'antenne est faite en trois étapes. La première consiste à considérer que le substrat ferrite est soumis à un champ magnétique homogène de valeur constante. Les performances de l'antenne sont alors extraites et commentées. D'un point de vue pratique, le champ magnétique polarisant le ferrite est généré par des aimants. C'est ainsi qu'une autre simulation, prenant en considération ce champ, s'impose. Il est primordial de bien choisir les caractéristiques géométriques et magnétiques des aimants à utiliser. Une simulation magnétostatique est alors conduite. Au cours de cette analyse, nous avons opté de polariser l'antenne par le biais de deux aimants afin de garantir que le champ soit le plus homogène possible. Le premier aimant est rectangulaire placé sur le toit métallique de l'antenne et le deuxième est cylindrique et intégré au-dessous du plan de masse. Des plaques de Steel sont également introduites améliorant la répartition du champ interne. D'autres contraintes de fabrication, notamment les trous de soudures, le trou permettant l'insertion du câble d'alimentation à travers l'aimant du bas…, sont également pris en considération dans la phase de modélisation. Une fois le champ magnétique optimisé, il est ensuite importé au niveau de la simulation électromagnétique afin de mener une co-simulation magnétostatique/électromagnétique. Cette simulation vise à estimer le comportement de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'antenne dans le cas réel et à retrouver les performances de l'étude dans le cas idéal. Une validation expérimentale est nécessaire par la mesure d'un prototype. La comparaison entre mesure et simulation a montré que l'antenne opère bien sur trois modes de fonctionnement et présente également une bonne qualité de polarisation circulaire. De plus, l'aérien est bien compact sur ses deux premiers modes en champ fort. Cependant, un décalage fréquentiel, avec un taux d'erreur assez important, a été détecté sur les trois modes. En outre, une dégradation des diagrammes de rayonnement a été observée. Nous avons estimé que la détérioration des performances de l'antenne est liée à la réalisation du prototype. En effet, la structure assemblée présente quelques imperfections. La soudure du câble d'alimentation était assez fragile, ceci est dû aux épaisseurs des plaques de cuivre utilisées. Dans le but de pallier à ces défauts de fabrication, nous avons modifié la structure antennaire afin de l'adapter aux différentes contraintes confrontées. C'est dans ce sens que nous avons changé les plaques de cuivre, constituant l'élément rayonnant et le plan de masse de l'antenne, par du Rogers métallisé. Nous avons conservé les mêmes propriétés géométriques et magnétiques du ferrite. Nous avons, ensuite, optimisé le champ interne et les caractéristiques des aimants, à travers une simulation magnétostatique, afin de rétablir les performances de la première antenne. Le comportement de cette nouvelle structure antennaire est évalué dans le cas réel et un second prototype est réalisé. L'analyse des résultats de mesure a montré la plus-value de cette nouvelle réalisation dans l'amélioration de la qualité de rayonnement. En effet, un rayonnement dans l'axe est obtenu sur les trois modes contrairement à celui de la première antenne. De plus, une bonne concordance, entre mesure et simulation, en termes de fréquences de résonance est acquise. Cependant, une détérioration de l'efficacité de rayonnement en champ fort est notée. L'investigation des causes de cette dégradation a montré que les pertes magnétiques sont à l'origine de cette perturbation.

Nous pouvons donc conclure que le concept est valide mais que la phase expérimentale est très délicate et doit être menée avec beaucoup de soins. Il est impératif de garantir une bonne rigidité de la structure et de veiller à ce que la « connectique » soit bien assurée. Par ailleurs, il est délicat de bien maitriser le champ interne dans tous le matériau ferrite. Ainsi sur les prototypes réalisés, l'aimant cylindrique et le ferrite étaient (afin de passer la sonde d'alimentation) percés. Ces trous ont rendu très difficile l'obtention d'un champ magnétique statique constant dans le matériau. Il semble à l'avenir important d'investiguer d'autres méthodes d'alimentation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques du chapitre III

[III.1] CST Microwave Studio, www.3ds.com

[III.2] EXXELIA TEMEX, “Microwave Ferrite and FDA”, www.exxelia.com/uploads/PDF/a-series-v1.pdf

[III.3] RADIALL, www.radiall.com

[III.4] CERMAG LTD, www.cermag.co.uk/magnet_properties.html

[III.5] L. Huitema, C. Delaveaud and R. D’Errico, « Impedance and Radiation Measurement Methodology for Ultra-Miniature Antennas », *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3463-3473, July 2014.

[III.6] W. A. Wheeler, “The Radiansphere Around a Small Antenna”, Proceeding IRE, vol. 47, pp. 1325-1331, August 1959.

[III.7] CIBEL, https:// cibel.com

[III.8] RS COMPONENTS, https:// fr.rs-online.com/web/

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières du chapitre IV

Partie IV. Développement d'antennes à ferrite opérant dans les zones 2 et 3

IV.1. Introduction 152
IV.2. Modélisation et réalisation d'une antenne ultra-miniature à polarisation circulaire à base de matériau ferrite 152
IV.2.1. Configuration de l'antenne 153
IV.2.2. Etapes de modélisation de l'antenne ultra-miniature à polarisation circulaire .. 154
IV.2.2.1. Etude électromagnétique (cas idéal : champ interne homogène) 155
IV.2.2.1.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 155
IV.2.2.1.1.1. Coefficient de réflexion 155
IV.2.2.1.1.2. Taux d'ellipticité 155
IV.2.2.1.1.2.1. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 155
IV.2.2.1.1.2.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de θ 156
IV.2.2.1.2. Caractère miniature de l'antenne 156
IV.2.2.1.3. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement 156
IV.2.2.1.3.1. Diagramme de rayonnement en gain réalisé 157
IV.2.2.1.3.2. Efficacité de rayonnement 157
IV.2.2.2. Etude magnétostatique (cas réel : évaluation de l'homogénéité du champ interne) 159
IV.2.2.2.1. Champ magnétique délivré par les aimants 159
IV.2.2.2.2. Champ interne 161
IV.2.2.3. Co-simulation magnétostatique/électromagnétique 161
IV.2.2.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 162
IV.2.2.3.1.1. Coefficient de réflexion 162
IV.2.2.3.1.2. Taux d'ellipticité 162
IV.2.2.3.1.2.1. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence 162
IV.2.2.3.1.2.2. Taux d'ellipticité en fonction de θ 162
IV.2.2.3.2. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement 163
IV.2.2.3.2.1. Diagramme de rayonnement en gain réalisé 163
IV.2.2.3.2.2. Efficacité de rayonnement 164
IV.2.2.4. Validation expérimentale 164
IV.2.2.4.1. Champ délivré par les aimants 164
IV.2.2.4.2. Résultats de mesure 165
IV.2.2.4.2.1. Configuration du prototype mesuré 165
IV.2.2.4.2.2. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité 166
IV.2.2.4.2.2.1. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement 167
IV.2.2.4.3. Comparaison des résultats de simulation et de mesure 167
IV.3. Modélisation d'une antenne opérant dans la zone où le μ_{eff} est négatif 168
IV.3.1. Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne 169
IV.3.2. Etude paramétrique d'une antenne à ferrite en fonction du $\mu_{eff}<0$ 169
IV.4. Conclusion 172
Références bibliographiques du chapitre IV 174

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations du chapitre IV

Figure IV.1: Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne ultra-miniature avec un ferrite de type Y39 et un H_i=580Oe. 153

Figure IV.2: Configuration de l'antenne ultra-miniature dans le cas idéal. 154

Figure IV.3: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de l'antenne ultra-miniature pour un champ interne constant. 155

Figure IV.4: Taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à la fréquence centrale du mode pour un champ interne homogène. 156

Figure IV.5: Diagramme de rayonnement en gain réalisé de l'antenne ultra-miniature à sa fréquence centrale pour un champ interne homogène. 157

Figure IV.6: Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence de l'antenne ultra-miniature pour un champ interne homogène. 157

Figure IV.7: Etude paramétrique de l'effet de la tangente de pertes magnétiques sur l'efficacité de rayonnement. 158

Figure IV.8: Configuration finale de l'antenne ultra-miniature. 159

Figure IV.9: Répartition du champ appliqué suivant *x* et *y* au milieu de l'entrefer. 160

Figure IV.10: Distribution du champ interne au milieu du ferrite suivant *x* et *y*. 161

Figure IV.11: Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de l'antenne ultra-miniature lorsque le ferrite est polarisé par un champ magnétique non-homogène. 162

Figure IV.12: Taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à la fréquence centrale du mode pour un champ interne non-homogène. 163

Figure IV.13: Diagramme de rayonnement en gain réalisé de l'antenne à 2.43GHz pour un H_i non-homogène. 163

Figure IV.14: Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour un champ interne non-homogène. 164

Figure IV.15: Méthode de mesure du champ délivré par les aimants permanents et comparaison avec le champ magnétique simulé. 165

Figure IV.16: Configuration du prototype réalisé. 165

Figure IV.17: Antenne en cours de mesure dans la chambre anéchoïque. 166

Figure IV.18: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité mesurés en fonction de la fréquence. 166

Figure IV.19: Diagramme de rayonnement en gain réalisé mesuré à la fréquence centrale du mode. 167

Figure IV.20: Répartition du champ E_z à l'intérieur d'une cavité à ferrite lorsque le μ_{eff} est négatif. 169

Figure IV.21: Configuration de l'antenne opérant dans la zone où le μ_{eff} est négatif. 170

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure IV.22: Evolution de la partie réelle de l'impédance de l'antenne pour un H_i variant de 300Oe à 500Oe. 170

Figure IV.23: Evolution de la partie réelle du μ_{eff} pour chaque valeur de H_i. 171

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux du chapitre IV

Tableau IV.1: Comparaison des résultats de simulations et de mesure de l'antenne ultra-miniature.....167

Tableau IV.2: Evaluation de l'efficacité de rayonnement et du caractère miniature de l'antenne en fonction de H_i. 171

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Partie IV. Développement d'antennes à ferrite opérant dans les zones 2 et 3

IV.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons établi que la stratégie adoptée dans ce travail repose sur l'étude de la réponse électromagnétique d'une antenne à ferrite polarisé dans différentes zones de fonctionnement. Celles-ci ont été définies au chapitre II (Figure II.2) en traçant l'évolution des paramètres μ et μ_{eff} du tenseur de Polder en fonction de la fréquence. Nous avons donc repéré quatre régions, la première est en amont de la gyrorésonance, la deuxième entre les résonances du μ et du μ_{eff}. La troisième correspond à la plage fréquentielle dans laquelle le μ_{eff} est négatif et enfin la quatrième est la zone champ faible pour laquelle le μ_{eff} redevient positif. Nous nous sommes intéressés dans le chapitre précédent, à la première et la quatrième région dans lesquelles nous avons validé le concept qu'une antenne à ferrite saturé puisse opérer sur plusieurs bandes de fréquences tout en étant miniature et présentant une polarisation circulaire sur tous ses modes. L'étude numérique et la mise en œuvre de cette antenne ont été rapportées dans le chapitre précédent. A partir de ces travaux, nous avons pu relever l'intérêt, en termes de performances (efficacité de rayonnement, taux d'ellipticité, miniaturisation,…), du fonctionnement de cette antenne dans ces deux régions. Il nous reste donc d'examiner les deux autres zones non traitées. C'est l'objectif de ce chapitre.

Dans ce contexte, la première partie de ce chapitre sera dédiée à la conception d'une antenne mono-bande à polarisation circulaire opérant entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff}. Nous allons montrer que cet aérien peut présenter une géométrie ultra-compacte grâce aux fortes valeurs du μ_{eff} dans cette zone. De plus, lors de la phase de conception de cette antenne, nous avons essayé de pallier à certaines contraintes de fabrication relevées lors des premières réalisations, notamment le perçage du ferrite qui est souvent pénalisant car il rend difficile l'application d'un champ magnétique statique homogène dans le matériau et complique les étapes de connectique nécessaires pour alimenter l'antenne. De ce fait, une description détaillée de la nouvelle structure antennaire sera présentée. Ensuite, une simulation électromagnétique sera réalisée. Elle aura pour but de déterminer les performances de l'antenne lorsque le ferrite est soumis à un champ statique théorique constant. Cette approche idéale sera suivie d'une modélisation dans le cas réel, lorsque le champ magnétique de polarisation est délivré par des aimants permanents placés de part et d'autre de l'antenne. La valeur moyenne et l'homogénéité de ce champ seront caractérisées au préalable. A l'issue de ces modélisations numériques, une validation expérimentale sera conduite et discutée.

La dernière partie de ce chapitre, s'intéresse à une quatrième antenne qui opère dans la région où le μ_{eff} est négatif. Le fonctionnement et les performances de l'antenne dans cette zone seront discutés. En ce qui concerne cet aérien, nous nous contenterons de l'étudier numériquement sans recourir à une validation expérimentale. Nous justifierons ce choix en analysant les performances de l'antenne modélisée.

IV.2. Modélisation et réalisation d'une antenne ultra-miniature à polarisation circulaire à base de matériau ferrite

Nous initions ce chapitre par l'étude de l'antenne opérant entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff}.

Avant d'entamer la partie modélisation numérique, il est primordial de définir l'intervalle fréquentiel et également la configuration adoptée pour cette antenne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne

La première antenne traitée dans cette partie opère entre la résonance gyromagnétique et la résonance du μ_{eff}, comme le montre la Figure IV.1. Dans cette zone de fonctionnement, l'aérien présente une perméabilité effective assez élevée ce qui permet la miniaturisation de ses dimensions. Comme mentionné précédemment, le fonctionnement dans cette zone est assez délicat étant donné que la moindre variation du champ magnétique engendre une variation rapide du μ_{eff}. C'est pourquoi, nous nous sommes contentés de modéliser une antenne mono-bande.

Le ferrite utilisé est le même que pour les deux premières antennes conçues (Y39) [IV.1], ses caractéristiques sont les suivantes: $4\pi M_s$=800Gauss, ΔH_{eff}=4Oe, $tg\delta$=2×10^{-4} et ε=14.6 avec une précision de 5%. Pour une meilleure compacité, nous avons choisi un faible champ interne polarisant le ferrite, de l'ordre de 580Oe, permettant ainsi d'avoir un mode dans la zone de fonctionnement souhaitée.

La Figure IV.1 montre que la résonance gyromagnétique apparaît à 1.6GHz et que la résonance du μ_{eff} est à 2.46GHz. Par conséquent, notre dispositif opérera entre ces deux fréquences.

