HAL
open science

Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale

Vincent Callec

To cite this version:

Vincent Callec. Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale. Autre. INSA de Rennes, 2013. Français. NNT : 2013ISAR0026 . tel-00935319

HAL Id: tel-00935319

https://theses.hal.science/tel-00935319

Submitted on 23 Jan 2014

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

THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES
Spécialité : Électronique et Télécommunications

présentée par
Vincent CALLEC

ECOLE DOCTORALE : *MATISSE*
LABORATOIRE : *IETR*

Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale

Thèse soutenue le 06.11.2013
devant le jury composé de :

Tchanguiz RAZBAN HAGHIGHI
Professeur à Polytech' Nantes / Président du jury
Xavier BEGAUD
Professeur à Télécom Paris Tech / Rapporteur
Régis GUINVARC'H
Professeur Adjoint HDR à Supélec, Gif-sur-Yvette / Rapporteur
Hubert DIEZ
Ancien responsable du service Antennes - responsable des relations avec l'enseignement supérieur (CNES), Toulouse / Examinateur
Erwan FOURN
MCF à l'INSA de Rennes / Co-encadrant de thèse
Raphaël GILLARD
Prof. des Universités à l'INSA de Rennes / Directeur de thèse

Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale

Vincent CALLEC

En partenariat avec

Document protégé par les droits d'auteur

« Tant que les hommes auront besoin d'idoles, ils ne pourront pas être vraiment libres. »

Françoise Callec-Lamy

Remerciements

Je remercie Erwan Fourn, mon encadrant de thèse, avec qui j'ai particulièrement aimé travailler. Je lui exprime ma sincère reconnaissance pour le temps qu'il m'a consacré et pour ses précieux conseils. Grâce à lui l'ambiance de travail a toujours été très agréable, il a toujours su faire preuve d'une grande compréhension et d'une grande écoute. Notre collaboration se termine aujourd'hui mais notre amitié ne fait que commencer et se poursuivra encore de nombreuses années.

Je remercie Raphaël Gillard, mon directeur de thèse, pour son aide très précieuse. Sa grande expertise scientifique et son professionnalisme ont apporté énormément à la qualité de cette thèse. Je tenais également à faire remarquer sa grande disponibilité auprès de ses doctorants malgré un emploi du temps très chargé et ses nombreuses responsabilités. Enfin, j'ai beaucoup apprécié les différents moments que nous avons pu partager en dehors du travail, à Prague notamment.

Je tiens également à remercier Hubert Diez, mon responsable au CNES pour la proposition de mon sujet de thèse. J'ai beaucoup apprécié de travailler sur un projet très amont, laissant libre court à l'imagination et permettant une grande part d'innovation. Je le remercie également de m'avoir offert la possibilité de visiter le CNES et de rédiger un brevet, ce fut des expériences très enrichissantes.

Je suis reconnaissant et honoré par la présence de Tchanguiz Razban Haghighi, Xavier Begaud et Régis Guinvarc'h dans mon jury de thèse.

Merci à Patrick Weber et à l'ensemble du centre commun de mécanique de l'INSA pour avoir conçu les structures mécaniques des antennes réalisées pendant la thèse. Un grand merci pour tout le temps qu'ils ont consacré à ces structures et pour la qualité de leur travail.

Je tiens aussi à remercier Laurent Lecoq qui a réalisé les mesures des antennes. Laurent a également été d'une aide précieuse lors de la réalisation des maquettes, il dispose toujours d'une idée astucieuse pour résoudre les différents problèmes rencontrés.

Merci également à Gilles Picoult pour les nombreux défis qu'il relève à chaque nouvelle thèse et pour la bonne ambiance qu'il crée au sein du laboratoire. Grâce à lui et à ses soudures, les antennes ont pu être correctement alimentées.

Je remercie également Guy Grunfelder pour avoir réparé et optimisé une maquette endommagée.

J'exprime ma profonde reconnaissance à tous les doctorants, à tous les enseignants chercheurs et à tous le personnel pour leur aide, leur gentillesse et pour la bonne ambiance qui règne au laboratoire. Je tiens également à exprimer ma sincère amitié à tous mes collègues et plus particulièrement à Benoît, Clément, Simon et Tony avec qui j'ai énormément aimé travailler, partir en conférence et faire la fête.

Enfin, j'adresse un remerciement tout particulier à ma famille, notamment à ma femme, pour l'encouragement et le soutien qu'ils m'ont apportés tout au long de ma thèse.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE **11**

1 INTRODUCTION SUR LES ANTENNES ULTRA LARGE BANDE ET LA RECONFIGURABILITE **13**

1.1 INTRODUCTION 14
1.2 ANTENNES PLANES ULTRA LARGE BANDE 14
1.2.1 Antennes omnidirectionnelles *15*
1.2.1.1 L'antenne papillon 16
1.2.1.2 Monopôle planaire 16
1.2.2 Antennes directives *17*
1.2.3 Antennes indépendantes de la fréquence et assimilées *17*
1.2.3.1 Antenne log périodique 18
1.2.3.2 Antenne spirale logarithmique 19
1.2.3.3 Antenne spirale d'Archimède 20
1.2.3.4 Antenne spirale carrée 21
1.2.3.5 Synthèse des caractéristiques des antennes ULB 22
1.3 ANTENNE SPIRALE D'ARCHIMEDE 23
1.3.1 Principe de fonctionnement *23*
1.3.2 Performances *24*
1.4 SYSTEMES D'ALIMENTATION EQUILIBRES 27
1.4.1 Balun Marchand *27*
1.4.2 Balun progressif *28*
1.4.2.1 Balun progressif coaxial 28
1.4.2.2 Balun progressif planaire 28
1.4.3 Coupleur hybride 180° *29*
1.5 ANTENNE SPIRALE D'ARCHIMEDE AVEC PLAN DE MASSE 30
1.5.1 Présentation *30*
1.5.2 Surface haute impédance *33*
1.6 RECONFIGURABILITE 36
1.6.1 Principe *36*
1.6.2 Reconfigurabilité en fréquence *36*
1.6.3 Reconfigurabilité en rayonnement *38*
1.6.4 Reconfigurabilité en polarisation *39*
1.7 CONCLUSION 40

2 ANTENNE SPIRALE CARREE RECONFIGURABLE **41**

2.1 INTRODUCTION 42
2.2 PRINCIPE 42
2.3 CARACTERISTIQUES DE LA STRUCTURE 46
2.3.1 Panneau rayonnant *46*
2.3.2 Alimentation *47*
2.4 RESULTATS DE SIMULATION 48
2.4.1 Première configuration *49*

2.4.2 Seconde configuration *51*
2.4.3 Conclusion *54*
2.5 REALISATION 55
2.6 SOLUTIONS ALTERNATIVES 59
2.6.1 Superposition des configurations *59*
2.6.2 Imbrication des configurations *63*
2.7 INTEGRATION DES ELEMENTS DE RECONFIGURATION 64
2.8 CONCLUSION 68

3 AMELIORATIONS ET APPLICATION DE L'ANTENNE SPIRALE RECONFIGURABLE 69
3.1 INTRODUCTION 70
3.2 AMELIORATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE 70
3.2.1 Augmentation de la bande passante *70*
3.2.1.1 Présentation de la solution 70
3.2.1.2 Reconfiguration de l'antenne spirale carrée en plan de masse 71
3.2.1.3 Validation par simulations 72
3.2.1.4 Etude sur la distance entre le plan de masse et l'antenne 74
3.2.1.5 Comparaison avec un plan de masse classique 75
3.2.1.6 Antenne spirale carrée non reconfigurée 76
3.2.1.7 Etude de la position de l'antenne sur le plan de masse 77
3.2.1.8 Structure complète 78
3.2.1.9 Perturbations introduites par les spirales d'Archimède 79
3.2.1.10 Conclusion 80
3.2.2 Réduction des lobes de réseau *81*
3.2.2.1 Rappel sur la problématique des lobes de réseau 81
3.2.2.2 Nouvelle configuration 83
3.2.2.3 Fonctionnement simultané des deux premières configurations 86
3.3 RECONFIGURATION DU RAYONNEMENT 88
3.4 CONCLUSION 91

4 AMELIORATION DES PERFORMANCES DES ANTENNES SPIRALES EN PRESENCE D'UN PLAN DE MASSE 93
4.1 INTRODUCTION 94
4.2 PRESENTATION DU PROBLEME 94
4.3 PRESENTATION DE LA SOLUTION 95
4.4 EXPLICATION DU FONCTIONNEMENT 98
4.5 AMELIORATION DES PERFORMANCES 100
4.5.1 Placement de la croix au-dessus de l'antenne *100*
4.5.2 Intégration d'anneaux métalliques *102*
4.5.2.1 Utilisation d'un seul anneau 102
4.5.2.2 Ajout d'un second anneau 103
4.6 ETUDES DE L'INFLUENCE DES PARAMETRES DE LA STRUCTURE 105
4.7 REALISATION 108
4.7.1 Caractéristiques *108*
4.7.2 Résultats de simulations *110*

4.7.2.1 Spirale alimentée par un balun progressif 110
4.7.2.2 Spirale alimentée par un coupleur hybride 180° 111
4.7.3 Résultats de mesures 112
4.8 CONCLUSION 114
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 115
ANNEXE 117
BIBLIOGRAPHIE 123

Introduction générale

Aujourd'hui les antennes sont omniprésentes dans notre vie quotidienne. Elles permettent d'émettre et de recevoir des ondes électromagnétiques et sont donc indispensables pour toutes communications sans fil. Ce mémoire s'intéresse plus particulièrement aux antennes ultra large bande qui permettent de transmettre de l'information sur une grande plage de fréquences. Ce type d'antenne possède de nombreuses applications notamment en communications numériques, en radar et en localisation.

Le projet initial proposé par le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) propose de s'intéresser particulièrement aux antennes satellitaires. Ces antennes permettent, entre autres, d'observer la Terre et l'espace et de permettre des communications à très grande distance. Le principal objectif du projet dans lequel s'inscrit cette thèse est de réduire l'encombrement des antennes sur les satellites afin de pouvoir réduire la taille de ces derniers. Ceci est une des priorités pour la conception de la prochaine génération de satellites afin de réduire les coûts de lancement et de conception, la pollution spatiale et les risques de collision. L'un des axes de travail consiste alors à regrouper l'ensemble des antennes présentes sur un satellite d'observation terrestre en un panneau rayonnant unique. L'antenne doit alors être ultra large bande et reconfigurable afin de pouvoir proposer au moins les mêmes performances que les antennes actuelles.

Ce projet est très amont et vise des applications à long terme (quelques dizaines d'années). L'objectif de cette thèse est donc de proposer de nouveaux concepts d'antennes en s'affranchissant des contraintes technologiques actuelles. Le cahier des charges initial du projet propose que la nouvelle structure antennaire possède une bande passante de 30MHz à 20GHz et qu'elle offre le maximum de reconfigurabilité possible. De plus, l'antenne doit être plane et les dimensions de l'ensemble de la structure ne doivent pas excéder 1m x 1m x 70cm. Afin de pouvoir effectuer les simulations et les mesures plus simplement et ainsi valider les concepts proposés, les antennes présentées dans ce mémoire fonctionnent globalement plus haut en fréquence. Cependant, le principe proposé pourrait a priori être appliqué à une antenne plus grande fonctionnant à partir de 30MHz. Enfin, le cahier des charges impose également un rayonnement unidirectionnel, un gain de quelques dB et une polarisation circulaire.