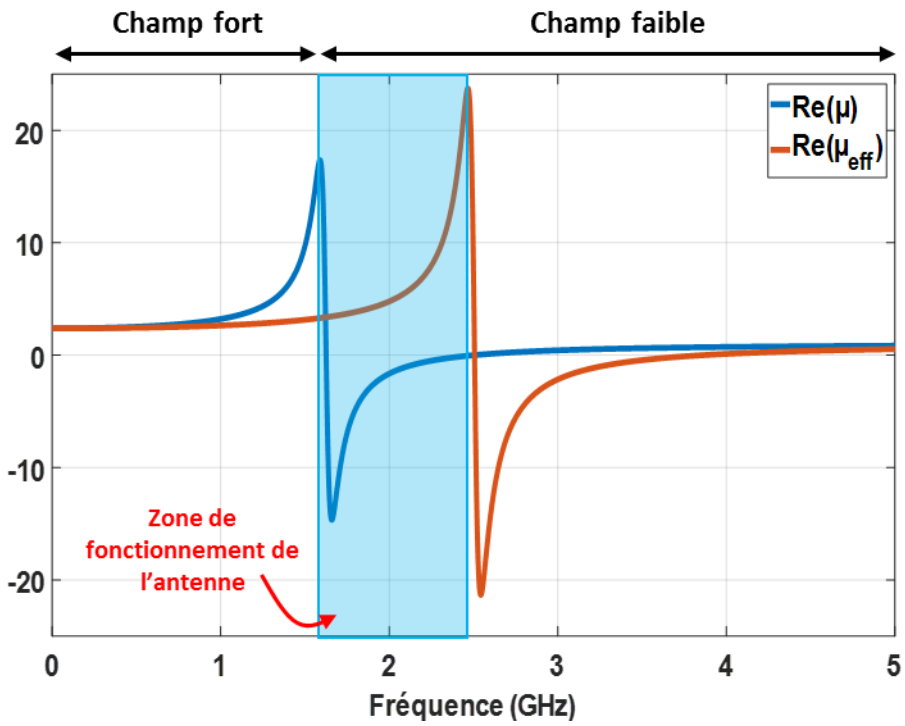


Figure IV.1: Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne ultra-miniature avec un ferrite de type Y39 et un H_i=580Oe.

IV.2.1. Configuration de l'antenne

Lors de l'étude magnétostatique des deux premières antennes mises en œuvre, nous avons constaté que la méthode d'alimentation considérée a affecté l'homogénéité du champ interne au ferrite. En effet, le perçage du substrat a engendré la dégradation du champ interne, principalement au voisinage du trou. Ceci nous a amené à effectuer plusieurs co-simulations MS/EM afin de pallier à cet effet d'inhomogénéité. C'est pourquoi, pour cette nouvelle configuration antennaire nous avons essayé de contourner ce problème en choisissant de placer la sonde d'alimentation à l'extérieur du ferrite.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La Figure IV.2 montre la nouvelle configuration adoptée pour cette antenne. Le substrat ferrite (Y39), de dimensions L_x=6mm, L_y=5.25mm et h=3.5mm, est inséré au niveau d'un plan de masse carré de 20×20mm². Ceci a pour but d'améliorer l'alignement des différents éléments de l'antenne lors de la phase de conception. Comme pour la deuxième antenne réalisée, nous avons choisi un plan de masse composé d'un empilement de deux couches de Rogers (RO4003C) [IV.2], d'épaisseurs 0.508mm et 0.305mm, métallisées avec de fines couches de cuivre (h_{cuivre}=35µm). Des vias métallisés sont également incorporés au niveau de ce PDM. Un élément rayonnant, également constitué de deux couches de RO4003C présentant la même épaisseur (h_{RO}=0.203mm), est placé au-dessus du substrat. A ce patch est soudée l'âme centrale du câble d'alimentation. Pour garantir une meilleure compacité, nous avons considéré un câble coaxial de faibles diamètres telles que $\phi_{âme\text{-}centrale}$=0.29mm, $\phi_{gaine\text{-}interne}$=0.94mm et $\phi_{gaine\text{-}externe}$=1.19mm [IV.3]. D'autres contraintes de fabrication sont prises en considération au cours de la phase de modélisation numérique. En effet, afin d'assurer un bon montage lors de la mise en place du prototype, nous avons « entaillé » le patch afin de bien souder le câble d'alimentation à la structure. De plus, nous avons pris en compte l'effet du convertisseur RF optique qui servira par la suite à mesurer l'aérien dans la chambre anéchoïque.

Il est à noter que le rapport entre les dimensions latérales du ferrite et également la position de la sonde d'alimentation sont ajustées au cours des simulations électromagnétiques pour améliorer les performances de l'antenne en termes d'adaptation, taux d'ellipticité…

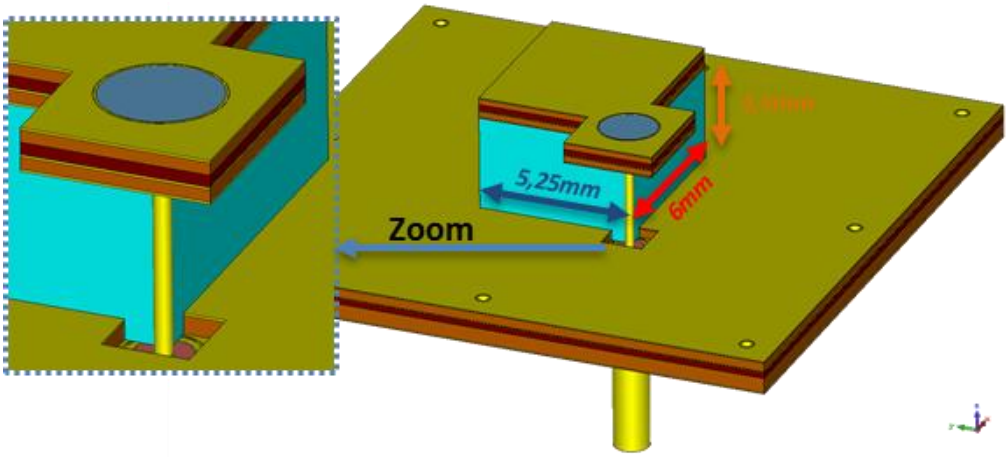


Figure IV.2: Configuration de l'antenne ultra-miniature dans le cas idéal.

Une fois les dimensions des différents éléments constituant l'antenne optimisées, nous procédons à étudier ses performances.

IV.2.2. Etapes de modélisation de l'antenne ultra-miniature à polarisation circulaire

Comme pour les antennes étudiées dans le chapitre précédent, la modélisation de ce nouveau dispositif antennaire passe par trois étapes essentielles. La première consiste à évaluer ses performances dans le cas idéal, c'est-à-dire lorsque le champ magnétique statique parcourant le ferrite est homogène et constant en tout point du matériau. La deuxième étape consiste à ajouter des aimants permanents à la structure antennaire afin d'étudier sa réponse dans le cas réel, c'est-à-dire lorsque le champ interne délivré est non-uniforme. C'est ainsi qu'une étude magnétostatique, visant à caractériser la valeur moyenne et l'homogénéité du champ magnétique statique, suivie d'une co-simulation magnétostatique/électromagnétique sera entreprise. Ces différentes étapes seront développées dans les parties suivantes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.2.1. Etude électromagnétique (cas idéal : champ interne homogène)

Pour ce qui est de cette étude, nous considérons l'antenne décrite dans la Figure IV.2. Le ferrite est polarisé par un champ interne idéal constant de valeur 580Oe.

IV.2.2.1.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

Nous représentons l'évolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence découlant de la simulation électromagnétique dans la Figure IV.3.

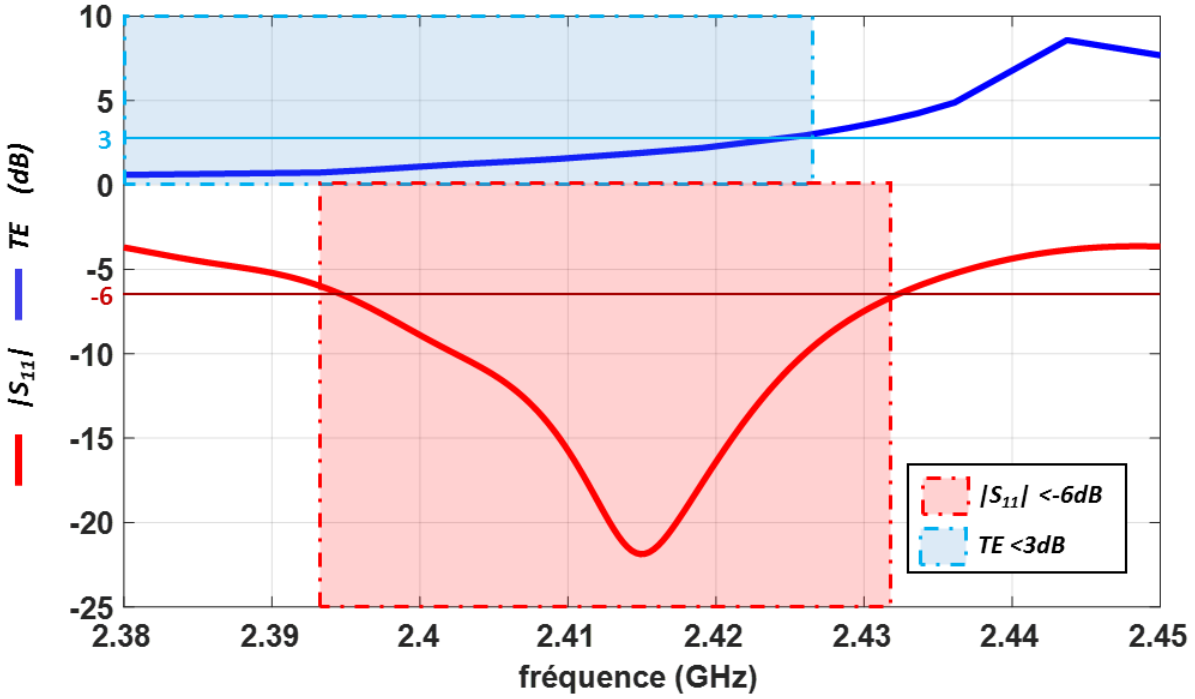


Figure IV.3: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de l'antenne ultra-miniature pour un champ interne constant.

IV.2.2.1.1.1. Coefficient de réflexion

Plusieurs modes peuvent apparaître dans cette zone vu la variation rapide du μ_{eff}. A cet effet, nous ne nous contenterons de représenter que la bande fréquentielle sur laquelle opère l'antenne. Le mode fondamental de l'antenne apparaît à une fréquence de 2.415GHz. L'antenne présente une bonne adaptation, lorsque le $|S_{11}|$ est inférieur à -6dB, sur une bande de 1.7%,

IV.2.2.1.1.2. Taux d'ellipticité

IV.2.2.1.1.2.1. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

L'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, tracé également dans la Figure IV.3, montre une bonne qualité de polarisation circulaire. En effet, à la fréquence centrale du mode, le *TE* est de 1.9dB. De plus, il demeure au-dessous de 3.9dB sur toute la bande où le $|S_{11}|$ est inférieur à -6dB.

Certes le *TE* est supérieur à 3dB sur le haut de la bande d'adaptation de l'antenne cependant, il demeure satisfaisant étant donné le caractère ultra-miniature de l'antenne. Lors de la co-simulation MS/EM (c'est-à-dire dans le cas réel), nous allons chercher à l'améliorer en agissant sur le champ interne étant donné que dans cette zone de fonctionnement, la moindre variation

Licence CC BY-NC-ND 3.0

du champ entraine la variation du μ_{eff} et par conséquent la modification des performances de l'antenne.

IV.2.2.1.1.2.2. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de *θ*

Outre l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, nous nous intéressons à caractériser la qualité de polarisation du mode en fonction de *θ*. Ainsi, nous rapportons dans la Figure IV.4 la répartition angulaire du taux d'ellipticité suivant différents plans de coupe selon *φ* (*φ*=0°, *φ*=45°, *φ*=90° et *φ*=135°). De cette figure, nous pouvons noter que le *TE* est inférieur à 3dB sur un intervalle angulaire qui s'étend de –33° jusqu'à +30°.

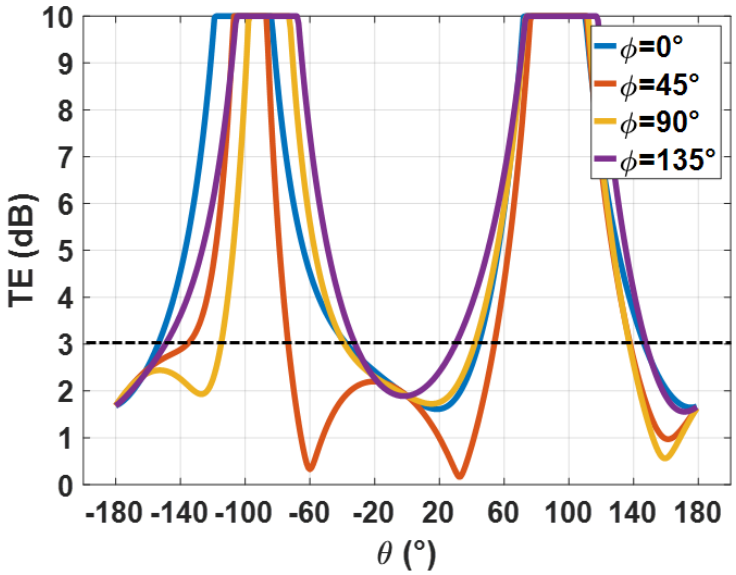


Figure IV.4: Taux d'ellipticité en fonction de *θ* suivant les plans de coupe *φ*=0°, *φ*=45°, *φ*=90° et *φ*=135° à la fréquence centrale du mode pour un champ interne homogène.

IV.2.2.1.2. Caractère miniature de l'antenne

Afin de souligner le caractère miniature de l'antenne, nous évaluons ses dimensions en fonction de la longueur d'onde. A la fréquence centrale du mode, le résonateur de l'aérien, constitué du substrat ferrite et de l'élément rayonnant, présente des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{23.7} \times \frac{\lambda_0}{20.7} \times \frac{\lambda_0}{29.5}$. A partir de ce calcul, nous parvenons à la conclusion que l'antenne est bien ultra-miniature sur son mode à 2.415GHz. En effet, ceci est expliqué par le fait que μ_{eff} sur ce mode est très supérieur à l'unité (Re(μ_{eff})=20).

Nous pouvons également calculer la taille globale de l'aérien, en intégrant le plan de masse et les aimants, en admettant le rayon de la plus petite sphère l'entourant. Pour *r*=14.1, la structure antennaire présente un encombrement de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{8.8}$ à la fréquence centrale du mode (2.415GHz).

IV.2.2.1.3. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement

Afin de souligner le rendement de l'antenne en termes de rayonnement, nous nous intéressons au diagramme de rayonnement en gain réalisé ainsi qu'à l'efficacité sur le mode de l'antenne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.2.1.3.1. Diagramme de rayonnement en gain réalisé

D'après le diagramme représenté dans la Figure IV.5, nous pouvons constater que le rayonnement de l'antenne sur son mode de fonctionnement est maximal dans l'axe et donc correspond bien, comme souhaité, à un rayonnement d'un patch.

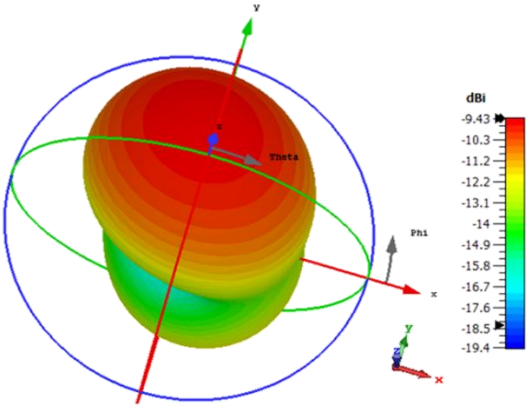


Figure IV.5: Diagramme de rayonnement en gain réalisé de l'antenne ultra-miniature à sa fréquence centrale pour un champ interne homogène.

IV.2.2.1.3.2. Efficacité de rayonnement

Nous rapportons dans la Figure IV.6 la répartition fréquentielle de l'efficacité de rayonnement du dispositif antennaire. A la fréquence d'adaptation du mode, l'antenne présente une efficacité de rayonnement de l'ordre de 6%. Ainsi, sur toute la bande d'adaptation de l'antenne à -6dB, cette efficacité demeure supérieure à 4.8%. Hormis le fait que cette nouvelle antenne est plus compacte que celles mises en œuvre précédemment et que comme discuté dans le premier chapitre la miniaturisation d'une antenne se fait au détriment de son efficacité, une telle dégradation du rayonnement reste à justifier. Les causes de ce faible rendement en rayonnement doivent donc être investiguées en effectuant des simulations supplémentaires.

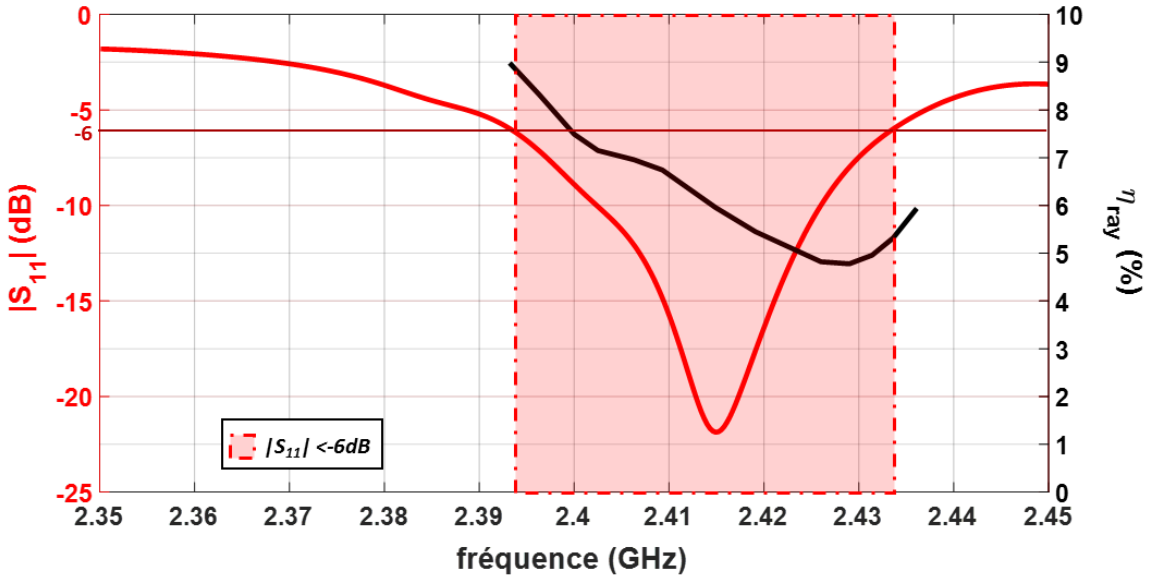


Figure IV.6: Evolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence de l'antenne ultra-miniature pour un champ interne homogène.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Etude de la dégradation de l'efficacité de rayonnement de l'antenne

Nous avons montré dans les chapitres précédents que les pertes magnétiques influencent énormément le rayonnement d'une antenne à ferrite. Pour ce qui est de notre antenne, une très faible efficacité est obtenue sur son mode de fonctionnement. De ce fait, nous allons caractériser l'effet de ces pertes sur l'efficacité à travers une étude paramétrique de la tangente de pertes magnétiques $tg\delta_\mu$.

Nous allons faire une hypothèse simplificatrice en considérant le ferrite comme étant un matériau magnéto-diélectrique isotrope de permittivité ε_r=14.6 et de perméabilité μ_r=20, qui correspond à la partie réelle du μ_{eff} à la fréquence de résonance du mode. Nous nous intéressons aux pertes magnétiques du matériau en négligeant les pertes diélectriques et métalliques en assignant une tangente de pertes diélectriques nulle au matériau et en remplaçant les plaques métalliques constituant le patch et le plan de masse par des conducteurs électriques parfaits (PEC). La tangente de pertes magnétiques est donnée par le rapport entre la partie imaginaire et réelle de la perméabilité du matériau. A cet effet, nous relevons Re(μ_{eff}) et Im(μ_{eff}) à la fréquence de travail de l'aérien et nous calculons leur rapport. A 2.415GHz, Re(μ_{eff})=20 et Im(μ_{eff})=1.3 ce qui nous donne un rapport de l'ordre de 0.07. Nous considérons ce rapport et nous prenons d'autres valeurs de $tg\delta_\mu$ pour mieux discerner leur influence sur le rayonnement de l'aérien.

La Figure IV.7 montre l'évolution de l'efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs de $tan\delta_\mu$. A partir de ces graphes, nous pouvons noter qu'un maximum de rayonnement est obtenu lorsque la tangente de pertes magnétiques est nulle. Plus cette grandeur augmente plus l'efficacité se dégrade. Nous pouvons observer, de la courbe relative à $tan\delta_\mu$=0.07 que l'efficacité de rayonnent est de l'ordre de 5% à 2.415GHz. Par conséquent, nous pouvons parvenir à la conclusion que travailler dans la zone entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff} permet, certes, d'améliorer la compacité de l'aérien mais dégrade son efficacité de rayonnement à cause des fortes pertes magnétiques.

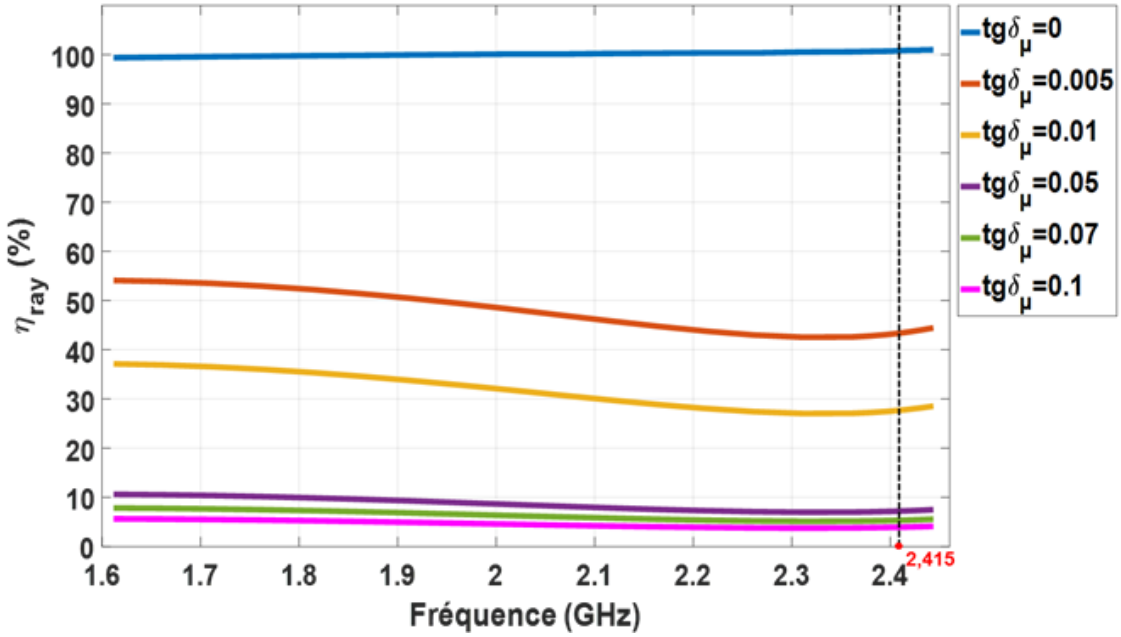


Figure IV.7: Etude paramétrique de l'effet de la tangente de pertes magnétiques sur l'efficacité de rayonnement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Une fois l'étude de la réponse électromagnétique de l'antenne achevée, nous ajoutons maintenant les aimants permanents à la structure afin de nous rapprocher de l'expérimentation. Le paragraphe suivant sera alors dédié à l'étude de l'aérien dans le cas où le ferrite est polarisé par un champ statique non-homogène délivré par ces aimants.

IV.2.2.2. Etude magnétostatique (cas réel : évaluation de l'homogénéité du champ interne)

Nous intégrons les aimants permanents à la structure antennaire comme le montre la Figure IV.8. Le premier présente les mêmes dimensions latérales que le substrat ferrite. Il est placé au-dessus de l'élément rayonnant. Lors de la réalisation des deux premières antennes, il s'est avéré que l'alignement de l'aimant du bas avec le reste des éléments de l'antenne est assez délicat. Ceci était dû à sa géométrie cylindrique. Pour remédier à ce problème, nous avons changé la forme de cet aimant pour cette nouvelle configuration. Nous avons donc considéré un aimant carré de 18×18mm² placé au-dessous du plan de masse. Cet aimant présente un trou de diamètre 5mm permettant l'insertion du câble d'alimentation. Bien que nous ayons évité de percer le ferrite, le perçage de l'aimant du bas demeure inévitable. Nous introduisons de plus deux plaques de Steel afin de parfaire l'homogénéité du champ magnétique. La première, de 0.5mm d'épaisseur, est placée entre le patch et l'aimant supérieur. Quant à la deuxième, elle est constituée de deux couches (h_{Steel1}=1mm et h_{Steel2}=0.5mm), collées par de la résine. Cette dernière est insérée entre le plan de masse et l'aimant du bas.

Une série de simulations magnétostatiques est effectuée afin d'optimiser l'épaisseur et les paramètres magnétiques (B_r et H_c) des deux aimants.

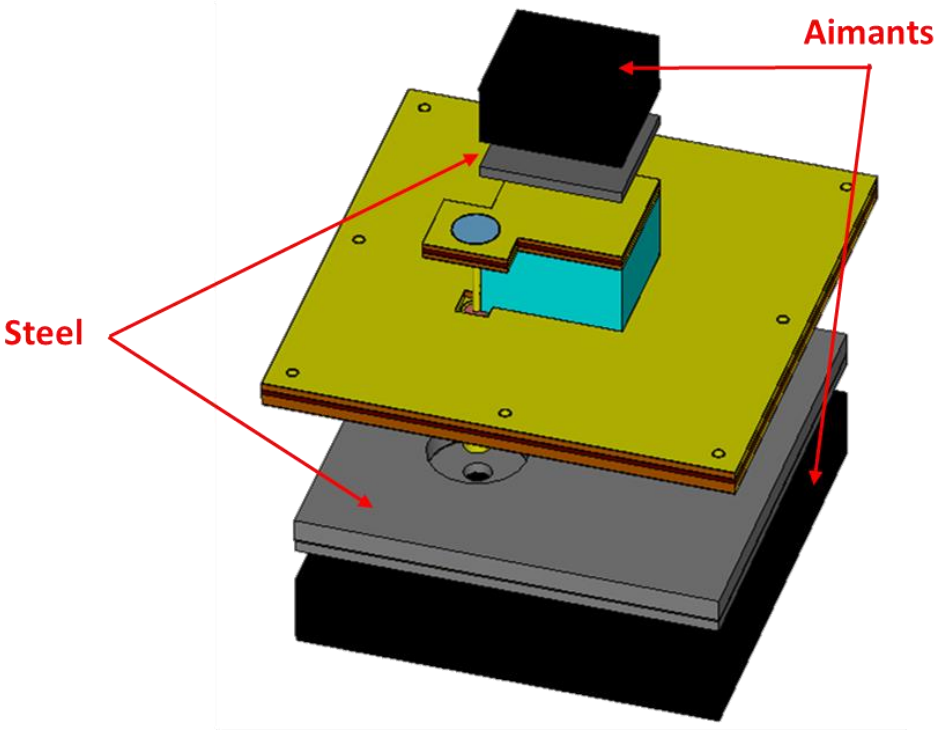


Figure IV.8: Configuration finale de l'antenne ultra-miniature.

IV.2.2.2.1. Champ magnétique délivré par les aimants

Cette partie vise alors à déterminer les caractéristiques géométriques et magnétiques des aimants à utiliser afin de retrouver le champ interne souhaité. A cet effet, nous allons

Licence CC BY-NC-ND 3.0

commencer par étudier l'évolution spatiale du champ délivré par ces aimants en considérant tous les autres éléments de l'antenne comme étant de l'air.

La Figure IV.9 montre la répartition du champ délivré par les aimants au milieu de l'entrefer. De cette figure, nous pouvons constater (en comparant à la Figure III.27) qu'éviter de percer un trou au niveau du substrat ferrite a amélioré l'homogénéité du champ magnétique au niveau de l'entrefer.

En effet, le champ est quasi uniforme au milieu de l'entrefer excepté à proximité du trou percé au niveau de l'aimant du bas. Avec cette nouvelle configuration, en plaçant la sonde d'alimentation à l'extérieur du ferrite, nous avons limité la non-homogénéité du champ magnétique au niveau de l'entrefer. Cependant, ce problème d'homogénéité persiste encore étant donné que nous sommes contraints de percer l'aimant du bas afin d'insérer la sonde d'alimentation. Le champ délivré par les aimants, rapporté dans la Figure IV.9, représente le champ final obtenu par une simulation magnétostatique de la structure. Ce champ a été ajusté, en tenant compte de l'effet de sa non-homogénéité, afin de retrouver les performances de l'antenne du cas idéal.