Le premier des quatre chapitres de cette thèse dresse un état de l'art sur les topologies d'antennes planes ultra large bande. Le fonctionnement des antennes spirales, utilisées dans cette thèse, est plus particulièrement détaillé ainsi que leur système d'alimentation. De plus, les problèmes d'intégration de plan de masse avec ces antennes sont expliqués et diverses solutions existantes sont discutées. Enfin, plusieurs types de reconfigurabilité sont présentés et illustrés par quelques exemples. Les technologies permettant de mettre en œuvre ces différents types de reconfigurabilité sont également exposées.

Le second chapitre présente le concept et la topologie de l'antenne ultra large bande reconfigurable conçue durant la thèse. Il s'agit d'une antenne spirale carrée reconfigurable en un réseau de quatre antennes spirales sur la même ouverture rayonnante. Cette reconfigurabilité permet d'augmenter l'efficacité de surface de la structure tout en offrant de nouvelles possibilités

d'utilisation à l'antenne et en améliorant ses performances. Les caractéristiques et les performances des deux configurations en états figés sont exposées. Les maquettes réalisées et les résultats de mesure sont également présentés afin de valider le fonctionnement de l'antenne. Ensuite, des solutions permettant de combiner les deux configurations de l'antenne sans élément de reconfiguration sont analysées et comparées au concept d'antenne reconfigurable proposé. Enfin, une étude préliminaire sur l'influence de l'intégration des éléments d'accord dans la structure est menée.

Le troisième chapitre montre deux améliorations et une application possible de l'antenne spirale reconfigurable présentée dans le second chapitre. Tout d'abord, une solution permettant d'augmenter la bande passante du système est présentée. Cette solution consiste à ajouter des spirales d'Archimède au-dessus de l'antenne spirale qui est reconfigurée en plan de masse. Ensuite, deux techniques permettant de réduire les lobes de réseau de la deuxième configuration sont exposées. La première consiste à reconfigurer l'antenne spirale en un réseau d'antennes spirales plus petites afin de pouvoir les rapprocher. La seconde consiste à utiliser la première et la seconde configuration simultanément. Enfin, il est montré que le rayonnement du réseau d'antennes spirales peut être reconfiguré.

Le quatrième chapitre présente une solution permettant d'améliorer le fonctionnement des antennes spirales imprimées au-dessus d'un plan de masse. Cette étude ne concerne pas directement l'antenne spirale reconfigurable présentée dans les chapitres précédents mais tente de répondre à une problématique commune à toutes les antennes spirales en général. En effet, l'objectif est de supprimer un nul de rayonnement lorsque l'antenne se situe à une demi-longueur d'onde du plan de masse. Pour cela, un élément rayonnant parasite faible bande est ajouté au-dessus de l'antenne. Cet élément est excité par couplage à l'antenne spirale et rayonne à la fréquence du nul de rayonnement. La structure est optimisée afin de présenter de bonnes performances sur toute la bande passante. Ensuite, une étude sur la distance entre l'antenne spirale et l'élément rayonnant est menée afin de tenter de réduire l'encombrement de la structure. Les différents éléments nécessaires à la réalisation sont ensuite ajoutés et la structure est réoptimisée pour toujours offrir les meilleures performances possibles. Enfin, les résultats de mesures sont comparés aux simulations afin de valider le fonctionnement de l'antenne.

Chapitre 1

Introduction sur les Antennes Ultra Large Bande et la Reconfigurabilité

1 INTRODUCTION SUR LES ANTENNES ULTRA LARGE BANDE ET LA RECONFIGURABILITE 13

1.1 INTRODUCTION 14

1.2 ANTENNES PLANES ULTRA LARGE BANDE 14

1.2.1 Antennes omnidirectionnelles 15

1.2.1.1 L'antenne papillon 16

1.2.1.2 Monopôle planaire 16

1.2.2 Antennes directives 17

1.2.3 Antennes indépendantes de la fréquence et assimilées 17

1.2.3.1 Antenne log périodique 18

1.2.3.2 Antenne spirale logarithmique 19

1.2.3.3 Antenne spirale d'Archimède 20

1.2.3.4 Antenne spirale carrée 21

1.2.3.5 Synthèse des caractéristiques des antennes ULB 22

1.3 ANTENNE SPIRALE D'ARCHIMEDE 23

1.3.1 Principe de fonctionnement 23

1.3.2 Performances 24

1.4 SYSTEMES D'ALIMENTATION EQUILIBRES 27

1.4.1 Balun Marchand 27

1.4.2 Balun progressif 28

1.4.2.1 Balun progressif coaxial 28

1.4.2.2 Balun progressif planaire 28

1.4.3 Coupleur hybride 180° 29

1.5 ANTENNE SPIRALE D'ARCHIMEDE AVEC PLAN DE MASSE 30

1.5.1 Présentation 30

1.5.2 Surface haute impédance 33

1.6 RECONFIGURABILITE 36

1.6.1 Principe 36

1.6.2 Reconfigurabilité en fréquence 36

1.6.3 Reconfigurabilité en rayonnement 38

1.6.4 Reconfigurabilité en polarisation 39

1.7 CONCLUSION 40

1.1 Introduction

Le concept d'antennes et de signaux ultra large bande (ULB) est apparu à la fin du 19ème siècle avec les émetteurs à étincelles (ou à ondes amorties) [1] et avec le brevet d'Oliver Lodge [2] dans lequel les premières topologies d'antennes ultra large bande sont présentées. Ensuite, afin de limiter l'encombrement du spectre fréquentiel, on a cherché à transmettre des signaux faibles bandes de façon fiable. Depuis une dizaine d'années seulement, les nouvelles techniques de communications et de radars ont relancé l'intérêt des systèmes ultra large bande. En effet, la technologie ultra large bande permet désormais de transmettre des signaux efficacement, même dans un environnement encombré et avec un débit important. L'antenne est un élément important de la chaîne de transmission d'un système ultra large bande car elle doit être capable de rayonner correctement chaque composante fréquentielle du signal émis. Elle doit donc présenter des performances satisfaisantes et stables sur une ultra large bande de fréquences. Appliquées au secteur spatial, ces antennes permettent de réduire le nombre d'antennes sur le satellite et donc de pouvoir y intégrer d'autres éléments ou de réduire sa taille.

En parallèle, les années 1960 ont vu apparaître les premières antennes reconfigurables, dites actives [3][4]. Grâce au développement de différentes technologies, l'intérêt suscité par ces antennes a fortement cru ces dernières années. En effet, la reconfigurabilité permet d'intégrer plus de fonctionnalités à l'antenne et de modifier ses caractéristiques dynamiquement. Ceci permet de prolonger la longévité d'utilisation des antennes et d'augmenter le nombre de fonctionnalités offertes par le système dans un espace donné. Les antennes reconfigurables sont donc très intéressantes notamment pour le domaine spatial où la durée de vie des éléments du satellite est un enjeu majeur afin d'amortir ses coûts de lancement.

Ce chapitre dresse un état de l'art sur les antennes planes ultra large bande en présentant les principales topologies. Ensuite, le fonctionnement des antennes spirales ainsi que celui de leur système d'alimentation sera détaillé, ce travail de thèse s'étant concentré sur cette famille d'antennes. Les problèmes d'intégration de plan de masse avec les antennes spirales seront expliqués et diverses solutions existantes seront présentées. Enfin, le principe des antennes reconfigurables sera exposé et illustré par quelques exemples. Cet état de l'art se concentre essentiellement sur les technologies qui ont permis d'aboutir à la nouvelle topologie d'antenne proposée dans le chapitre suivant.

1.2 Antennes planes ultra large bande

La bande passante d'une antenne correspond à la plage de fréquences sur laquelle l'antenne respecte certains critères. Une bande passante peut être exprimée en valeur absolue ou relative selon l'expression suivante :

$$BP_{relative} = 2\frac{f_h - f_l}{f_h + f_l}$$

Avec f_l et f_h les limites basses et hautes de la bande passante.

Il faut distinguer la bande passante d'adaptation de l'antenne et la bande passante de rayonnement. La bande passante d'adaptation correspond à la gamme de fréquences sur laquelle

l'antenne est adaptée. On considère généralement qu'une antenne est adaptée lorsque son coefficient de réflexion est inférieur à -10dB. Ce critère assure que seule une faible partie de l'énergie fournie par le générateur est réfléchie par l'antenne.

La bande passante de rayonnement est liée à la qualité des diagrammes de rayonnement qui peut être déterminée par la valeur du gain, la qualité de la polarisation ou le niveau des lobes secondaires. Habituellement, une antenne est qualifiée d'ultra large bande si elle possède une bande passante relative supérieure ou égale à 100% ou une bande passante absolue supérieure à 500MHz.

Un paramètre important à étudier dans le cas des antennes ultra large bande est de savoir si elles sont dispersives ou non. En effet, contrairement aux antennes à bande étroite, la phase du champ rayonné doit être étudiée en fonction de la fréquence. Une antenne non dispersive possède un centre de phase[1] fixe en fonction de la fréquence. Il s'agit d'une propriété avantageuse lorsque l'on souhaite émettre un signal impulsionnel car une antenne non dispersive permet à chaque composante fréquentielle du champ de pouvoir être rayonnée simultanément. La Figure 1.1 compare une impulsion rayonnée par une antenne dispersive comme une log-périodique et par une antenne non dispersive comme un dipôle elliptique [5]. Cette caractéristique n'est cependant pas déterminante pour l'antenne que nous cherchons à concevoir car nous souhaitons plutôt avoir de l'agilité en fréquence.

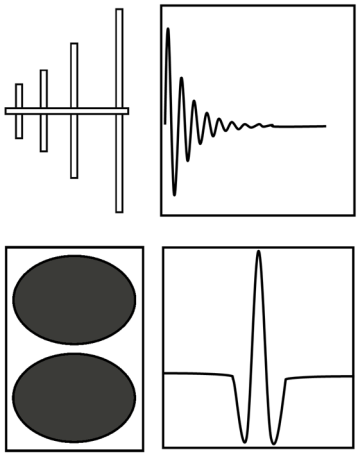


Figure 1.1. Comparaison d'une impulsion rayonnée par une antenne dispersive et non dispersive.

Les antennes ULB sont généralement classées en trois catégories distinctes : les antennes omnidirectionnelles, les antennes directives et les antennes indépendantes de la fréquence. Cette partie présente plusieurs types d'antennes de chaque catégorie, en se limitant aux antennes planaires.

1.2.1 Antennes omnidirectionnelles

Une antenne omnidirectionnelle est une antenne qui a des propriétés non directionnelles dans un plan et un rayonnement plus directif dans le plan orthogonal au précédent. Certaines

[1] Le centre de phase d'une antenne correspond au point à partir duquel le champ électromagnétique se propage vers l'extérieur de façon sphérique, la phase du signal étant égal en tout point de la sphère.

antennes peuvent être à la fois ultra large bande et omnidirectionnelles. Ces antennes sont à la base des monopôles et des dipôles qui ont été modifiés afin d'augmenter leur bande passante.

1.2.1.1 L'antenne papillon

Il s'agit de la version planaire de l'antenne biconique [6]. L'antenne papillon est une structure symétrique, pour laquelle les courants sont concentrés principalement sur les bords. Elle présente une bande passante d'adaptation d'environ une octave. De plus, elle possède un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan H. Le niveau de gain se situe entre 0 et 3dB. L'antenne papillon doit être alimentée par un balun afin de réaliser une adaptation d'impédance et de symétriser l'alimentation. Le fonctionnement des baluns progressifs sera détaillé dans la partie 1.4. Cette antenne est intéressante par sa compacité et son faible coût de réalisation. De plus, s'agit d'une antenne peu dispersive, c'est-à-dire que son centre de phase reste relativement fixe en fonction de la fréquence. La Figure 1.2 illustre une antenne papillon.