De la Figure IV.9, il apparaît que ce champ présente une valeur moyenne de 1100Oe et décroît jusqu'à 900Oe au voisinage du trou de l'aimant. Pour cette simulation magnétostatique, le premier aimant choisi (Aimant 1 de la Figure IV.9), est de type *Ceramic* (*C8*) [IV.4] et présente une épaisseur de 2.8mm. Quant au deuxième (Aimant 2 de la Figure IV.9), il est de type *Samarium Cobalt* (*Sm2Co17*) [IV.4] avec une épaisseur de 3.2mm.

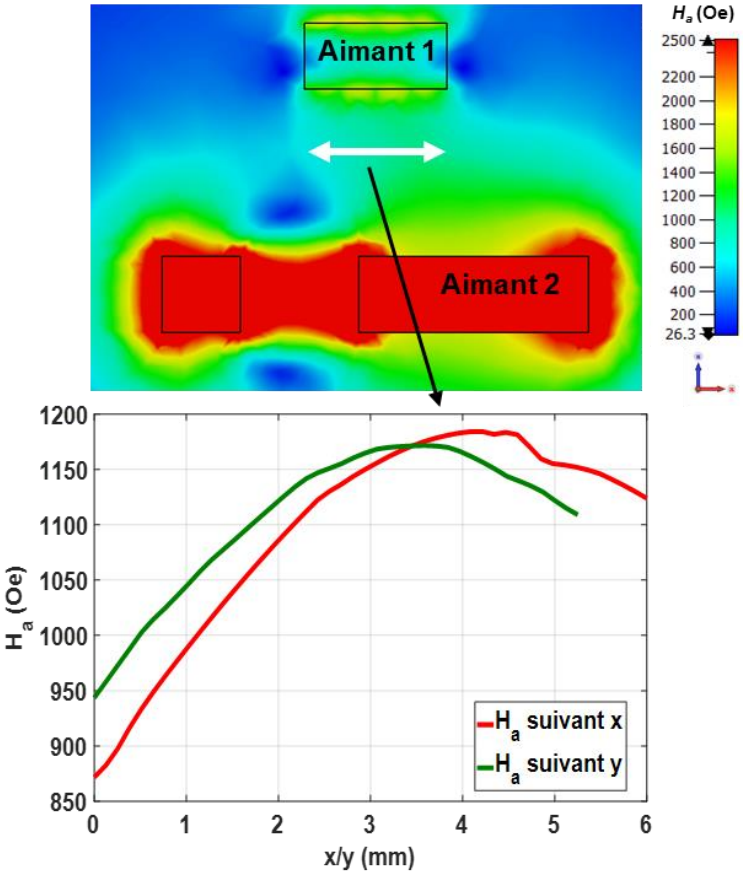


Figure IV.9: Répartition du champ appliqué suivant *x* et *y* au milieu de l'entrefer.

Une fois ce champ déterminé, nous ajoutons les différents éléments de l'antenne et nous évaluons le champ interne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.2.2.2. Champ interne

Nous nous intéressons maintenant à l'évolution du champ interne suivant les plans *x*=0 et *y*=0 au milieu du ferrite et en considérant tous les éléments constituant l'aérien c'est-à-dire en insérant le ferrite dans l'entrefer.

La Figure IV.10 montre la distribution du champ magnétique interne au milieu du substrat suivant les axes *x* et *y*. De ces tracés, nous pouvons noter que le champ interne est assez homogène au milieu du ferrite et présente une valeur moyenne de 570Oe. Nous pouvons constater une légère décroissance du champ au voisinage du trou percé au niveau de l'aimant du bas. L'effet de cette inhomogénéité sera pris en considération lors de la co-simulation magnétostatique/électromagnétique.

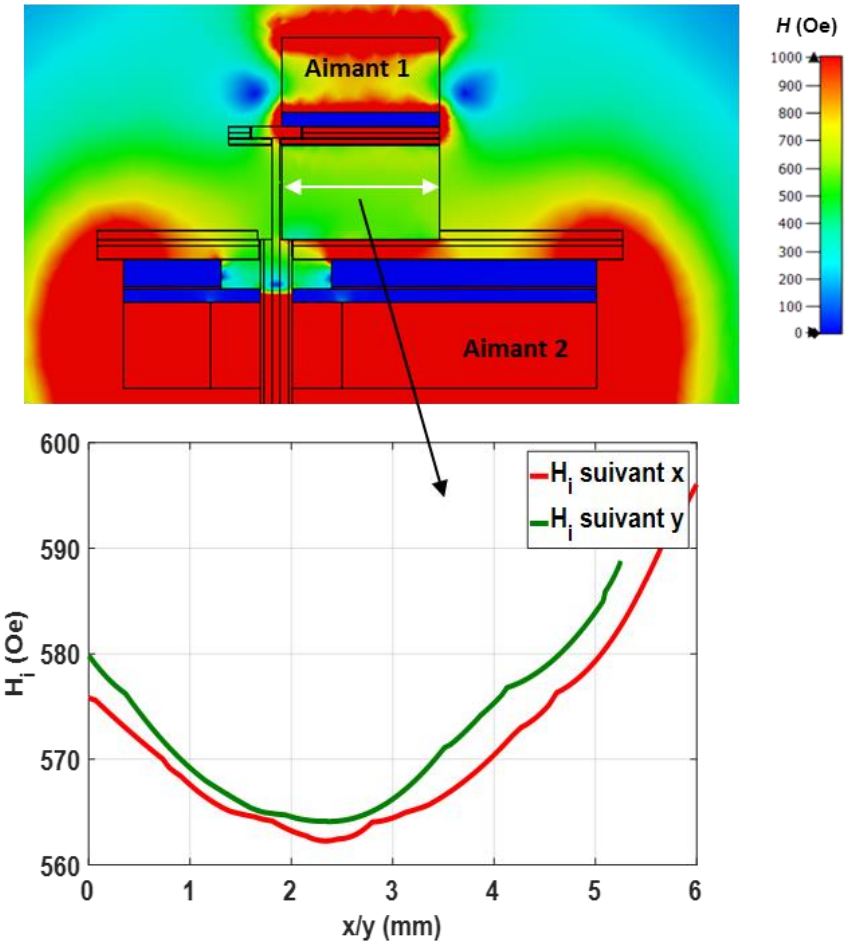


Figure IV.10: Distribution du champ interne au milieu du ferrite suivant *x* et *y*.

Une fois le champ interne optimisé, la dernière étape de modélisation numérique de l'antenne repose sur la prise en considération de ce champ afin de déterminer la réponse de l'aérien dans le cas réel.

IV.2.2.3. Co-simulation magnétostatique/électromagnétique

En considérant le champ réel délivré par les aimants choisis, nous effectuons une co-simulation magnétostatique/électromagnétique. Afin de retrouver les performances de l'antenne du cas idéal, nous ajustons la position de la sonde.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.2.3.1. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

De même que pour l'étude dans le cas idéal, nous traçons la répartition fréquentielle du coefficient de réflexion de l'antenne et du taux d'ellipticité, sur le même graphe. Nous ne nous intéressons qu'à la région qui s'étend entre la gyrorésonance magnétique et la résonance du μ_{eff} comme le montre la Figure IV.11.

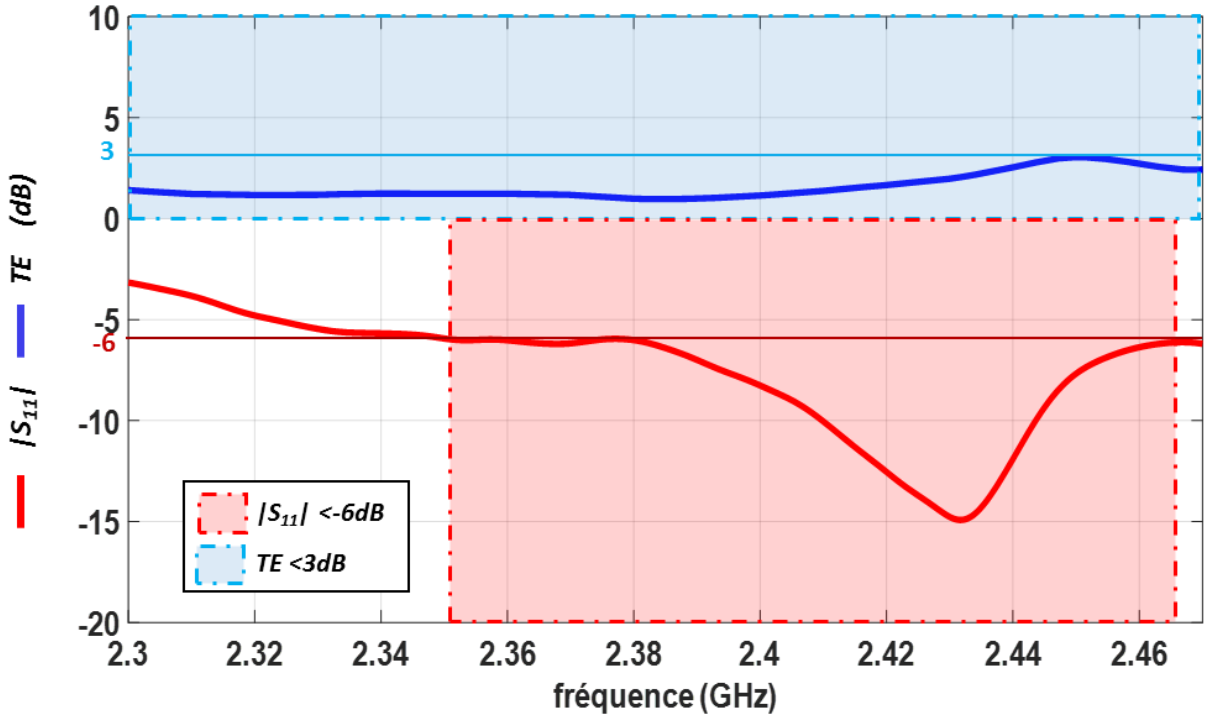


Figure IV.11: Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité en fonction de la fréquence de l'antenne ultra-miniature lorsque le ferrite est polarisé par un champ magnétique non-homogène.

IV.2.2.3.1.1. Coefficient de réflexion

La Figure IV.11 montre que nous retrouvons bien un mode à 2.43GHz situé entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff}. Sur ce mode l'antenne est bien adaptée à -6dB sur une bande passante de 4.5%. Un léger décalage fréquentiel est observé entre la simulation en champ idéal et en champ réel, il est dû à la non-homogénéité du champ interne dans certaines zones.

IV.2.2.3.1.2. Taux d'ellipticité

IV.2.2.3.1.2.1. Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

A la fréquence centrale du mode, la Figure IV.11 montre que le taux d'ellipticité est de l'ordre de 2.05dB. En outre, nous pouvons constater que ce *TE* est inférieur à 3dB sur toute la bande d'adaptation de l'antenne à -6dB. Cette large bande passante de *TE*, de l'ordre de 4.5%, est obtenue grâce à une bonne optimisation de la position de la sonde d'alimentation et également du champ magnétique réel dans le substrat ferrite.

IV.2.2.3.1.2.2. Taux d'ellipticité en fonction de θ

Outre la caractérisation du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence, nous caractérisons également la plage angulaire sur laquelle il est inférieur à 3dB. A cet effet, nous traçons sur la

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure IV.12 le *TE* en fonction de θ suivant différents plans de coupe selon φ (φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135°).

Selon cette figure, il apparait qu'à la fréquence centrale du mode, l'antenne présente une bonne qualité de polarisation circulaire pour un θ variant de -13° à +19°.

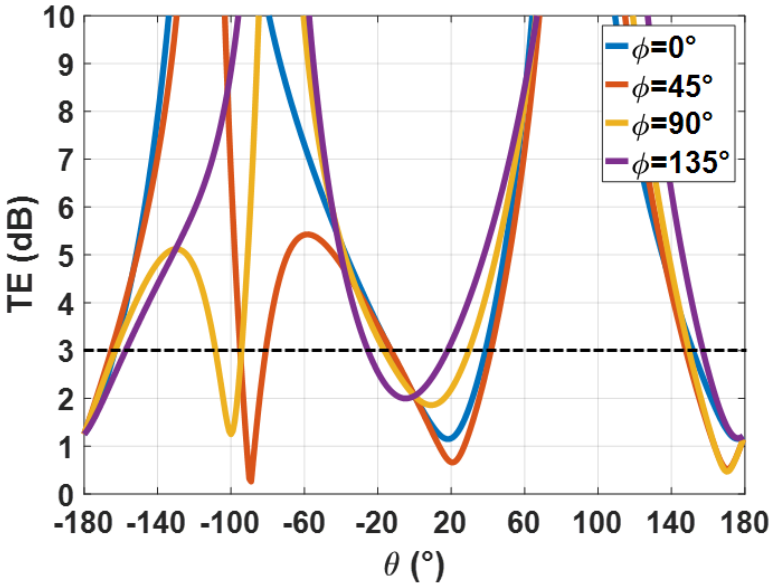


Figure IV.12: Taux d'ellipticité en fonction de θ suivant les plans de coupe φ=0°, φ=45°, φ=90° et φ=135° à la fréquence centrale du mode pour un champ interne non-homogène.

IV.2.2.3.2. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement

Nous nous intéressons maintenant à caractériser le rayonnement de l'antenne. A cet effet, nous allons examiner son diagramme de rayonnement en gain réalisé et également son efficacité de rayonnement à la fréquence centrale du mode.

IV.2.2.3.2.1. Diagramme de rayonnement en gain réalisé

Suivant le diagramme de rayonnement, donné par la Figure IV.13, nous pouvons remarquer qu'il dépointe légèrement mais le rayonnement demeure dans l'axe de la structure antennaire ce qui prouve qu'il s'agit bien d'un mode de patch.

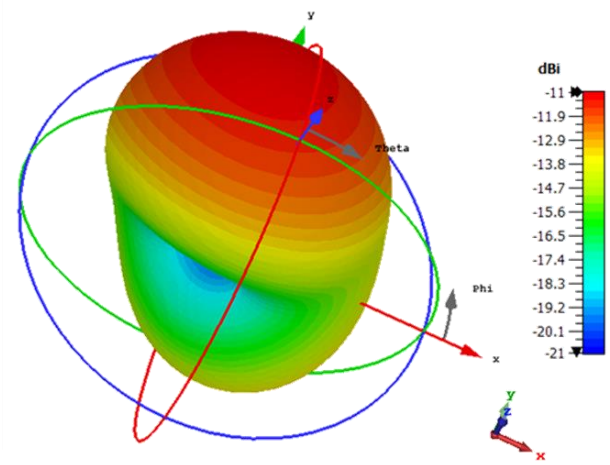


Figure IV.13: Diagramme de rayonnement en gain réalisé de l'antenne à 2.43GHz pour un H_i non-homogène.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.2.3.2.2. Efficacité de rayonnement

Nous regroupons l'évolution de l'efficacité de rayonnement et du coefficient de réflexion sur le même tracé comme le montre la Figure IV.14. Comme illustré dans cette représentation, nous pouvons constater que l'antenne ne rayonne que 4.5% de l'énergie qu'elle reçoit à la fréquence de résonance du mode. Cette efficacité de rayonnement demeure supérieure à 4.4% sur toute la bande où le $|S_{11}|$ est inférieur à -6dB. Cette faible efficacité de rayonnement est, comme expliqué dans le paragraphe précédent, due aux pertes magnétiques qui influencent énormément le rayonnement de l'antenne dans cette zone.

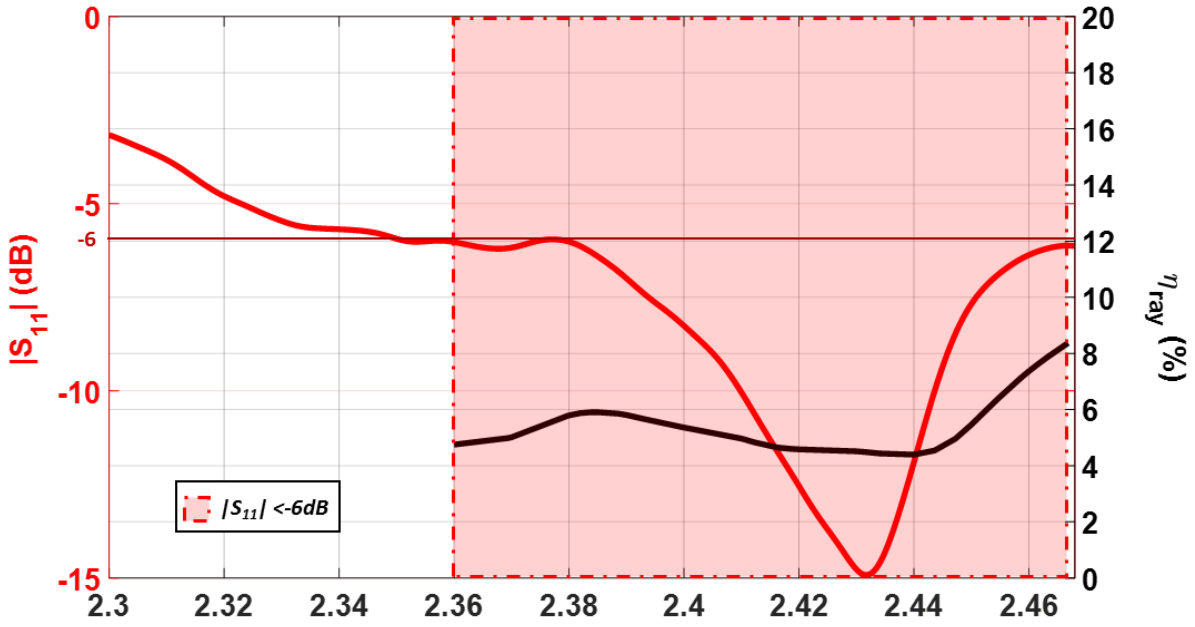


Figure IV.14: Efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour un champ interne non-homogène.

IV.2.2.4. Validation expérimentale

A l'issue des simulations numériques, nous allons procéder à la réalisation d'un prototype afin de valider les résultats théoriques obtenus. Dans ce contexte, cette partie sera consacrée d'une part à la présentation du montage de l'antenne et d'autre part à l'évaluation de ses performances. Une comparaison entre les résultats de simulation et de mesure du prototype sera également conduite. Avant d'entamer toute mesure, il est primordial d'évaluer le champ délivré par les aimants commandés.

IV.2.2.4.1. Champ délivré par les aimants

La mesure du champ procuré par les aimants permanents est faite de la même façon que précédemment. Nous plaçons les deux aimants de part et d'autre d'un support en Rohacell qui nous permet de créer l'entrefer. Ensuite, nous mesurons le champ magnétique au milieu à l'aide du gaussmètre. Nous déplaçons manuellement la sonde de mesure de l'appareil afin de mesurer latéralement la valeur du champ. Cette mesure est indicative, sa précision est difficile à évaluer. La Figure IV.15 montre une comparaison du champ magnétique mesuré et du champ simulé au milieu de l'entrefer et suivant la composante *x*. De cette figure, nous pouvons noter que le champ mesuré varie, approximativement, de 850Oe jusqu'à 1250Oe. Ainsi, il est en bonne concordance avec celui issu de l'étude magnétostatique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

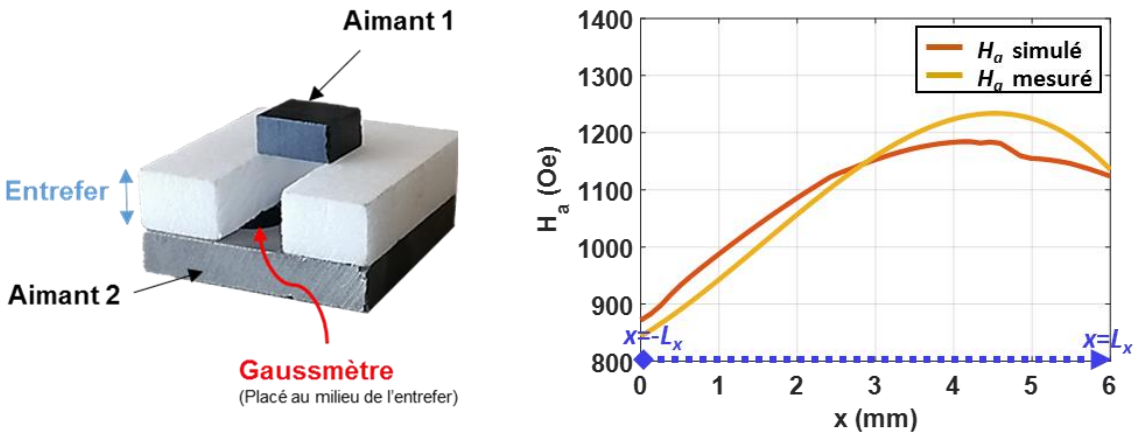


Figure IV.15: Méthode de mesure du champ délivré par les aimants permanents et comparaison avec le champ magnétique simulé.

IV.2.2.4.2. Résultats de mesure

Dans cette partie nous présenterons, dans un premier temps, le prototype mis en œuvre tout en soulignant les différentes étapes de l'assemblage. Ensuite, nous étalerons ses performances et nous les comparerons à celles obtenues lors des simulations numériques.

IV.2.2.4.2.1. Configuration du prototype mesuré

La Figure IV.16 décrit le montage final de l'antenne.

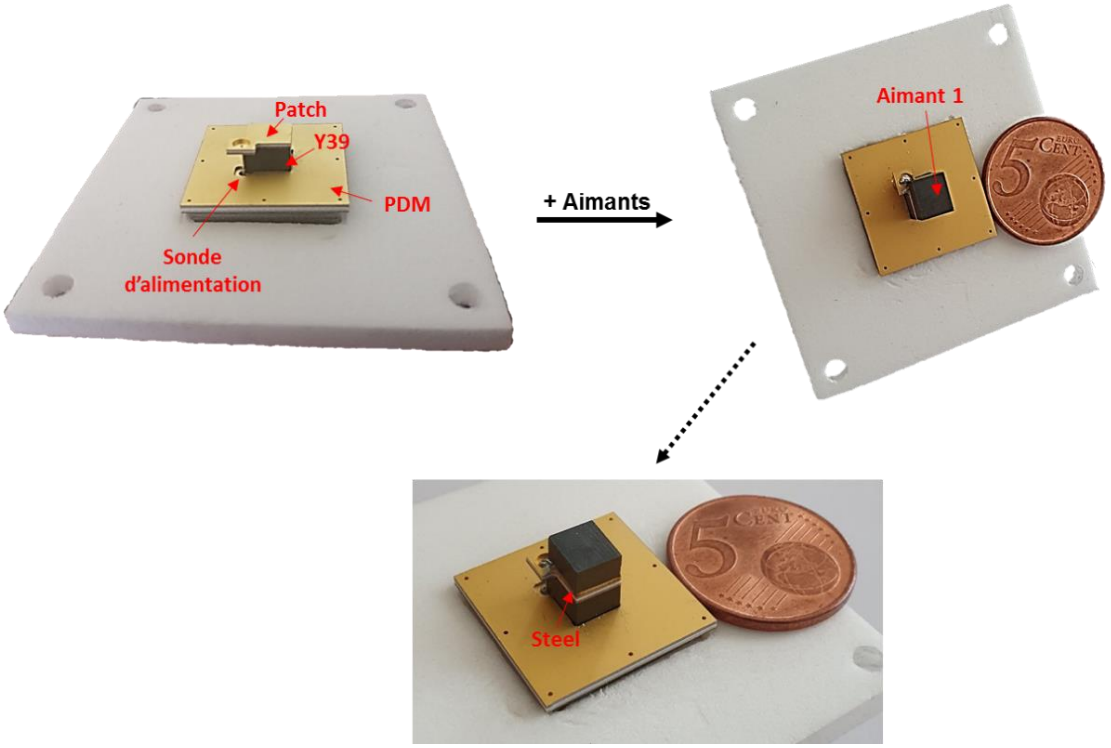


Figure IV.16: Configuration du prototype réalisé.

Nous avons commencé par aligner l'aimant du bas avec la plaque de Steel inférieure et le plan de masse à l'aide d'un support en Rohacell. Nous avons ensuite inséré le câble d'alimentation

Licence CC BY-NC-ND 3.0

que nous avons collé avec de la colle conductrice [IV.5] au PDM. L'âme centrale de ce câble a été, par la suite, soudée à l'élément rayonnant placé au-dessus du substrat ferrite. Enfin, nous avons ajusté l'alignement de l'aimant supérieur et de la deuxième plaque de Steel avec le reste des éléments du dispositif antennaire moyennant un deuxième support en Rohacell. Les deux supports en Rohacell sont, ensuite, assemblés.

De même que pour la mesure des deux autres prototypes réalisés, nous mesurons l'antenne dans la chambre anéchoïque. Cette mesure est faite à l'aide du convertisseur RF optique afin de limiter une éventuelle perturbation du rayonnement de l'antenne causée par les câbles RF de mesure (Figure IV.17) [IV.6].

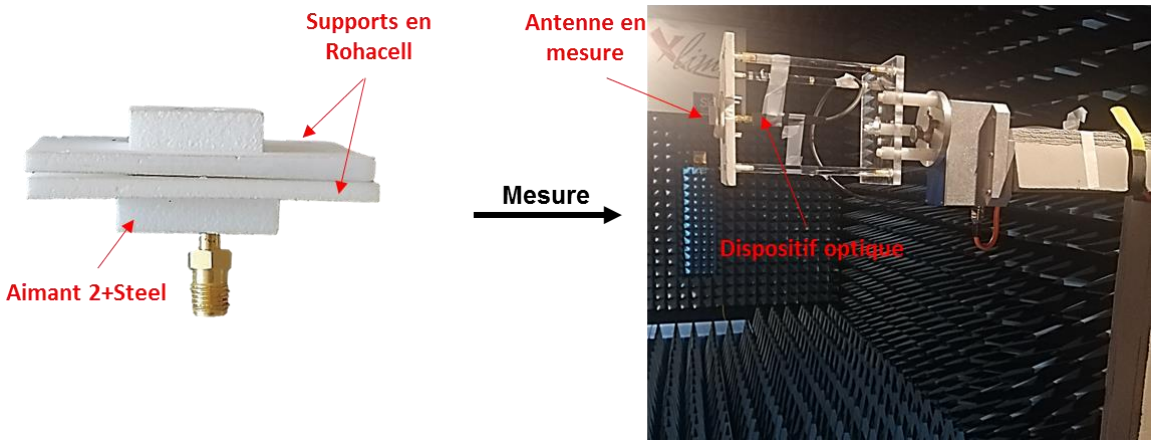


Figure IV.17: Antenne en cours de mesure dans la chambre anéchoïque.

IV.2.2.4.2.2. Coefficient de réflexion et taux d'ellipticité

Sur la Figure IV.18 nous représentons l'évolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité, en fonction de la fréquence, issus de la mesure du prototype.

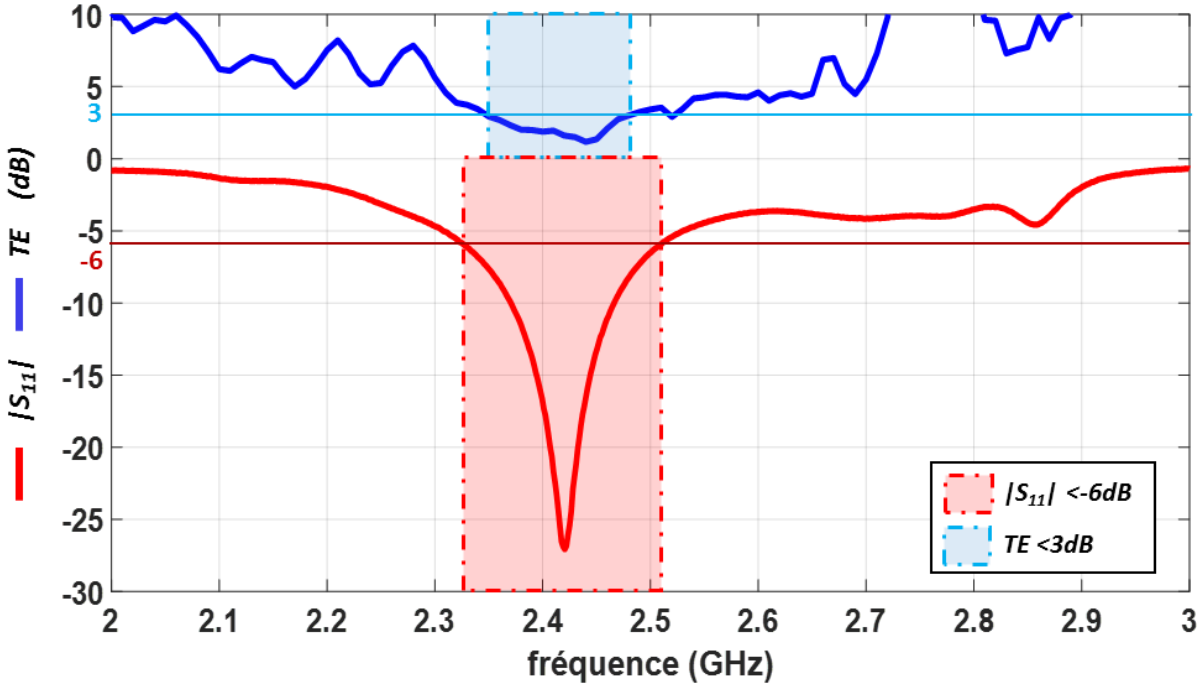


Figure IV.18: Evolution du coefficient de réflexion et du taux d'ellipticité mesurés en fonction de la fréquence.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

De cette figure, nous pouvons recenser le mode de l'antenne à 2.42GHz. L'aérien est bien adapté à -6dB sur une bande passante de 7.5%. Quant au taux d'ellipticité, il est de 1.6dB à la fréquence centrale du mode. De plus, une bonne qualité de polarisation circulaire (*TE*<3dB) est observée sur une bande fréquentielle de 5.3%. Ainsi, le *TE* demeure inférieur à 3.7dB sur toute la bande d'adaptation de l'antenne ($|S_{11}|$<-6dB). Nous pouvons également constater que, sur toute la bande d'adaptation à -10dB, l'aérien présente un *TE* inférieur à 2.7dB, sur une plage fréquentielle de l'ordre de 4%.