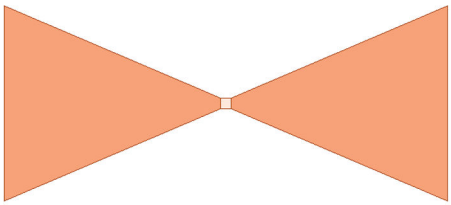


Figure 1.2. Antenne papillon.

1.2.1.2 Monopôle planaire

Le monopôle peut avoir différentes formes. Il peut être circulaire, elliptique, triangulaire, trapézoïdale, rectangulaire, etc [7][8][9]. Le monopôle est imprimé sur une face substrat, le plan de masse est imprimé sur l'autre face comme l'illustre la Figure 1.3. Ce type d'antennes peut être également réalisé avec l'élément rayonnant perpendiculaire au plan de masse [10]. Les monopôles planaires possèdent une bande passante d'adaptation relative généralement supérieure à 120%. Ils possèdent un rayonnement omnidirectionnel dans le plan H, principalement aux fréquences basses de leur bande passante. Aux fréquences supérieures, le diagramme de rayonnement se déforme assez fortement. Ce type d'antennes est intéressant car elles sont faciles à réaliser, peu encombrantes et non dispersives.

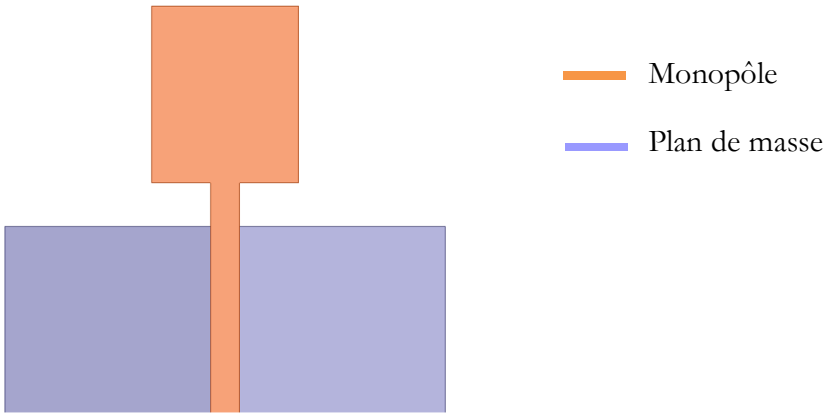


Figure 1.3. Monopôle planaire rectangulaire.

1.2.2 Antennes directives

Une antenne directive est une antenne qui rayonne ou reçoit les ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions de l'espace. On distingue généralement deux types d'antennes ultra large bande directives : les cornets [11] et les antennes à fente à transition progressive (TSA Tapered Slot Antenna) [12][13]. Les antennes cornets n'étant pas planes, elles ne seront pas détaillées ici.

Les antennes TSA sont des antennes planes qui présentent une transition à partir d'une ligne de transmission. Cette ligne s'élargit suivant un certain profil permettant ainsi à la structure de passer progressivement de l'impédance caractéristique de la ligne à l'impédance caractéristique du vide. La transition de l'antenne peut avoir différents profils : constant (antenne CWSA), linéaire (antenne LTSA), linéaire par morceaux (antenne BLTSA) ou exponentielle (antenne Vivaldi). On distingue deux types d'antennes Vivaldi, les classiques, imprimées sur un seul plan (cf. Figure 1.4) et les antennes Vivaldi antipodales [14] (cf. Figure 1.5). Dans ces dernières, la transition est réalisée à partir d'une ligne micro-ruban ce qui permet de les alimenter par un câble coaxial classique. Pour cela, l'antenne est imprimée sur les deux faces du substrat. Les antennes TSA présentent une bande passante d'adaptation relative d'environ 150%. Elles possèdent un rayonnement longitudinal, une directivité qui augmente avec la fréquence et un niveau de gain qui peut atteindre environ 10dB. Les antennes TSA sont peu dispersives et sont donc bien adaptées pour des applications radar par exemple. Elles peuvent être également utilisées comme source primaire pour des réflecteurs large bande.

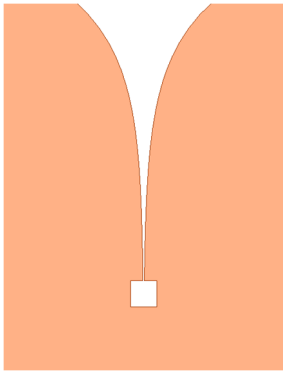


Figure 1.4. Antenne Vivaldi.

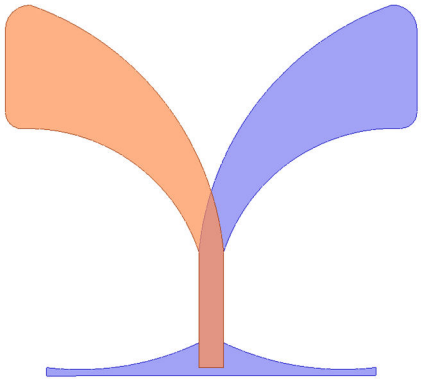


Figure 1.5. Antenne Vivaldi antipodale.

1.2.3 Antennes indépendantes de la fréquence et assimilées

En 1954, Rumsey a proposé la théorie de l'antenne « équiangulaire » [15], ce qui l'a conduit, quelques années plus tard, à donner une théorie générale sur les antennes indépendantes de la fréquence (AIF). Ces antennes possèdent une géométrie qui est définie uniquement par des angles. Les propriétés de l'antenne sont indépendantes de la fréquence si, par une transformation continue (de type homothétie), les dimensions relatives de l'antenne sont constantes vis-à-vis de la longueur d'onde. Pour être totalement indépendantes de la fréquence, et donc avoir une bande passante infinie, ces antennes devraient s'étendre jusqu'à l'infini. En pratique, elles sont limitées par des rayons interne et externe qui imposent respectivement les fréquences haute et basse de la bande passante. L'expression générale de la géométrie de ce type d'antennes est donnée par :

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

Où ρ, θ, φ sont les paramètres des coordonnées sphériques, a et φ_0 deux constantes et F une fonction ne dépendant que de θ.

1.2.3.1 Antenne log périodique

Les antennes log périodiques ont été introduites en 1959 par Duhamel et Isabell [16]. Elles sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions sont liées par un facteur de proportionnalité τ. Ces éléments se répètent avec une période *ln(τ)*, d'où l'appellation d'antennes « log périodiques ». Ces antennes sont considérées comme indépendantes de la fréquence car elles possèdent un phénomène de répétition dans leur structure. Idéalement, cette répétition doit être linéaire comme pour les antennes équiangulaires. Ici, elle est périodique ce qui implique une répétition périodique en fréquence des caractéristiques de l'antenne. De plus, la géométrie des antennes log périodiques n'est pas entièrement définissable par des angles, seule l'enveloppe de ces structures l'est. Ces antennes ne correspondent donc pas tout à fait à la définition d'une antenne indépendante de la fréquence. Il s'agit en fait d'un assemblage d'éléments rayonnants dépendants de la fréquence. Cependant, le fonctionnement de ce type d'antennes apparaît continu en fréquence, ces dernières sont donc considérées comme des antennes indépendantes de la fréquence.

Il existe principalement deux types d'antennes log périodiques, les circulaires et les trapézoïdales illustrées respectivement par la Figure 1.6 et la Figure 1.7.

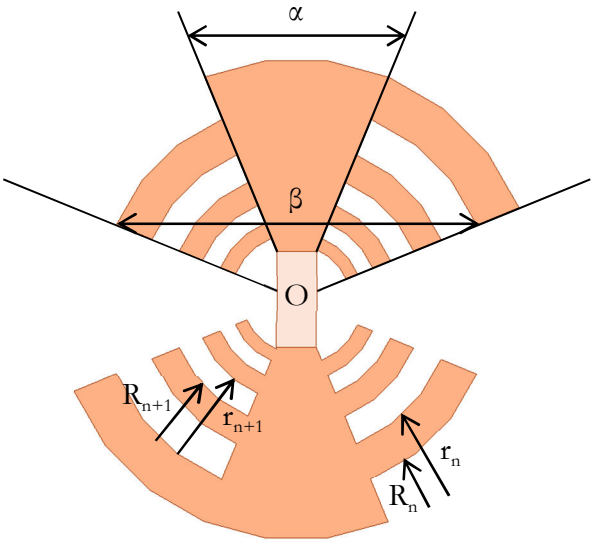


Figure 1.6. Antenne log périodique circulaire.

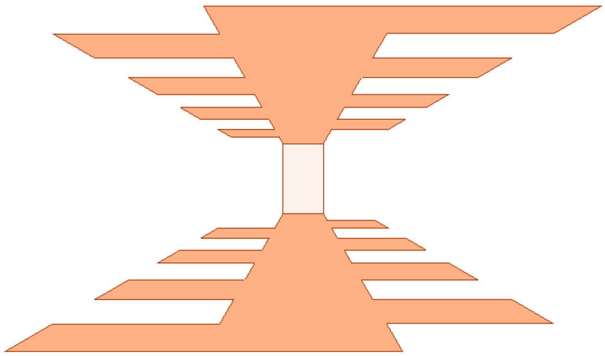


Figure 1.7. Antenne log périodique trapézoïdale.

Une antenne log périodique est définie par les paramètres suivants :

R_n : extrémité supérieure de la dent *n* définie par un cercle de centre O et de rayon R_n.
r_n : extrémité inférieure de la dent *n* définie par un cercle de centre O et de rayon r_n.
$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n}$: périodicité des caractéristiques et facteur d'homothétie.
$\chi = \frac{r_n}{R_n}$: rapport définissant la largeur des dents.
α et β : angles définissant la longueur des dents.

Ces antennes possèdent deux brins symétriques et doivent donc être alimentées par un symétriseur. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la longueur de la plus grande dent (λ/4 à cette fréquence) et la fréquence haute par la longueur de la plus petite dent. La zone rayonnante étant différente selon la fréquence, l'antenne est dispersive. Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel, symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant sa normale. La directivité, qui dépend du paramètre τ, est assez faible avec une ouverture à -3dB d'environ 60°. Le gain maximal est d'environ 5dB et la polarisation de ce type d'antenne est linéaire. Les antennes log périodiques peuvent également être réalisées en technologie filaire [17] avec les mêmes performances car en technologie planaire les courants sont principalement concentrés sur les bords de l'antenne.

1.2.3.2 Antenne spirale logarithmique

L'antenne spirale logarithmique ou équiangulaire est indépendante de la fréquence car sa géométrie est définie uniquement par des angles [18][19]. Son équation en coordonnées polaires est donnée par :

$$\rho = \rho_0 e^{a\theta}$$

Où ρ_0 et a sont deux constantes.

Pour que l'antenne ait une impédance indépendante de la fréquence, il faut que la largeur de l'élément rayonnant reste proportionnelle à la longueur des brins. De plus, l'antenne doit être auto-complémentaire afin de pouvoir appliquer le principe de Babinet [20]. Pour cela, la largeur des conducteurs doit être égale à l'écart entre ces conducteurs. Ce principe montre que l'impédance d'entrée d'une antenne auto-complémentaire peut être calculée de la façon suivante :

$$Z_{IN} = Z_{métal} = Z_{fente} = \sqrt{\left({}^{\eta_0}/_{2}\right)^2} = 60\pi = 188{,}5\Omega$$

Où η_0 est l'impédance caractéristique du vide.