IV.2.2.4.2.2.1. Diagramme en gain réalisé et efficacité de rayonnement

Nous évaluons le rayonnement de l'antenne en rapportant son diagramme de rayonnement en gain réalisé comme le montre la Figure IV.19.

De cette figure, nous pouvons observer que le diagramme dépointe légèrement, comme dans la co-simulation MS/EM, mais il correspond bien à celui d'une antenne patch.

Quant à l'efficacité de rayonnement, l'antenne rayonne 4.2% de l'énergie qu'elle reçoit à la fréquence centrale du mode.

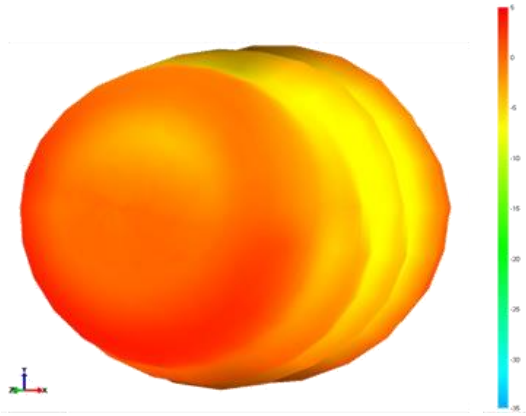


Figure IV.19: Diagramme de rayonnement en gain réalisé mesuré à la fréquence centrale du mode.

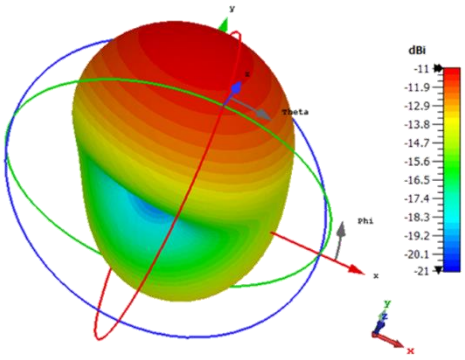
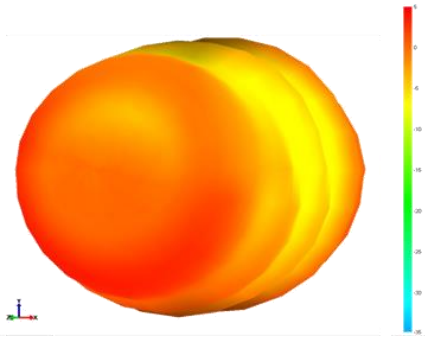
IV.2.2.4.3. Comparaison des résultats de simulation et de mesure

Dans cette partie, nous nous intéressons à évaluer la concordance des résultats obtenus au cours de la phase de simulation numérique (dans le cas réel) avec ceux issus de la mesure du prototype. A cet effet, nous répertorions les différents paramètres de l'aérien dans le Tableau IV.1.

Tableau IV.1: Comparaison des résultats de simulations et de mesure de l'antenne ultra-miniature.

	Co-simulation MS/EM	Mesure
Fréquence de travail (f_r)	2.43GHz	2.42GHz
TE (φ=0°, θ=0°) à f_r	2.05dB	1.6dB
TE ($\|S_{11}\|$<-6dB)	<3dB	<3.7dB
η_{ray} à f_r	4.5%	4.2%

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Diagramme de rayonnement		

A partir de ce tableau, la comparaison des deux fréquences de travail montre une bonne cohérence entre mesure et simulation. En effet, un faible pourcentage d'erreur, de l'ordre de 0.4%, est obtenu. Ce léger shift fréquentiel est probablement dû aux éventuelles non-uniformités du champ magnétique délivré par les aimants commandés. En effet, comme discuté précédemment, il est difficile d'estimer parfaitement le champ procuré par ces aimants lors des phases de simulation et de mesure.

Quant à la qualité de polarisation circulaire, dans les deux cas l'antenne présente un *TE* inférieur à 3dB dans l'axe (2.05dB en co-simulation et 1.6dB en mesure) à la fréquence centrale du mode. Sur la bande d'adaptation à -6dB de l'antenne, une légère dégradation du *TE* est observée en mesure (<3.7dB), cependant ce taux demeure satisfaisant pour une antenne ultra-miniature. Il est inférieur à 3dB entre 2.35GHz et 2.48GHz.

En ce qui concerne l'efficacité de rayonnement, elle est voisine de 4.5% en simulation et de 4.2% en mesure. Comme nous l'avons démontré précédemment, ces faibles valeurs de η_{ray} sont dues aux fortes pertes magnétiques du ferrite dans la zone entre la gyrorésonance et la résonance du μ_{eff}.

La comparaison du diagramme de rayonnement en gain réalisé montre que dans les deux cas (co-simulation et mesure) le rayonnement de l'antenne dépointe légèrement mais demeure celui d'une antenne patch.

Pour conclure, dans cette première partie du chapitre, nous avons modélisé une antenne ultra-miniature à polarisation circulaire fonctionnant entre la résonance du μ et du μ_{eff}. Nous avons, par la suite, validé les résultats de simulation par la réalisation et la mesure d'un prototype. Au cours de l'étude menée dans cette partie, nous avons pu conclure que modéliser une antenne fonctionnant dans cette zone permet de réduire considérablement ses dimensions et d'avoir un rayonnement à polarisation circulaire. Cependant, l'inconvénient majeur réside dans les fortes pertes magnétiques qui sont assez élevées dans cette région détériorant ainsi l'efficacité de rayonnement de l'aérien.

La dernière zone de fonctionnement qu'il nous reste à caractériser est celle dans laquelle μ_{eff} est négatif. C'est dans ce contexte que s'inscrit la dernière partie du chapitre.

IV.3. Modélisation d'une antenne opérant dans la zone où le μ_{eff} est négatif

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude de la dernière zone de fonctionnement non-traitée au cours de nos travaux, qui est la zone où μ_{eff} est négatif. Ainsi, nous nous sommes proposés de modéliser une antenne qui opère dans cette région et d'analyser ses performances en s'appuyant sur l'étude modale établie dans le deuxième chapitre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.3.1. Définition de la zone de fonctionnement de l'antenne

Au cours de l'analyse modale effectuée dans le second chapitre, nous avons caractérisé les modes propres d'une antenne à ferrite en l'assimilant à une cavité résonante cylindrique. Nous avons pu montrer que dans la zone où μ_{eff} est négatif, l'antenne présentait un mode dont la répartition radiale de la composante de champ E_z est donnée par la Figure IV.20. Il ressort de cette figure que le champ est maximal à la périphérie de la cavité mais décroit rapidement à l'intérieur. La faible concentration de ce champ dans le ferrite laisse à croire que les pertes magnétiques pourraient être assez faibles et donc l'efficacité de rayonnement meilleure. A cet effet, nous nous sommes proposés de simuler une antenne à ferrite opérant dans cette zone et d'effectuer une étude paramétrique visant à caractériser l'évolution de l'efficacité de rayonnement du dispositif en fonction du μ_{eff}.

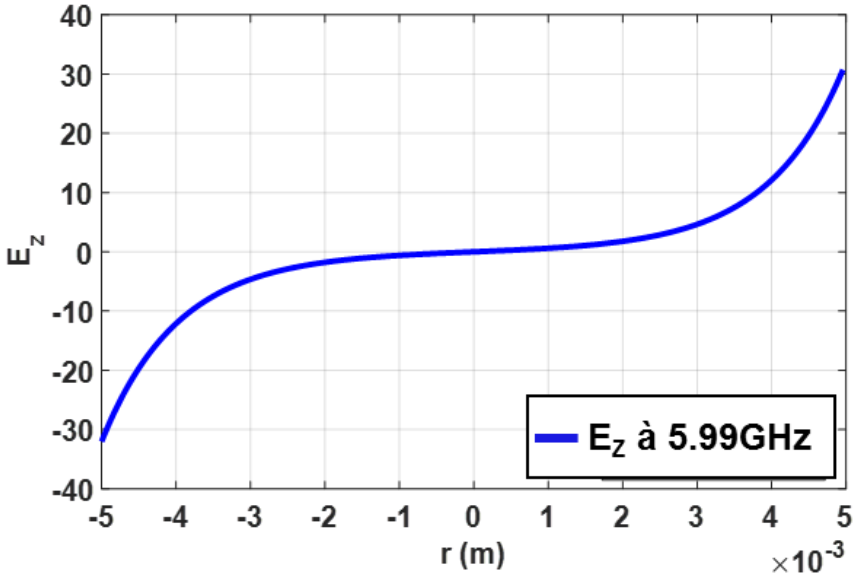


Figure IV.20: Répartition du champ E_z à l'intérieur d'une cavité à ferrite lorsque le μ_{eff} est négatif.

IV.3.2. Etude paramétrique d'une antenne à ferrite en fonction du $\mu_{eff}<0$

Avant d'entamer l'étude paramétrique, il convient de dimensionner l'antenne et de bien choisir le champ interne permettant un fonctionnement dans la zone où le μ_{eff} est négatif. A cet effet, nous considérons l'antenne patch décrite dans la Figure IV.21. Cet aérien consiste en un substrat ferrite de type (Y39), avec $4\pi M_s$=800Gauss, ΔH_{eff}=4Oe, $tg\delta$=2×10^{-4} et ε=14.6. Sur ce substrat, de dimensions L_x=20.4mm, L_y=20.3mm et h=3.5mm, est placé un élément rayonnant de mêmes dimensions. Ce toit métallique est constitué d'un empilement de deux couches de Rogers (RO4003C) métallisées ($h_{métallisation}$=35µm), de même épaisseur 2×0.203mm, collées par du RO4450F. Les deux éléments résonants sont placés sur un plan de masse carré de 30×30mm² qui se compose de deux couches de RO4003C (h_{RO1}=0.508mm et h_{RO2}=0.305mm) superposées.

Lors de notre étude paramétrique, nous allons faire varier le champ interne de 300Oe à 500Oe ce qui correspond à une variation de μ_{eff} de -2.8 à -5.8. En ce qui concerne la position de la sonde, nous pouvons constater à partir de la Figure IV.20 qu'il est judicieux de la placer à la périphérie du ferrite où le champ E_z est maximal.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

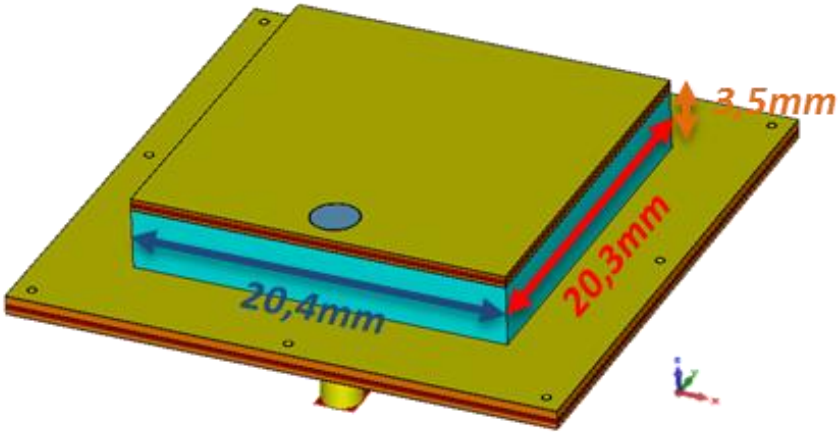


Figure IV.21: Configuration de l'antenne opérant dans la zone où le μ_{eff} est négatif.

Nous considérons alors la structure antennaire donnée par la Figure IV.21 et nous lui assignons un champ uniforme qui varie de 300Oe jusqu'à 500Oe avec un pas de 50Oe. Pour chaque valeur de champ, nous relevons la fréquence de résonance du mode, son efficacité de rayonnement et également la partie réelle de sa perméabilité effective.

Les Figure IV.22 et Figure IV.23 montrent l'évolution de la fréquence de résonance et de la partie réelle du μ_{eff} pour les différentes valeurs de H_i. A partir de ces résultats nous pouvons observer que plus le champ augmente, plus la fréquence du mode augmente et plus la valeur de Re(μ_{eff}) diminue. Nous pouvons classer les résultats issus de ces graphes dans le Tableau IV.2 afin de souligner l'effet de la diminution du μ_{eff} sur l'efficacité de rayonnement des modes et notamment sur la compacité de l'aérien.