Pour cela, l'antenne est constituée de deux brins métalliques, chaque brin étant délimité par deux spirales logarithmiques. Les deux courbes formant le premier brin ont pour équation :

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

Avec δ définissant la largeur angulaire entre les deux brins, indépendamment de ρ.

Le second brin a pour équation :

$$\rho_3 = \rho_0 e^{a(\theta-\pi)} \quad \text{et} \quad \rho_4 = \rho_0 e^{a(\theta-\pi-\delta)}$$

On aboutit alors à la structure présentée sur la Figure 1.8. En théorie, pour être totalement indépendante de la fréquence les dimensions de cette antenne devraient tendre vers l'infini. Ici, la spirale est définie par des rayons interne (r_i) et externe (r_e) finis. La largeur des brins extérieurs diminue au lieu de continuer à croître afin d'améliorer le comportement de l'antenne en basses fréquences en limitant la réflexion des ondes à l'extrémité des brins.

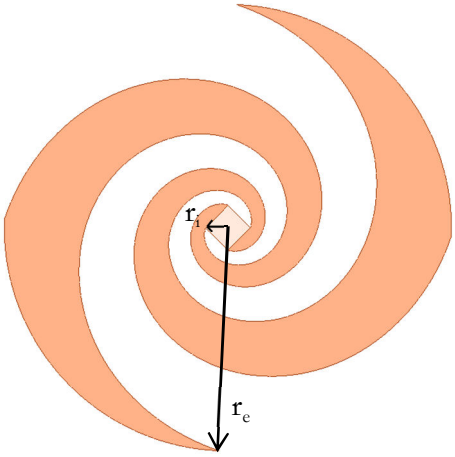


Figure 1.8. Antenne spirale logarithmique.

L'antenne spirale logarithmique est alimentée en son centre, les deux brins étant excités en opposition de phase grâce à un balun ultra large bande qui permet également de réaliser l'adaptation d'impédance. Ces antennes possèdent une très bonne bande passante d'adaptation, généralement supérieure à la décade. C'est généralement le rayonnement ou la polarisation de l'antenne qui limite sa bande passante d'utilisation. Les antennes spirales logarithmiques possèdent un rayonnement bidirectionnel dans le plan normal à celui de l'antenne. Les niveaux de gains sont généralement situés autour de 5dB. Du fait de la géométrie de la structure, la polarisation du champ rayonné par l'antenne spirale logarithmique est circulaire. L'antenne rayonne deux polarisations circulaires, une RHCP (Right Hand Circular Polarization) et une LHCP (Left Hand Circular Polarization) selon le sens d'enroulement des brins. Dans les fréquences basses de fonctionnement de l'antenne, la polarisation devient elliptique puis linéaire car les courants sont réfléchis à l'extrémité des brins (voir fonctionnement des antennes spirales paragraphe 1.3.1). Les antennes spirales logarithmiques, comme toutes les antennes indépendantes de la fréquence en général, sont dispersives. En effet, les zones de la spirale qui participent au rayonnement diffèrent en fonction de la fréquence.

1.2.3.3 Antenne spirale d'Archimède

La géométrie et les performances de l'antenne spirale d'Archimède sont relativement similaires à celles de l'antenne spirale logarithmique [21]. La principale différence est la largeur des brins qui est fixe pour l'antenne d'Archimède. L'antenne n'est donc plus indépendante de la fréquence car la géométrie de l'antenne n'est plus uniquement définie par des angles. Cependant les antennes d'Archimède sont classées dans cette catégorie car elles possèdent un comportement et des performances très similaires aux antennes indépendantes de la fréquence. L'antenne spirale d'Archimède est décrite par l'équation suivante :

$$\rho(\theta) = \rho_0 + a\theta$$

Où ρ_0 est le rayon central et a le taux d'expansion de la spirale.

Les antennes spirales d'Archimède sont généralement constituées de deux brins auto-complémentaires. Le deuxième brin métallique est obtenu par une rotation de 180° du premier. L'auto-complémentarité est assurée si le taux d'expansion a satisfait la relation : $a = 2w/\pi$ où w correspond à la largeur des brins. La Figure 1.9 illustre ce type d'antenne spirale.

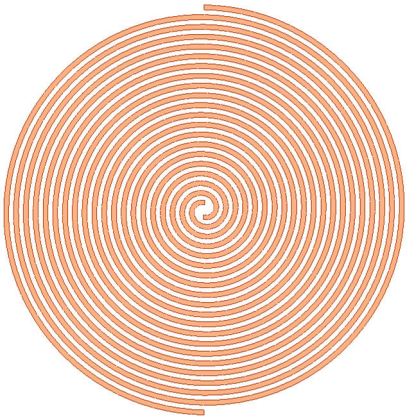


Figure 1.9. Antenne spirale d'Archimède.

Les antennes spirales d'Archimède possèdent globalement les mêmes performances que les antennes spirales logarithmiques. En effet, elles possèdent une bande passante d'adaptation supérieure à la décade, un rayonnement bidirectionnel dans le plan normal à celui de la spirale et une polarisation circulaire. De plus, la fréquence haute de fonctionnement est également déterminée par le plus petit diamètre (interne) et la fréquence basse par le plus grand diamètre de la spirale (externe). Les deux brins de l'antenne doivent être alimentés en opposition de phase grâce à un balun ultra large bande qui permet également de réaliser une adaptation d'impédance.

Les antennes spirales d'Archimède sont généralement plus utilisées que les antennes spirales logarithmiques car elles sont moins encombrantes. En effet, la largeur des brins étant fixe, la spirale d'Archimède peut avoir plus de tours et donc une fréquence de fonctionnement plus basse que la spirale logarithmique pour un même espace donné.

1.2.3.4 Antenne spirale carrée

On considère dans cette partie une antenne spirale carrée auto-complémentaire à deux brins avec une largeur de brin constante [22] (cf. Figure 1.10). Ces antennes sont définies par des longueurs et non pas par des angles, elles ne sont donc pas indépendantes de la fréquence. Cependant, comme pour les antennes spirales d'Archimède, leur fonctionnement est très proche des antennes de cette catégorie.

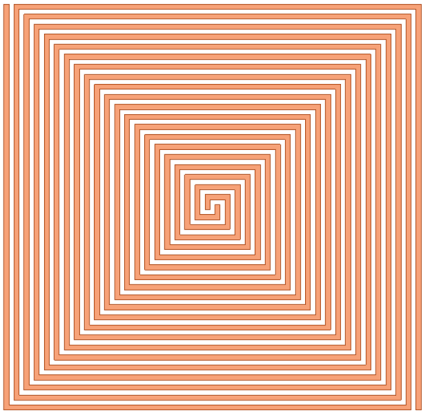


Figure 1.10. Antenne spirale carrée.

Ce type d'antenne possède quasiment les mêmes caractéristiques qu'une antenne spirale d'Archimède, à savoir : une bande passante d'adaptation supérieure à la décade, un rayonnement

bidirectionnel dans le plan normal à celui de la spirale et une polarisation circulaire. Cependant, à cause des angles droits présents dans la géométrie de l'antenne, la qualité de la polarisation se dégrade après la première octave et devient elliptique. Les antennes spirales carrées permettent de gagner en compacité par rapport aux antennes d'Archimède classiques. En effet, leur zone de rayonnement n'est plus déterminée par un cercle de diamètre $d = \lambda/\pi$ mais par les brins de la spirale qui rayonnent lorsque leur longueur devient égale à $\lambda/4$.

Les antennes spirales carrées sont moins utilisées que les antennes spirales d'Archimède classiques. Cependant, il est plus aisé de modifier une structure carrée plutôt que circulaire afin de la rendre reconfigurable par exemple.

1.2.3.5 Synthèse des caractéristiques des antennes ULB

Le tableau suivant récapitule les principales caractéristiques des antennes ultra large bande les plus couramment utilisées, y compris les antennes 3D qui n'ont pas été détaillées précédemment. Il s'agit de caractéristiques moyennes, communément admises, qui peuvent évidemment varier selon les paramètres des antennes, leur optimisation ou leur environnement. Les dimensions des antennes sont exprimées en longueur d'onde à la fréquence la plus basse de la bande passante.

	Bande passante	Impédance d'entrée	Balun ?	Taille (2D/3D)	Diagramme	Polarisation	Dispersive
Biconique	150 %	> 100 Ω	Oui	λ/2 (3D)	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Discône	150 %	> 80 Ω	Non	λ/4 (3D)	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Papillon	> 100 %	> 100 Ω	Oui	λ/2 (2D)	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle circulaire	160 %	50 Ω	Non	λ/4 (3D)	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle triangulaire	120 %	50 Ω	Non	λ/4 (3D)	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle trapézoïdal	> 80 %	50 Ω	Non	λ/5 (3D)	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Monopôle papillon	75 %	50 Ω	Non	λ/4 (3D)	Omni-directionnel	Linéaire	Non
Cornet	50 à 180%	50 Ω	Non	> λ (3D)	Uni-directionnel	Linéaire	Non
TSA	125 à 170 %	50 Ω	Oui ou Non	> λ/2 (2D)	Uni-directionnel	Linéaire	Non
Dipôle log périodique	130 %	50 à 100 Ω	Non	Variable (2D/3D)	Uni-directionnel	Linéaire	Oui
Log périodiques	150 %	50 à 188 Ω	Oui	λ (2D)	Bi-directionnel	Linéaire	Oui
Spirale conique	> 150 %	Variable	Non	Variable (3D)	Uni-directionnel	Circulaire	Oui
Spirale logarithmique	> 150 %	188 Ω	Oui	λ/π (2D)	Bi-directionnel	Circulaire	Oui
Spirale d'Archimède	> 150 %	188 Ω	Oui	λ/π (2D)	Bi-directionnel	Circulaire	Oui
Spirale carrée	> 150 %	188 Ω	Oui	λ/4 (2D)	Bi-directionnel	Circulaire / Elliptique	Oui

1.3 Antenne spirale d'Archimède

Dans cette partie nous revenons plus en détail sur le fonctionnement et les performances des antennes spirales d'Archimède. Ces antennes, dans leur version carrée, ont servi de base aux travaux de cette thèse car elles possèdent un très bon niveau d'adaptation et des caractéristiques qui restent stables en fonction de la fréquence. De plus, elles rayonnent une polarisation circulaire dans la direction normale au plan de la spirale, ce qui est imposé par le cahier des charges.

1.3.1 Principe de fonctionnement

Comme cela a été vu précédemment, le rayon interne de la spirale fixe la fréquence haute de fonctionnement de l'antenne et le rayon externe fixe sa fréquence basse. D'une manière générale, la zone contribuant au rayonnement d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins se trouve sur un cercle de diamètre $d = \lambda/\pi$. Ceci correspond à la zone dans laquelle les courants circulant sur les deux brins de la spirale deviennent en phase. En effet, une antenne spirale à deux brins peut être considérée comme une ligne de transmission à deux brins avec un faible espacement. Ce type de lignes rayonne très peu car les courants présents sur les deux brins sont en opposition de phase. Par conséquent, le rayonnement d'un brin est annulé par celui de l'autre. Une antenne spirale à deux brins subit le même phénomène, mais grâce à l'enroulement des brins, les courants peuvent se retrouver en phase pour un certain rayon. Pour démontrer cela, considérons la spirale d'Archimède de la Figure 1.11.

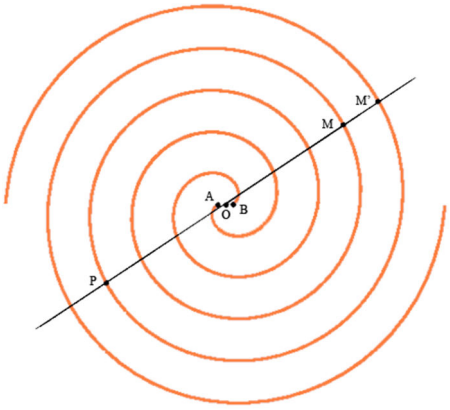


Figure 1.11. Spirale d'Archimède à deux brins.

Soit M un point situé sur le brin d'origine A et P, un point diamétralement opposé sur le brin d'origine B. M et P sont donc situés sur un même cercle de centre O. Soit M', un point situé sur l'axe PM et sur le brin d'origine B et soit $L_{PM'}$ la longueur de l'arc de cercle PM'. On a : $L_{PM'} \approx \pi L_{OM}$ si on considère $L_{MM'} << L_{OM}$. Les deux brins étant excités en opposition de phase, les courants sont donc également en opposition de phase en M et P. Lorsque $L_{OM} = \lambda/2\pi$, on obtient donc $L_{PM'} = \lambda/2$. Le déphasage apporté par cet arc est donc de π. Les courants circulant sur les deux brins deviennent donc en phase aux points M et M'. La zone de rayonnement de l'antenne est donc bien contenue dans un anneau de circonférence λ. Dans cette zone, du fait de la géométrie de la structure, l'antenne rayonne deux polarisations circulaires, une RHCP et une LCHP dans la direction opposée, selon le sens d'enroulement des brins.

Le gain d'une antenne spirale croît avec la fréquence jusqu'à une valeur asymptotique lorsque $d >> \lambda/\pi$. En basses fréquences, lorsque le diamètre extérieur de la spirale devient petit devant la longueur d'onde, les courants ne sont pas atténués aux extrémités et sont donc réfléchis vers le centre de l'antenne. Une composante polarisée en sens inverse est donc créée et interfère avec le courant incident. Cela provoque donc une forte variation de l'impédance d'entrée de l'antenne et donc une désadaptation. De plus, ce phénomène implique une chute du gain ainsi qu'une polarisation elliptique voire linéaire. A l'inverse, si le diamètre devient grand par rapport à la longueur d'onde, une distorsion des diagrammes de rayonnement apparaît à cause de l'excitation des modes de rayonnement d'ordre supérieur. En effet, il a été montré que la zone de rayonnement de l'antenne correspond à un anneau de circonférence λ. Cette zone correspond au rayonnement du premier mode. Selon le même principe, les courants des deux brins seront à nouveau en phase dans un anneau de circonférence 3λ. Ainsi, si la spirale est assez grande tous les modes impairs supérieurs de rayonnement peuvent aussi être excités bien qu'atténués. En général, on désire exciter seulement le premier mode, la présence des autres modes de rayonnement perturbant le diagramme.

1.3.2 Performances

Cette section présente les performances des antennes spirales d'Archimède en s'appuyant sur l'exemple d'une antenne en espace libre dimensionnée pour fonctionner sur la bande 1 – 10 GHz (cf. Figure 1.12).

Soit r_i, le rayon interne de l'antenne et r_e, le rayon externe, on a :

$$r_{i,e} = \frac{\lambda_{min,max}}{2\pi} = \frac{c}{2\pi f_{max,min}}$$

On obtient ici : r_i = 4,8mm et r_e = 47,7mm. On a également : $w_{ligne} = w_{fente}$ = 1,5mm, avec w_{ligne} la largeur de la ligne et w_{fente} la largeur de la fente. Cette largeur est dimensionnée de façon à avoir un bon niveau d'adaptation aux basses fréquences de la bande passante de l'antenne.

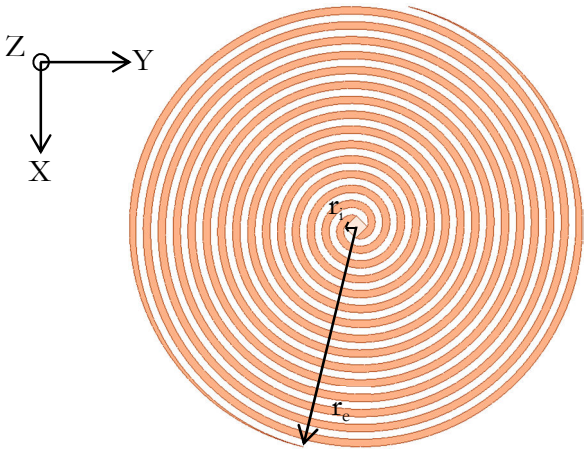


Figure 1.12. Antenne spirale d'Archimède (1 – 10 GHz).

L'antenne a été simulée, comme toutes les autres structures présentées dans ce mémoire, en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique HFSS™. Ce dernier permet de calculer le champ électromagnétique dans un volume de calcul en utilisant la méthode des éléments finis en

régime harmonique. L'antenne est alimentée par une alimentation idéale de type « Lumped Port » présentant une impédance de 188Ω (impédance d'entrée d'une antenne auto-complémentaire) et excitant les deux brins en opposition de phase. Les « Lumped Port » correspondent à un modèle d'alimentation idéale utilisé par HFSS™ qui permet d'exciter deux conducteurs en différentiel.

La Figure 1.13 et la Figure 1.14 illustrent respectivement le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne. Celle-ci possède bien une fréquence minimale de fonctionnement d'environ 1GHz. En basses fréquences l'impédance d'entrée varie à cause de la réflexion des courants à l'extrémité des brins de la spirale. Ensuite, l'impédance se stabilise tout en diminuant avec la fréquence. En effet, comme vu précédemment, l'antenne n'est pas tout à fait indépendante de la fréquence car la largeur des brins est fixe et que ses dimensions sont finies. Les antennes spirales en espace libre possèdent un très bon niveau d'adaptation (S11 inférieur à -20dB) sur toute la bande passante.

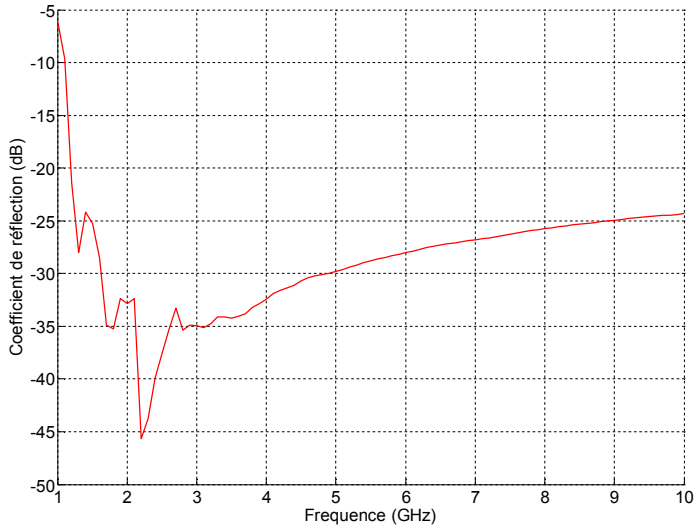


Figure 1.13. Coefficient de réflexion d'une spirale d'Archimède.

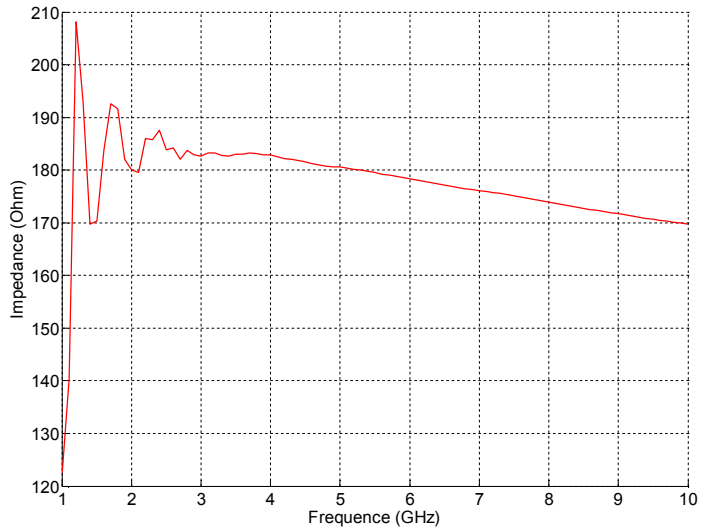


Figure 1.14. Impédance d'entrée d'une antenne d'Archimède.

La Figure 1.15 illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne à 5 et 10GHz dans les plans φ = 0°, 45° et 90°. L'antenne possède un rayonnement bidirectionnel, indépendant de l'angle φ, dans la direction normale à celle de la spirale. Le gain maximal est d'environ 6dB et

l'angle d'ouverture à -3dB est de 68° à 5GHz. À 10GHz, le diagramme de rayonnement commence à se déformer à cause de l'excitation des modes supérieurs de rayonnement.

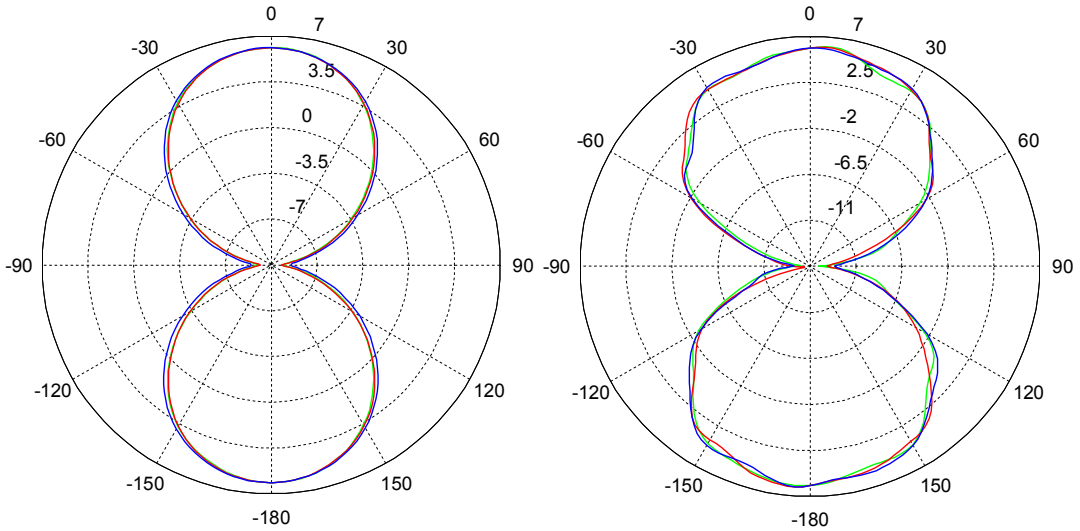


Figure 1.15. Diagramme de rayonnement d'une antenne spirale d'Archimède à 5GHz (gauche) et 10GHz (droite) dans les plans φ = 0°, 45° et 90°.

La Figure 1.16 illustre le gain en fonction de la fréquence. On constate que le gain augmente avec la fréquence jusqu'à une valeur d'environ 6dB.