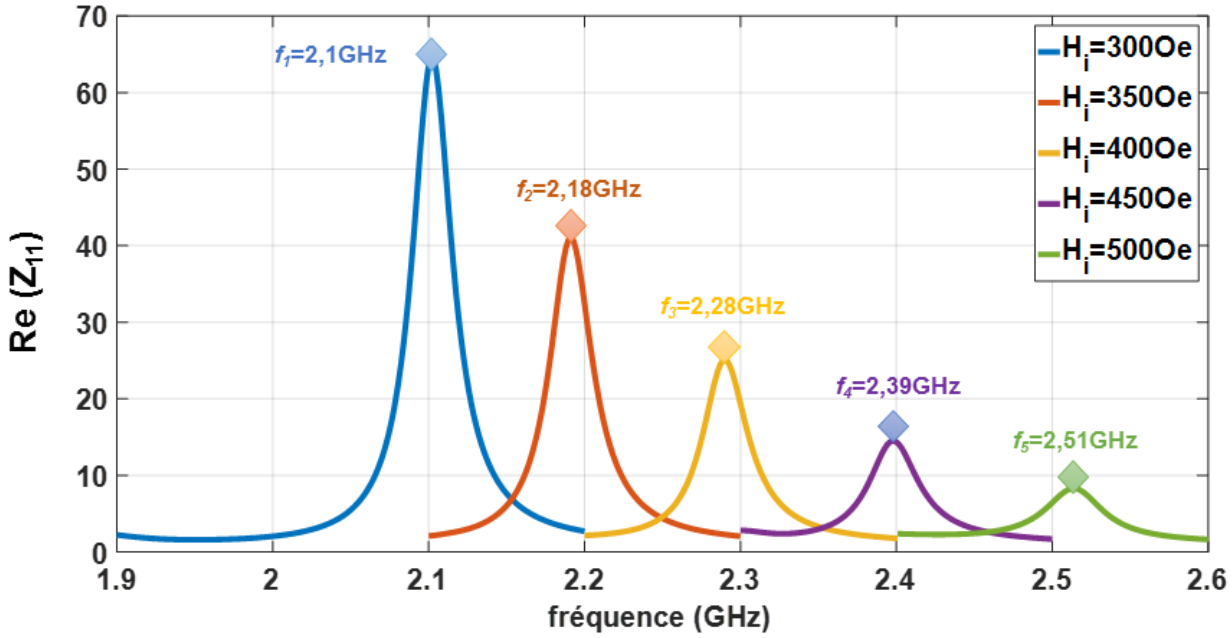


Figure IV.22: Evolution de la partie réelle de l'impédance de l'antenne pour un H_i variant de 300Oe à 500Oe.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

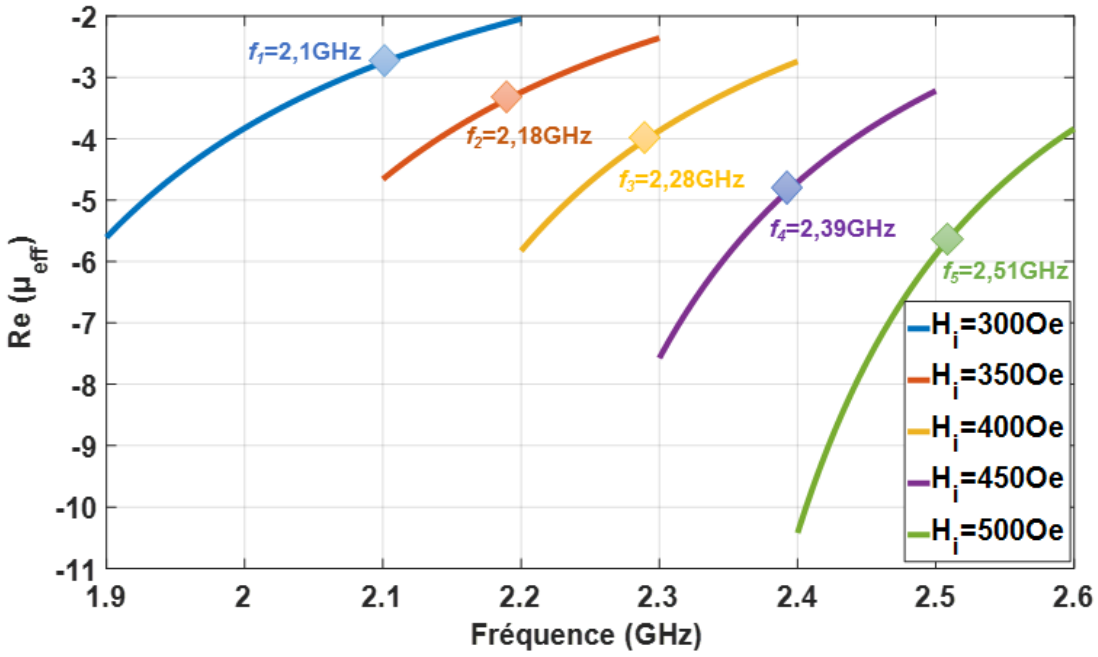


Figure IV.23: Evolution de la partie réelle du μ_{eff} pour chaque valeur de H_i.

Tableau IV.2: Evaluation de l'efficacité de rayonnement et du caractère miniature de l'antenne en fonction de H_i.

	f_r (GHz)	Re(μ_{eff})	μ_{eff}''/μ_{eff}'	η_{ray} (%)	Dimensions de l'antenne
H_i=300Oe	2.1	-2.8	0.018	70	$\frac{\lambda_0}{6.8}$
H_i=350Oe	2.18	-3.5	0.021	67	$\frac{\lambda_0}{6.5}$
H_i=400Oe	2.28	-4.2	0.023	64	$\frac{\lambda_0}{6.2}$
H_i=450Oe	2.39	-4.9	0.026	60	$\frac{\lambda_0}{5.9}$
H_i=500Oe	2.51	-5.8	0.03	51	$\frac{\lambda_0}{5.6}$

Depuis ce tableau, nous pouvons constater que pour un champ de 300Oe l'antenne rayonne 70% de l'énergie qu'elle reçoit sur son mode à 2.1GHz. Pour cette valeur de champ et à la fréquence centrale du mode la partie réelle du μ_{eff} est de -2.8. L'augmentation du champ de 300Oe jusqu'à 500Oe montre que la fréquence du mode atteint 2.51GHz. Dans ce cas le μ_{eff} décroît jusqu'à -5.8. Cependant, l'efficacité de rayonnement a été réduite de 19%. Outre la détérioration du rayonnement de l'antenne, nous pouvons observer dans la dernière colonne du tableau, que la diminution du μ_{eff} a également dégradé la compacité de l'aérien. En effet, initialement l'antenne présentait des dimensions globales de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{6.8}$ pour H_i=300Oe, en

Licence CC BY-NC-ND 3.0

considérant le rayon de la plus petite sphère entourant l'aérien. L'augmentation du champ interne à 500Oe a entrainé l'augmentation de la fréquence de résonance à 2.51GHz ce qui a engendré, par conséquent, l'augmentation de l'encombrement de l'antenne à $\frac{\lambda_0}{5.6}$.

Afin de justifier la dégradation du rayonnement de l'aérien, nous nous sommes basés sur l'étude paramétrique approximative conduite dans la première partie de ce chapitre. Par analogie avec cette analyse, nous avons calculé le rapport μ_{eff}''/μ_{eff}' comme le montre le Tableau IV.2. Nous pouvons noter, à partir de ces résultats, que plus la partie réelle du μ_{eff} diminue plus le rapport μ_{eff}''/μ_{eff}' augmente. En effet, ce rapport est passé de 0.018, pour un H_i de 300Oe avec Re(μ_{eff})=-2.8, à 0.03 avec Re(μ_{eff})=-5.8 correspondant à un H_i de 500Oe. Comme nous l'avons constaté auparavant, l'augmentation de ce rapport traduit l'augmentation des pertes magnétiques dégradant ainsi l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

Pour conclure, les résultats de l'étude paramétrique montrent que l'efficacité de rayonnement (contrairement à ce que nous espérions) est diminuée dans la zone où μ_{eff} est négatif. De plus, afin de diminuer ce μ_{eff} (fortes valeurs négatives) nous avons dû augmenter le champ interne au ferrite. Ceci a entrainé l'augmentation de la fréquence de résonance dégradant ainsi le caractère miniature de l'antenne. Cette analyse numérique présente un intérêt scientifique du fait qu'elle étudie la réponse d'une antenne lorsqu'elle opère dans la zone où le μ_{eff} est négatif. Cependant, la dégradation des performances de cette antenne, en termes d'efficacité de rayonnement et d'encombrement, nous a dissuadés, pour le moment, d'envisager une réalisation expérimentale.

IV.4. Conclusion

Aux termes de ces travaux, nous avons pu mener une étude du fonctionnement des antennes à substrat ferrite fonctionnant dans les deux zones non-abordées dans le chapitre précédent. En effet, dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la zone comprise entre la résonance gyromagnétique et la résonance du μ_{eff}. Dans le but de caractériser son effet sur les performances d'une antenne à ferrite saturé, nous avons modélisé un aérien opérant dans cette région. Plus la fréquence de résonance du mode s'approche de la résonance du μ_{eff} plus l'encombrement de l'antenne sera réduit. De ce fait, le dispositif antennaire modélisé est principalement caractérisé par son caractère miniature. Il présente un rayonnement à polarisation circulaire. Au cours de la phase de réalisation des deux premières antennes (chapitre III), nous avons été confrontés à différentes contraintes et notamment au problème de la non-homogénéité du champ en raison du trou percé, au niveau du ferrite, pour l'insertion de la sonde d'alimentation. La dégradation de l'uniformité du champ interne a engendré la dégradation de quelques paramètres de l'antenne. Pour remédier à cela, nous avons été amenés à investiguer un autre type d'alimentation. Ainsi, pour cette nouvelle configuration, nous avons placé la sonde d'alimentation à l'extérieur du ferrite évitant ainsi son perçage. L'analyse des performances de l'antenne est faite en trois étapes comme pour les aériens développés dans le troisième chapitre. Une première estimation de la réponse électromagnétique de l'antenne est conduite dans le cas idéal, lorsque le champ magnétique interne au ferrite est constant. De cette étude, nous avons constaté une faible efficacité de rayonnement. C'est pourquoi, des simulations supplémentaires ont été conduites. De ces investigations, nous avons pu conclure que les pertes magnétiques sont très élevées dans cette zone de fonctionnement et qu'elles sont à l'origine de la dégradation du rayonnement de l'aérien. Après le choix et le dimensionnement approprié des aimants, l'antenne a été réalisée et mesurée dans la chambre anéchoïque. Une bonne concordance entre mesure et simulation a été obtenue. En effet, une

Licence CC BY-NC-ND 3.0

bonne cohérence en termes de fréquence de résonance mesurée et simulée a été observée. De même que pour le rayonnement de l'antenne, le diagramme en gain réalisé mesuré présente la même allure que celui simulé. De plus, la qualité de polarisation circulaire demeure satisfaisante en mesure. L'efficacité de rayonnement est assez faible comme nous l'avions remarqué dans l'étude numérique du cas « idéal ». Pour conclure, une antenne à ferrite opérant dans cette zone de fonctionnement présente l'avantage d'être **ultra-miniature** et à **polarisation circulaire**. Cependant, l'optimisation de ses performances est assez difficile car la moindre variation du champ magnétique entraine une forte variation du μ_{eff} et donc une modification du comportement.

La dernière partie de ce chapitre était consacrée à l'étude du fonctionnement de l'antenne dans la zone où le μ_{eff} est négatif. De l'analyse modale d'une cavité à ferrite menée dans le deuxième chapitre, nous avons montré que la composante de champ E_z, d'un mode se propageant dans cette zone, présente un maximum à la périphérie de la cavité, ce champ décroit rapidement à l'intérieur. Nous avons modélisé une antenne présentant un mode dans cette zone et nous avons effectué une étude paramétrique qui vise à étudier l'efficacité de rayonnement de l'antenne pour plusieurs valeurs négatives de μ_{eff}. Une variation du champ interne a été conduite dans le but de réduire à chaque fois le μ_{eff}. Cette analyse a montré que plus le μ_{eff} est faible, plus l'efficacité de rayonnement se dégrade. De plus, en calculant l'encombrement de l'antenne, il s'est avéré que la réduction du μ_{eff} a également détérioré la compacité de l'aérien. De ce fait, une réalisation expérimentale ne semble pas pertinente pour le moment. C'est pourquoi, nous nous sommes contentés de caractériser cette zone que par des simulations électromagnétiques.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques du chapitre IV

[IV.1] EXXELIA TEMEX, “Microwave Ferrite and FDA”, www.exxelia.com/uploads/PDF/a-series-v1.pdf

[IV.2] CIBEL, https://cibel.com

[IV.3] RADIALL, www.radiall.com

[IV.4] CERMAG LTD, www.cermag.co.uk/magnet_properties.html

[IV.5] RS COMPONENTS, https://fr.rs-online.com/web/

[IV.6] L. Huitema, C. Delaveaud and D’Errico, « Impedance and Radiation Measurement Methodology for Ultra-Miniature Antennas », *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 62, no.7, pp. 3463-3473 , July 2014.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Conclusion générale et perspectives

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont permis de démontrer l'apport potentiel des matériaux ferrites polarisés dans la conception des antennes imprimées. Notre travail a consisté à établir une méthodologie complète synthétisant les différentes étapes à suivre afin de mettre au point des dispositifs antennaires à base de ferrite polarisé. Notre objectif principal a consisté, d'une part, à montrer la capacité de ces matériaux à permettre la génération d'un rayonnement à polarisation circulaire, le fonctionnement multi-bandes et la miniaturisation des antennes. D'autre part, nous avons cherché à déterminer l'influence des caractéristiques de ces matériaux dans la définition des performances radioélectriques de nos aériens.

Dans le but de répondre aux objectifs de cette thèse, les différentes étapes de développement et de modélisations numériques ont été minutieusement détaillées dans ce manuscrit.

Pour commencer, nous avons effectué une étude bibliographique, dans le premier chapitre, afin de recenser les diverses techniques, classiquement, utilisées dans la mise en œuvre des antennes miniatures, à polarisation circulaire et multi-bandes. Au cours de cet état de l'art, il s'est avéré que la majorité des travaux examinés ne traitaient qu'une ou deux des caractéristiques, que nous cherchons à obtenir, simultanément. L'association de ces trois critères est rarement abordée ce qui nous a amené à investiguer plus précisément le sujet des matériaux ferrites. En effet, de nombreuses études ont montré que l'utilisation de ces matériaux magnétiques polarisés dans la mise au point des antennes est une excellente alternative pour acquérir un fonctionnement sur plusieurs bandes de fréquences et à polarisation circulaire grâce à leur anisotropie, leur non-réciprocité et également leur caractère dispersif. De plus, ces matériaux sont souvent dotés d'une perméabilité et d'une permittivité supérieures à l'unité ce qui permet la réduction de l'encombrement des aériens. C'est pourquoi, nous avons, dans un premier temps, défini toutes les notions de base relatives à l'étude des propriétés magnétiques des ferrites et à la caractérisation de leur comportement dans le domaine des microondes (résonance gyromagnétique, tenseur de perméabilité…). Ensuite, nous avons recensé quelques exemples d'antennes à ferrite, afin de mettre l'accent sur l'apport de ces matériaux au niveau des antennes et dans l'obtention des critères souhaités (miniaturisation, polarisation circulaire et fonctionnement multi-bandes). A partir de ces études, nous avons pu mettre en avant leurs avantages et leurs verrous dans le but de mettre en évidence la plus-value de nos travaux.