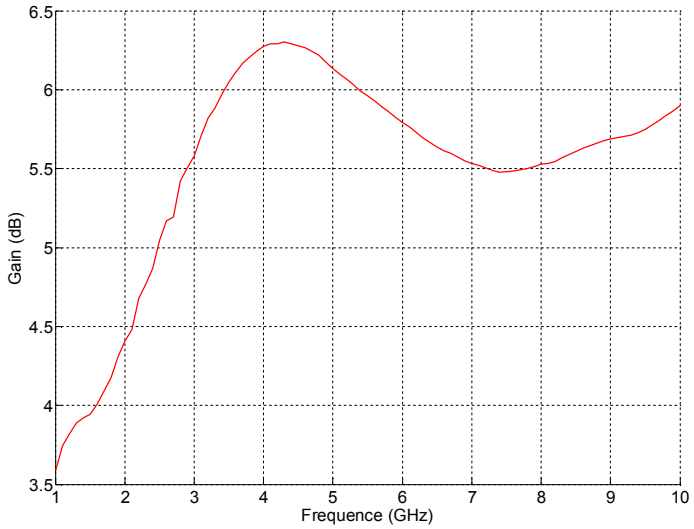


Figure 1.16. Gain en fonction de la fréquence pour θ = φ = 0°.

Cette antenne rayonne une polarisation circulaire de bonne qualité (cf. Figure 1.17). Généralement, on considère que la polarisation d'une antenne est circulaire lorsque son taux d'ellipticité est inférieur à 3dB. Le taux d'ellipticité correspond au rapport entre le grand et le petit axe de l'ellipse décrite par l'extrémité des vecteurs du champ électrique en un point en fonction du temps. Une polarisation parfaitement circulaire correspond donc à un taux d'ellipticité de 1 (0dB). À partir de 3GHz, les dimensions de la spirale deviennent grandes par rapport à la longueur d'onde. Ainsi, les courants sont suffisamment atténués pour que leur réflexion sur l'extrémité des brins de l'antenne devienne négligeable. À partir de cette fréquence, l'impédance d'entrée de l'antenne se stabilise, le gain de l'antenne atteint quasiment sa valeur maximale et le taux d'ellipticité reste inférieur à 0,5dB jusqu'à 9GHz.

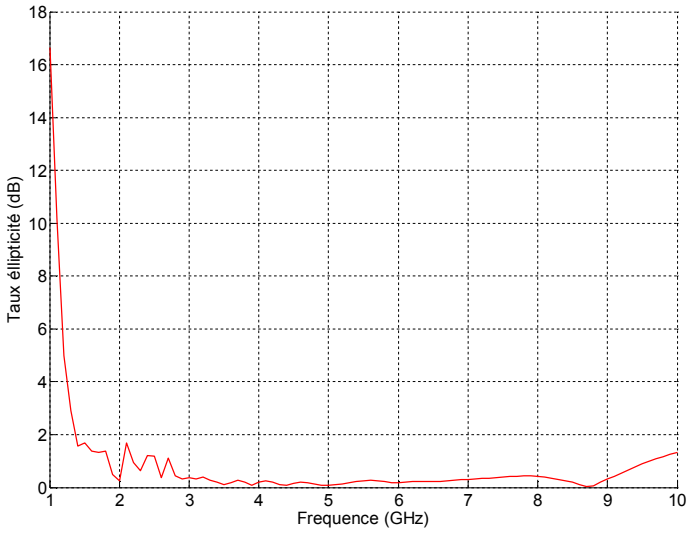


Figure 1.17. Taux d'ellipticité d'une antenne spirale d'Archimède pour θ = φ = 0°.

1.4 Systèmes d'alimentation équilibrés

De nombreux types d'antennes, comme les dipôles ou les spirales requièrent une alimentation équilibrée (deux signaux déphasés de 180°). Les câbles coaxiaux sont généralement utilisés pour alimenter différents systèmes, cependant il ne s'agit pas d'une alimentation symétrique. Pour équilibrer l'alimentation, il est nécessaire d'utiliser un symétriseur, également appelé balun (BALanced/UNbalanced). Certains types de baluns permettent également de réaliser une adaptation d'impédance entre la source d'alimentation et l'antenne. L'utilisation d'un balun est donc indispensable pour alimenter une antenne spirale car ces antennes présentent une impédance d'entrée de 188Ω et requièrent une alimentation symétrique. Il existe de nombreux types de baluns. Toutefois, les antennes spirales étant ultra large bande, seuls les baluns ultra large bande seront présentés ici.

1.4.1 Balun Marchand

Il s'agit d'un type de baluns couramment utilisé sous de nombreuses formes [23][24][25]. Ils ont été initialement conçus à l'aide de câbles coaxiaux. Ces baluns possèdent une bande passante de 1:9 ou plus et peuvent être utilisés pour alimenter des antennes spirales. Ce type de baluns a également été développé en technologie planaire afin de simplifier leur réalisation et d'en réduire le coût au détriment d'une plus faible bande passante. Dans la version microruban, l'entrée du balun correspond à une ligne microruban et la sortie à une ligne à fente. Ces deux lignes sont placées orthogonalement, une sur chaque face du substrat. Le plan de masse de la ligne microruban est créé par un côté de la métallisation de la ligne à fente. La ligne microruban est terminée par un stub radial ce qui crée un court-circuit virtuel au point de croisement des lignes. Ceci permet d'avoir à cet endroit un courant maximal, conduisant à un couplage optimal avec la fente sur la couche de métallisation opposée. La ligne à fente est terminée par un circuit ouvert ce qui permet de maximiser le champ dans le plan de transition. Ce type de balun est particulièrement adapté à l'alimentation des antennes de types Vivaldi. Le stub radial peut être remplacé par un via afin de créer un court-circuit réel en terminaison de la ligne microruban.

1.4.2 Balun progressif

Les baluns progressifs sont des transitions qui, en suivant une certaine loi, permettent de passer d'une alimentation asymétrique à une ligne bifilaire équilibrée. La transition peut suivre une loi linéaire, linéaire par morceaux, exponentielle, de Tchebychev ou de Klopfgeister. A cette variation géométrique de la structure correspond une variation de l'impédance de la ligne. Ainsi, plus la transition se fait de façon continue, plus la réflexion des ondes sera faible. La bande passante de ce type de baluns est très grande, généralement supérieure à 1:100. La fréquence basse de fonctionnement est fixée par la longueur du balun. Ils doivent être placés perpendiculairement à l'antenne, ce qui peut conduire à un fort encombrement. Les baluns progressifs peuvent être réalisés à partir d'un câble coaxial ou en technologie planaire.

1.4.2.1 Balun progressif coaxial

Ce type de balun a été présenté pour la première fois par J. W. Duncan et V. P. Minerva en 1959 [26]. Il consiste en un câble coaxial dont le conducteur extérieur est découpé selon un certain angle suivant une loi de Klopfgeister le long du balun. Ce procédé permet de réaliser une transition entre une ligne coaxiale et deux lignes conductrices équilibrées. Ces baluns ont l'avantage de peu perturber le fonctionnement de l'antenne qu'ils alimentent et de posséder une ultra large bande passante (supérieure à 1:100). Cependant, leur réalisation très complexe limite leur utilisation.

1.4.2.2 Balun progressif planaire

Les baluns progressifs planaires [27][28][29] permettent d'adapter une impédance de charge Z_e (impédance d'entrée de l'antenne) de type bifilaire sur une impédance Z_0 de type microruban suivant une loi de variation de l'impédance caractéristique en fonction de la distance. La largeur de la ligne microruban impose l'impédance d'entrée du balun et la largeur de la ligne bifilaire détermine l'impédance de sortie du balun. Les impédances sont également fonctions de la hauteur et de la permittivité du substrat.

La Figure 1.18 présente un balun progressif planaire suivant une loi exponentielle définie par la relation suivante :

$$y(x) = \frac{l}{e^{\frac{a}{2}w_2} - e^{\frac{a}{2}w_1}}\left(e^{ax} - e^{\frac{a}{2}w_1}\right)$$

Avec : $x \in [w_2/2 ; w_1/2]$,

l : la longueur du balun,

a : un nombre réel,

w_1 : la largeur de la ligne en entrée,

w_2 : la largeur de la ligne en sortie.

Dans l'exemple présenté ici, le balun permet d'équilibrer l'alimentation et de réaliser une adaptation d'impédance 50Ω – 170Ω. Il possède les caractéristiques suivantes :

- Largeur ligne face avant en entrée : w_1 = 6,2mm ;

- Largeur ligne face avant en sortie : w_2 = 1,18mm ;
- Largeur ligne face arrière en entrée : w_3 = 40mm ;
- Largeur ligne face arrière en sortie : w_2 = 1,18mm ;
- Longueur : l = 200mm ;
- Epaisseur du substrat : 3,14mm ;
- Permittivité : 4,4 (FR4).

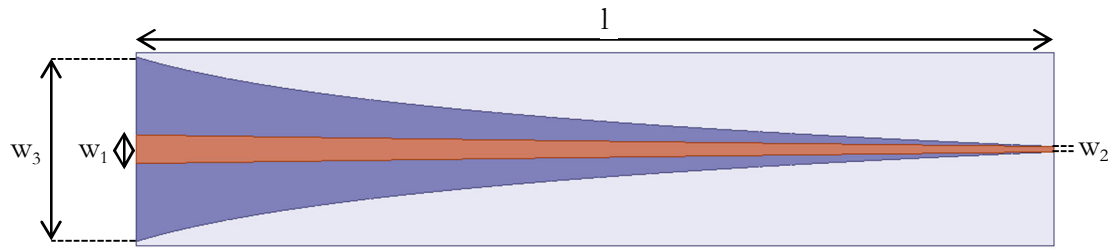


Figure 1.18. Balun progressif.

La largeur de la ligne microruban a été dimensionnée avec l'outil LineCalc du logiciel Advanced Design System (ADS) et la largeur des lignes de sortie à l'aide des expressions données dans [30]. Les largeurs ont ensuite été optimisées dans HFSS. La Figure 1.19 illustre le coefficient de réflexion à l'entrée de ce balun. On peut vérifier qu'il possède un caractère ultra large bande et une fréquence minimale de fonctionnement de 300MHz (S11 inférieur à -10dB).

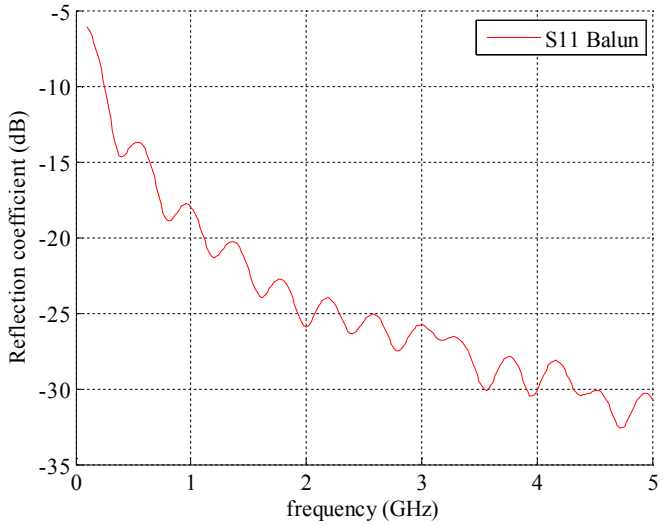


Figure 1.19. Coefficient de réflexion du balun.

Comme expliqué précédemment, ce type de baluns possède une ultra large bande passante mais ils augmentent significativement l'encombrement de la structure. De plus, les baluns progressifs planaires perturbent le rayonnement de l'antenne. En effet, le substrat du balun apporte des pertes. En outre, le champ rayonné a tendance à être dirigé vers le substrat ce qui augmente le rayonnement arrière de l'antenne.