Nous avons consacré le second chapitre à une étude analytique, plus approfondie, de structures résonantes à ferrite en reprenant et en approfondissant les études modales menées précédemment dans la littérature. Nous avons donc considéré l'approche établie par Pozar qui consistait à assimiler une antenne patch à ferrite à une cavité résonante cylindrique. En partant des équations de Maxwell et en considérant la forme tensorielle de la perméabilité de ces matériaux, nous avons établi l'expression de l'équation de propagation dans la cavité. Des approximations et des hypothèses simplificatrices ont été considérées afin d'aboutir à cette équation. En effet, des conditions de mur magnétique parfait ont été attribuées aux parois latérales de la cavité. Ses faces inférieure et supérieure ont été considérées comme étant des murs électriques parfaits. La résolution de cette équation de propagation a été faite ce qui a permis d'obtenir l'évolution des fréquences de résonance des différents modes en fonction du champ magnétique. Nous avons distingué quatre zones de fonctionnement relatives à la position des fréquences de travail par rapport aux résonances des paramètres μ et μ_{eff} du tenseur de perméabilité. La première est amont de la gyrorésonance magnétique, la deuxième

Licence CC BY-NC-ND 3.0

entre les résonances du μ et du μ_{eff}, la troisième lorsque le μ_{eff} est négatif et la quatrième lorsque μ_{eff} redevient positif en champ faible.

Nous avons ainsi pu déterminer et caractériser l'ensemble des modes qui apparaissent dans chacune des zones. Leurs caractéristiques de rayonnement ont été déterminées.

Une étude paramétrique qui a pour but de souligner l'influence des caractéristiques magnétiques des ferrites, notamment leur aimantation à saturation, sur la réponse des antennes a été réalisée. A la suite de cette partie, nous avons présenté la démarche que nous avons adoptée au cours de nos travaux. La stratégie était d'étudier l'influence de la répartition des paramètres μ et μ_{eff} sur la réponse électromagnétique d'une antenne à ferrite. A cet effet, nous avons proposé de développer et caractériser, dans chacune des zones définies précédemment, un dispositif antennaire et d'étudier ses performances.

Une première antenne opérant en champ fort (en amont de la résonance gyromagnétique) et en champ faible (lorsque le μ_{eff} redevient positif) est mise en œuvre dans le troisième chapitre. Les étapes d'une modélisation numérique complète ont été détaillées. Une étude complète regroupant approche électromagnétique et magnétostatique a été conduite afin de tenir compte le plus parfaitement possible du champ magnétique réellement délivré expérimentalement par les aimants permanents polarisant le matériau. Un prototype a été par la suite réalisé et mesuré dans la chambre anéchoïque. Cette mesure a montré que les trois modes sont retrouvés à 3.3GHz, 3.9GHz et 7.54GHz. L'évaluation du taux d'ellipticité a confirmé un rayonnement à polarisation circulaire, avec des *TE* dans l'axe de l'ordre de 0.4dB, 1dB et 2.8dB, respectivement sur les trois modes. Cependant, la comparaison des résultats de mesure et des résultats de simulation a montré un écart fréquentiel assez important entre les fréquences de résonances mesurées et simulées, avec des taux d'erreur de l'ordre de 5.4%, 5.4% et 6.6% sur les trois modes respectivement. Nous avons estimé que ces divergences entre simulation et mesure provenaient essentiellement de l'assemblage du prototype. En effet, nous avons rencontré des difficultés lors de la soudure du câble d'alimentation au plan de masse. Afin de remédier à ce problème, nous avons réalisé un deuxième prototype en changeant la configuration du plan de masse et de l'élément rayonnant. Nous avons utilisé des plaques de Rogers métallisés pour remplacer le plan de masse et le patch tout en conservant les mêmes propriétés géométriques et magnétiques du substrat ferrite. Un nouveau prototype a été conçu, réalisé et testé. Les résultats de mesure ont été comparés à ceux de la simulation et également à ceux de la première réalisation expérimentale. Cette comparaison a montré que le problème du shift fréquentiel était résolu, une bonne concordance entre les fréquences mesurées (3GHz, 3.69GHz et 6.88GHz) et simulées (3GHz, 3.68GHz et 6.87GHz) a été obtenue avec de faibles taux d'erreur, de l'ordre de 0%, 0.3% et 0.2% sur les trois modes respectivement. De plus, un rayonnement dans l'axe, correspondant à celui d'une antenne patch, a été obtenu sur les trois modes. Cependant, cette dernière réalisation n'échappe pas à certains problèmes d'efficacité de rayonnement. Nous avons pu noter que l'efficacité des deux modes en champ fort s'est dégradée lors de la mesure, elles sont passées de 65% et 78% en simulation à 59% et 50%, respectivement. La modélisation fine des pertes magnétiques dans les différentes zones du matériau a permis d'expliquer cette diminution.

Dans le quatrième chapitre, nous avons, d'une part, essayé de pallier à certaines contraintes de fabrication dégradant le champ interne, principalement le perçage du trou au niveau du ferrite pour insérer la sonde d'alimentation. D'autre part, nous avons cherché à étudier le comportement d'une antenne dans les deux zones non-traitées dans le chapitre précédent. Pour cela, une première antenne mono-bande et à polarisation circulaire opérant entre la résonance

Licence CC BY-NC-ND 3.0

du μ et du μ_{eff} a été mise en œuvre. Cet aérien est principalement caractérisé par son caractère ultra-miniature (avec des dimensions de l'ordre de $\frac{\lambda_0}{23.7} \times \frac{\lambda_0}{20.7} \times \frac{\lambda_0}{29.5}$ à 2.415GHz) obtenu grâce à la valeur relativement élevée de μ_{eff} dans cette zone. Lors de la conception de ce dispositif, nous avons placé la sonde d'alimentation à l'extérieur du ferrite afin de faciliter l'aimantation et ainsi améliorer l'homogénéité du champ interne. En outre, afin de garantir un meilleur alignement des différents éléments de l'antenne, nous avons choisi une forme rectangulaire pour l'aimant du bas. Nous avons procédé à la caractérisation de la réponse de l'antenne en suivant les mêmes étapes de modélisations conduites dans le troisième chapitre à savoir: l'étude électromagnétique, la simulation magnétostatique et la co-simulation MS/EM. L'antenne présente un mode à 2.43GHz. Sur ce mode, le taux d'ellipticité dans l'axe est de 2.05dB et il est inférieur à 3dB sur toute la bande d'adaptation de l'aérien. L'évaluation du rayonnement de l'antenne a montré que l'efficacité est assez faible, de l'ordre de 4.5%. Une analyse théorique et numérique a montré que les pertes magnétiques étaient à l'origine de la faible efficacité de rayonnement. Nous avons par la suite réalisé un prototype, mesuré ses performances dans la chambre anéchoïque et comparé les résultats expérimentaux à ceux issus des simulations. Une bonne concordance a été obtenue entre mesures et simulation. Une dernière antenne opérant dans la zone où μ_{eff} est négatif a été étudiée numériquement dans ce chapitre. Son efficacité était relativement faible, pour un encombrement « classique ». Après cette étude il ne nous a donc pas semblé particulièrement intéressant de travailler dans cette zone où μ_{eff} est négatif c'est pourquoi aucun prototype n'a été développé.

Au cours de cette thèse nous sommes parvenus à atteindre les principaux objectifs fixés, d'autres voies restent néanmoins à explorer concernant la dernière antenne développée.

En effet, l'analyse numérique rapportée dans le second chapitre a montré que sur le mode, se propageant dans la zone où le μ_{eff} est négatif, la bande passante en *TE*<3dB pourrait atteindre 16%. Ceci laisse à envisager que l'intérêt majeur de cette zone de fonctionnement pourrait résider dans l'obtention d'un rayonnement à polarisation circulaire sur une large bande fréquentielle. Des investigations supplémentaires seront menées afin de valider (ou non) l'intérêt de travailler dans cette zone.

Nos travaux de recherche ouvrent également d'autres perspectives. L'antenne tri-bandes que nous avons réalisée présente des modes contrarotatifs en champ fort (RHCP et LHCP). La nature de polarisation de ces modes est déterminée par le sens du champ interne, l'inversion de la polarité de ce dernier permet d'intervertir la polarisation des modes. Cependant, certaines applications exigent le même sens de polarisation sur toutes ses fréquences de travail. Pour répondre à leurs besoins, des solutions peuvent être proposées telles qu'empiler plusieurs substrats ou investiguer d'autres topologies antennaires, notamment les antennes de types DRA (Dielectric Resonator Antenna) utilisant bien entendu des résonateurs ferrites. En effet, ces antennes offrent la possibilité de générer simultanément un nombre important de modes en fonction de la technique d'excitation considérée. De plus, ce type d'antenne permet d'associer un fonctionnement multi-bandes, une large bande passante et une bonne efficacité de rayonnement. Une approche à développer consisterait à considérer ce type de résonateur en remplaçant le diélectrique par du matériau ferrite afin de générer un rayonnement à polarisation circulaire. Cependant, comme nous avons pu le constater lors de nos modélisations électromagnétiques, un champ magnétique externe délivré par des aimants permanents est nécessaire afin de polariser le substrat ferrite. Ceux-ci peuvent être encombrants et le champ de polarisation qu'ils délivrent mal maîtrisé. Afin de contourner ces problèmes, une solution prometteuse à explorer consiste à utiliser des ferrites auto-polarisés. Nous allons travailler dans

Licence CC BY-NC-ND 3.0

le cadre du projet ANR Astrid « CONTACT » à la mise au point d'antennes tri-bandes, miniatures et présentant un rayonnement à polarisation circulaire droite sur toutes les bandes, pour des systèmes GPS/Galileo. L'approche des ferrites auto-aimantés sera abordée en définissant les caractéristiques magnétiques et géométriques souhaitées. Une modélisation électromagnétique complète et une analyse modale seront menées et validées par la réalisation de prototypes. Ceci sera conduit grâce à une collaboration entre Xlim, le laboratoire de recherche Lab-STICC, la PME INOVEOS et le centre d'Innovation et de Transfert de Technologie CISTME.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Publications

- **Conférence nationale :**

S. Jemmeli, T. Monediere, L. Huitema, « Modélisation d'une Antenne Patch Miniature, Multi-bandes à Polarisation Circulaire », 21ème *Journées Nationales Microondes* (*JNM*) 2019 - Caen, France.

S. Jemmeli, T. Monediere, L. Huitema, « Conception d'une Antenne Tri-bandes, Miniature et à Polarisation Circulaire à base de Ferrite Polarisé », 22ème *Journées Nationales Microondes* (*JNM*) 2022 - Limoges, France. (Papier soumis)

- **Conférences internationales :**

S. Jemmeli, T. Monediere, E. Arnaud and L. Huitema, « A Compact, Circularly Polarized Antenna for Tri-band Operation Using a Ferrite Material », *IEEE International Conference on Antenna Measurements and Applications* (*CAMA*) 2021, Antibes Juan-les-Pins, France.

S. Jemmeli, T. Monediere, E. Arnaud and L. Huitema, « A Compact, Tri-band and Circularly Polarized Patch Antenna Using a Ferrite Material », *16th European Conference on Antennas and Propagation* (EuCAP) 2022, Madrid, Spain. (Papier soumis)

- **Revue internationale :**

S. Jemmeli, T. Monediere, E. Arnaud and L. Huitema, « Design of a Miniature, Circularly Polarized Antenna Operating in Three Frequency Bands Using a Polarized Ferrite Material », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 8, pp. 4304-4312, Aug. 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3045756.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Résumé: Conception d'Antennes Miniatures, Multi-bandes et à Polarisation Circulaire à Base de Matériaux Ferrites Polarisés

L'essor fulgurant que connaissent les systèmes de communication sans fil, depuis plusieurs décennies, a amplifié le besoin de dispositifs hyperfréquences de plus en plus performants. Les antennes jouent un rôle important dans la mise au point et l'amélioration du rendement de ces systèmes. La diversité des domaines d'application requiert de ces dispositifs qu'ils répondent à de nombreux standards de communication et donc le caractère multi-bandes est extrêmement demandé. De plus, afin d'assurer une bonne qualité de liaison entre l'émetteur et le récepteur, le rayonnement d'une onde à polarisation circulaire est souvent sollicité. Le caractère miniature de ces antennes est également essentiel afin de faciliter leur intégration et de réduire l'encombrement des systèmes. Développer des antennes combinant ces trois critères: miniaturisation, polarisation circulaire et fonctionnement multi-bandes, constitue un véritable défi. L'objectif principal de cette thèse est de tirer profit des caractéristiques d'anisotropie et de non-réciprocité des matériaux ferrites, lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique statique afin de concevoir des antennes répondant aux trois critères définis ci-dessus. La stratégie adoptée au cours de ces travaux consiste à établir une méthodologie complète permettant d'étudier la réponse électromagnétique d'une antenne à ferrite en fonction des caractéristiques de ces matériaux. Cette démarche repose sur une analyse modale suivie de modélisations numériques et de validations expérimentales. Les différentes contraintes rencontrées au cours de ces travaux sont discutées et des solutions appropriées sont proposées.

Mots-clés: Polarisation circulaire, miniaturisation, fonctionnement multi-bandes, ferrites saturés.

Abstract: Design of Miniature, Multiband and Circularly polarized Antennas Based on Polarized Ferrite Materials

The rapid growth of wireless communication systems over several past decades has increased the need for more efficient microwave devices. Antennas are a fundamental part of the development and the improvement of these systems performances. The application diversity requires that these devices meet many communication standards, therefore multi-band character is highly demanded. Furthermore, in order to ensure a good link quality between transmitter and receiver, the criterion of circularly polarized radiation is often requested. The miniature character of these antennas is also essential to facilitate their integration and reduce the systems bulkiness. Developing antennas combining these three criteria: miniaturization, circular polarization and multi-band operation, is a real challenge. The main objective of this thesis is to take advantage of the magnetic characteristics of ferrite materials, under the influence of a static magnetic field, in order to implement antennas combining these three criteria. The adopted strategy is to establish a complete methodology to study the electromagnetic response of a ferrite antenna regarding the characteristics of these materials. This approach is based on a modal analysis followed by numerical modelling and experimental validation. The different constraints encountered during this work are discussed and appropriate solutions are proposed.

Keywords: Circular polarization, miniaturization, multiband operation, saturated ferrites.