1.4.3 Coupleur hybride 180°

Une autre façon d'alimenter une antenne de façon équilibrée consiste à utiliser un coupleur hybride 180° [31] (cf. Figure 1.20). En entrée, le coupleur est alimenté par un câble coaxial. En sortie, deux câbles coaxiaux fournissent deux signaux de même amplitude, déphasés

de 180° offrant ainsi une alimentation symétrique. Il existe des coupleurs possédant une ultra large bande passante pouvant donc alimenter des antennes spirales. Cependant, ces coupleurs possèdent une impédance d'entrée de 50Ω. L'impédance totale des deux câbles coaxiaux en sortie est donc de 100Ω, si les blindages des câbles sont connectés entre eux. Or une antenne spirale possède, en espace libre, une impédance d'entrée de 188Ω, ce qui n'est donc pas adapté à la sortie du coupleur. Cependant, l'antenne est imprimée sur un substrat ce qui va réduire son impédance d'entrée et donc la désadaptation entre l'antenne et le coupleur. L'utilisation d'un coupleur hybride 180° peut donc être une solution intéressante. En effet, ces coupleurs peuvent posséder une ultra large bande passante et ils perturbent peu le rayonnement de l'antenne s'ils sont placés derrière le plan de masse comme l'illustre la Figure 1.20. Dans le cas d'utilisation avec des antennes spirales, l'adaptation de l'antenne est dégradée.

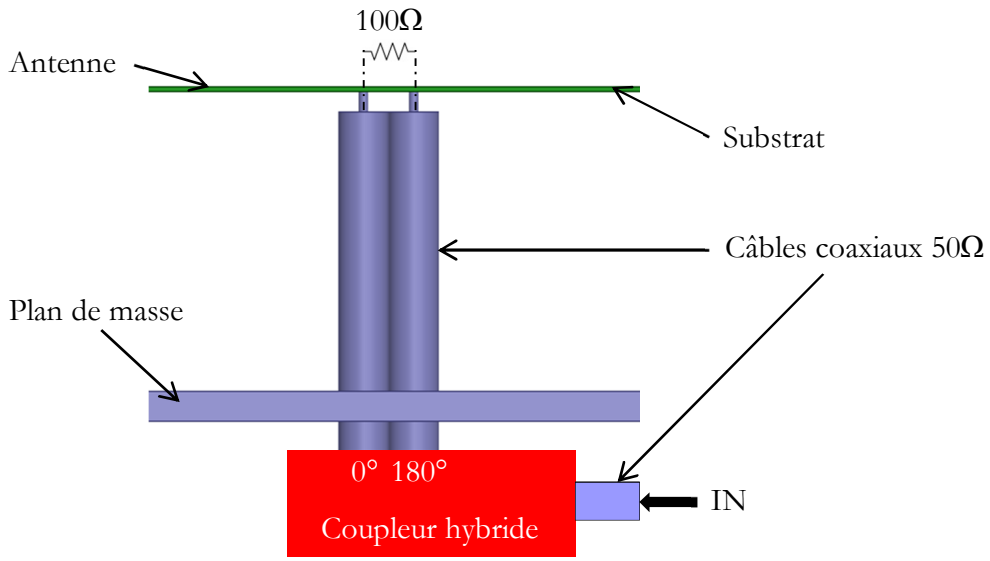


Figure 1.20. Antenne alimentée par un coupleur hybride 180°.

1.5 Antenne spirale d'Archimède avec plan de masse

1.5.1 Présentation

Le fonctionnement idéal des antennes spirales est obtenu en espace libre [32]. Cependant, il est généralement nécessaire d'associer un plan de masse à l'antenne afin d'annuler le rayonnement arrière lorsque l'on désire un rayonnement unidirectionnel.

Lorsqu'un plan de masse est placé en-dessous d'une antenne spirale, le comportement de celle-ci à une fréquence donnée est similaire à celui d'un dipôle au-dessus d'un plan de masse. Le gain dans l'axe est proportionnel à $\sin\left(\frac{2\pi h}{\lambda}\right)$ avec h la distance séparant l'antenne du plan de masse. Le gain de l'antenne augmente donc jusqu'à ce que h soit égale à $\lambda/4$ puis décroît jusqu'à un minimum pour $h = \lambda/2$. En effet, si l'antenne se situe à une distance $\lambda/4$ du plan de masse, les ondes subissent un déphasage de $\pi/2$ jusqu'au plan de masse, puis un déphasage de π dû à la réflexion et un dernier de $\pi/2$ correspondant au retour de l'onde au niveau de la spirale. Une distance de $\lambda/4$ correspond donc à un déphasage de 2π, l'onde réfléchie arrive alors en phase et se recombine de façon constructive avec l'onde directe. En revanche, si $h = \lambda/2$, le trajet aller-retour de l'onde jusqu'au plan de masse ajouté au déphasage introduit par la réflexion sur le plan

de masse correspond à un déphasage de 3π. L'onde réfléchie génère donc un rayonnement en opposition de phase par rapport à l'onde directe, ce qui implique un nul de rayonnement dans l'axe à cette fréquence. Ce phénomène limite donc la bande passante d'utilisation à une seule octave alors que la bande passante d'adaptation est supérieure à la décade. De plus, le plan de masse modifie la distribution des courants sur les brins de l'antenne. Ceci a pour conséquence de dégrader l'adaptation d'impédance de l'antenne et plus particulièrement la qualité de la polarisation circulaire, notamment en basses fréquences.

Pour vérifier ce fonctionnement, considérons l'antenne spirale d'Archimède décrite dans la partie 1.3.2 avec un plan de masse placé à 30mm de celle-ci. Cette antenne possède une fréquence minimale de fonctionnement de 1GHz. Le plan de masse est donc placé à une distance de λ/10 à cette fréquence. Cette distance étant inférieure à λ/4, la distribution des courants sur les brins de l'antenne sera perturbée ce qui conduit à une dégradation de l'adaptation d'impédance. Pour une antenne spirale d'Archimède, $\lambda_{max}/10$ correspond à la distance minimale, déterminée empiriquement, permettant de conserver un coefficient de réflexion inférieur à -10dB à la fréquence minimale de fonctionnement. Cette distance implique par ailleurs un nul de rayonnement à 5GHz car elle sera égale à λ/2 à cette fréquence.

La Figure 1.21 compare la distribution des courants surfaciques circulant sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède à 1,5GHz sans (à gauche) et avec (à droite) plan de masse. On peut constater que les courants circulant sur l'antenne sans plan de masse sont concentrés au centre de la spirale et sont fortement atténués avant d'atteindre l'extrémité des brins ce qui correspond à un fonctionnement optimal de l'antenne. En revanche, la distribution des courants sur l'antenne avec plan de masse est perturbée, des maxima et des minima de courant sont présents sur toute la surface. De plus, les courants sont encore importants à l'extrémité des brins, le fonctionnement de l'antenne est donc perturbé.

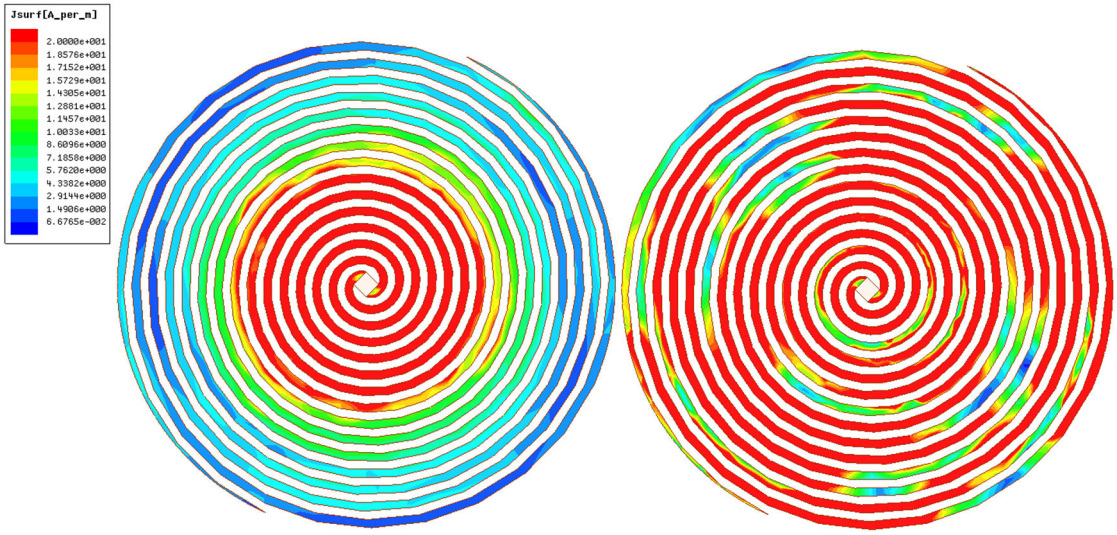


Figure 1.21. Distribution des courants surfaciques circulant sur les brins de l'antenne à 1,5GHz.

Les perturbations introduites par le plan de masse peuvent également être observées sur les différents paramètres de l'antenne. La Figure 1.22 compare le coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède avec (en rouge) et sans (en bleu) plan de masse. On constate, qu'effectivement, l'adaptation d'impédance est bien dégradée à cause de la présence du plan de masse, notamment en basses fréquences.

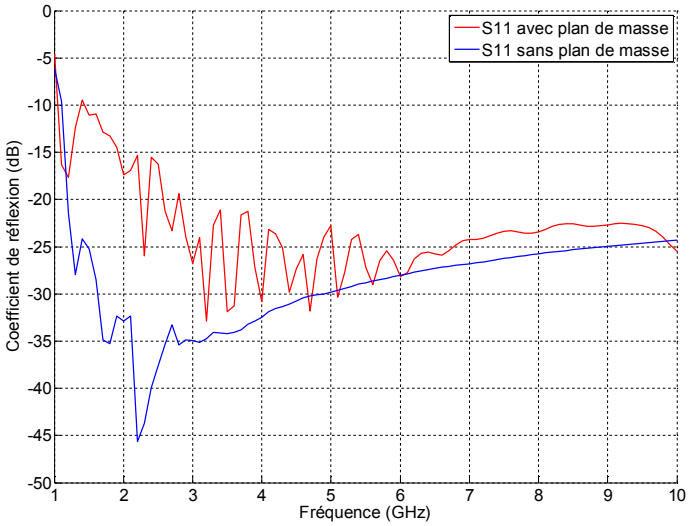


Figure 1.22. Coefficient de réflexion d'une antenne spirale d'Archimède avec et sans plan de masse.

La Figure 1.23 compare le rayonnement de l'antenne à 5GHz dans le plan $\varphi = 0°$ (cf. Figure 1.12) avec et sans plan de masse. Celui-ci permet bien d'annuler le rayonnement arrière mais il crée également un nul de rayonnement à 5GHz pour $\theta = 0°$.

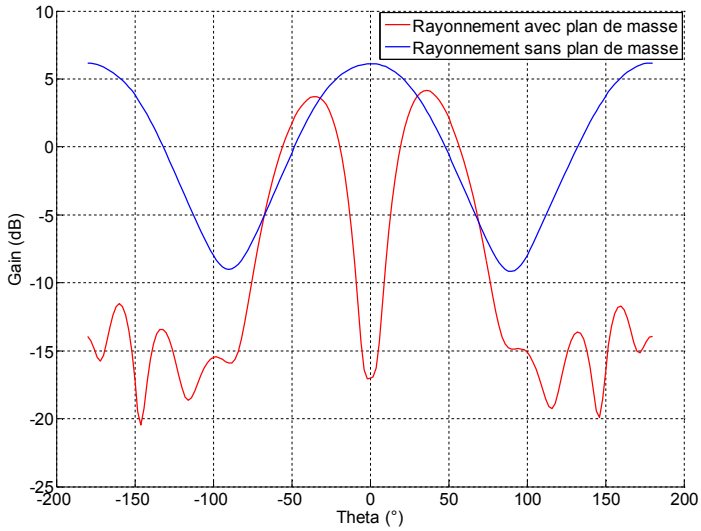


Figure 1.23. Rayonnement d'une antenne spirale d'Archimède avec et sans plan de masse à 5GHz dans le plan $\varphi = 0°$.

La Figure 1.24 compare le taux d'ellipticité de l'antenne avec et sans plan de masse dans la direction $\theta = 0°$. La qualité de la polarisation circulaire est également dégradée par la présence du plan de masse, principalement en basses fréquences. A 5GHz, le taux d'ellipticité augmente très fortement car l'antenne ne rayonne pas dans cette direction à cette fréquence à cause du plan de masse.

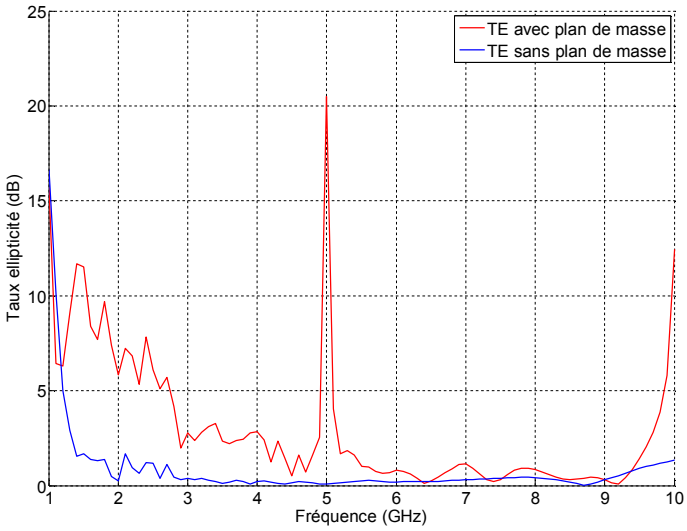


Figure 1.24. Taux d'ellipticité d'une antenne spirale d'Archimède avec (en rouge) et sans (en bleu) plan de masse pour θ = 0°.

Pour résoudre ce problème plusieurs solutions existent. Des matériaux absorbants peuvent être placées entre l'antenne et le plan de masse afin d'absorber le rayonnement arrière [33][34]. Ainsi, celui-ci ne perturbe plus le fonctionnement de l'antenne mais la moitié de l'énergie est perdue dans l'absorbant. De plus, ces matériaux sont encombrants et dispersifs, ce qui limite leur utilisation. D'autres solutions à base de charges résistives ont été étudiées [35][36]. L'antenne spirale est chargée par des résistances à différents endroits afin d'atténuer les courants indésirables circulant sur les brins de l'antenne. Cette solution permet d'améliorer nettement l'adaptation et le rayonnement de l'antenne mais elle dégrade fortement son efficacité. Enfin, le fonctionnement d'une antenne spirale avec plan de masse peut également être amélioré en remplaçant celui-ci par une surface haute impédance (SHI) [37][38]. Cette solution est détaillée dans la section 1.5.2.

1.5.2 Surface haute impédance

Les surfaces hautes impédances consistent en un réseau d'éléments périodiques imprimés au-dessus d'un plan de masse. Ces surfaces possèdent des propriétés de conducteur magnétique artificiel (CMA) et de bande interdite électromagnétique (BIE) [39]. La SHI la plus couramment utilisée est celle de Sievenpiper [40], également appelée « mushroom structure » (cf. Figure 1.25). Il s'agit d'un réseau de patchs carrés imprimés sur un substrat avec un plan de masse de l'autre côté du substrat. Chaque patch est connecté au substrat par des vias. La présence de ces vias dans cette structure implique une BIE et un fonctionnement de type CMA dans la même bande de fréquence. Ainsi, cette structure présente une surface haute impédance pour une onde incidente normale à la surface ainsi que pour les ondes de surface dans la même bande de fréquences. Ceci implique, à ces fréquences, une réflexion de l'onde incidente avec un déphasage nul et l'absence d'onde de surface. Ce type de surface est donc très attractive car elles peuvent être placées très près de l'antenne, réduisant ainsi l'encombrement, sans dégrader son fonctionnement.

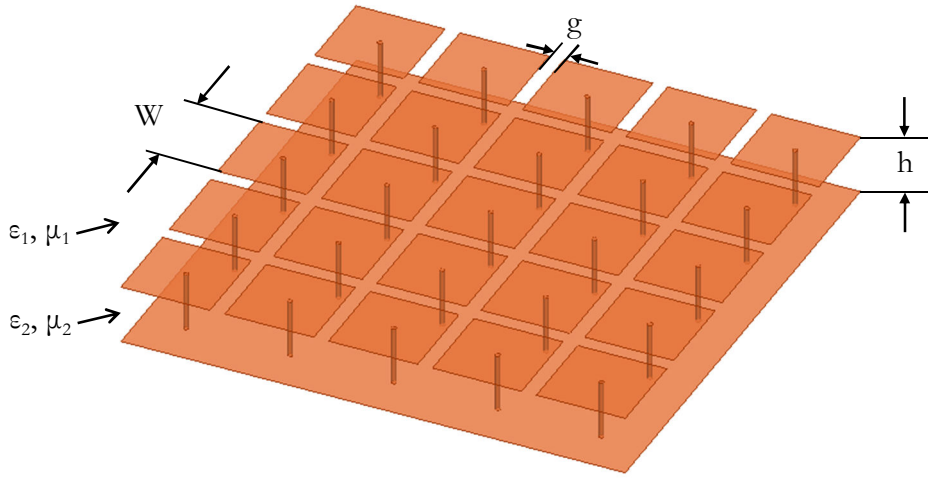


Figure 1.25. Surface haute impédance de Sievenpiper.

Le fonctionnement de cette structure peut être assimilé à celui d'un circuit résonnant composé d'un ensemble de capacités et d'inductances en parallèle (cf. Figure 1.26) [36]. Le caractère capacitif est lié à l'écartement entre les patchs métalliques et l'effet inductif à la présence des vias reliant les patchs au plan de masse.

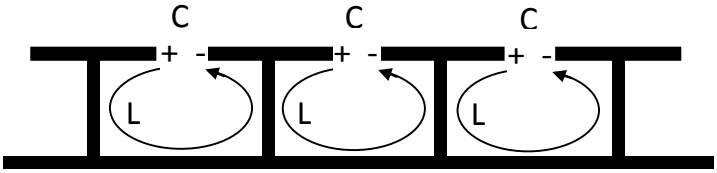


Figure 1.26. Vue en coupe de la structure de Sievenpiper.

En considérant cette représentation, l'impédance de la surface est équivalente à celle du circuit résonnant :

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

La capacité de surface équivalente est déterminée par la relation suivante :

$$C = \frac{W(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2W}{g}\right)$$

Avec C : la capacité exprimée en Farad par unité de surface,
ε_1 : la permittivité du milieu englobant la structure (généralement de l'air, $\varepsilon_1 = 1$),
ε_2 : la permittivité du substrat sur lequel est imprimé le réseau périodique.

L'inductance de surface équivalente est donnée par :

$$L = \mu_0 \mu_2 h$$

Avec L : l'inductance exprimée en Henry par unité de surface,
μ_0 : la perméabilité du vide,
μ_2 : la perméabilité relative du substrat.
h : la hauteur des vias.

La fréquence de résonnance de la structure est définie par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A cette fréquence, la surface se comporte comme un conducteur magnétique parfait ce qui implique une réflexion des ondes incidentes avec un déphasage nul. Cette fréquence correspond également au milieu de la bande interdite électromagnétique, les ondes de surfaces ne peuvent donc pas se propager. La bande passante du CMA est définie par la plage de fréquences sur laquelle la phase du coefficient de réflexion est comprise entre +90° et -90°, correspondant ainsi à une recombinaison constructive de l'onde réfléchie avec l'onde directe. La fréquence de résonance f_0 dépend de la taille des motifs élémentaires du réseau, de l'espacement entre ces motifs, et des caractéristiques du substrat. En effet, on peut noter que la fréquence f_0 augmente lorsque W, h, ε_2, ou μ_r diminuent ou lorsque l'espacement g augmente.

Une surface haute impédance a été simulée avec les paramètres suivants : W = 30mm, g = 12mm, h = 24mm, $\varepsilon_r = \mu_r = 1$. Pour cela, un élément du réseau, reproduit à l'infini grâce à des conditions aux limites périodiques, a été simulé. La Figure 1.27 illustre la phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface.

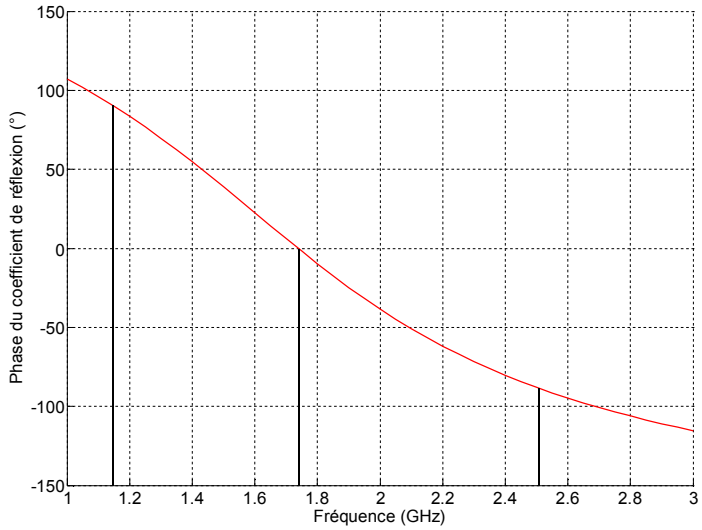


Figure 1.27. Phase du coefficient de réflexion de la surface haute impédance.

Cette surface présente donc une fréquence de résonance f_0 = 1,75GHz, qui correspond à la fréquence à laquelle la phase du coefficient de réflexion est nulle. La bande passante du comportement CMA est donc comprise entre 1,15GHz et 2,55GHz (75%). Sur cette gamme de fréquences, la phase du coefficient de réflexion est comprise entre +90° et -90°.

La bande de fonctionnement des surfaces hautes impédances est donc nettement inférieure à celle des antennes spirales qui est généralement supérieure à 160%. Ces surfaces sont donc une solution intéressante pour empêcher le rayonnement arrière des antennes spirales mais elles limitent leur bande passante. De plus, la présence des vias complique la réalisation de la structure. Des études ont donc été menées afin de garder le comportement SHI en supprimant les vias [41]. Ceci a pour effet de dissocier la bande de la BIE et du CMA, ces deux propriétés ne s'observent plus aux mêmes fréquences [39]. On obtient ainsi deux résonnances distinctes.

1.6 Reconfigurabilité

L'un des objectifs de cette thèse est de concevoir une antenne non seulement ultra large bande mais aussi reconfigurable. Cette partie détaille le principe de reconfigurabilité appliqué aux antennes et donne quelques exemples d'antennes reconfigurables qui ont conduit à la nouvelle topologie d'antenne reconfigurable présentée dans ce manuscrit.

1.6.1 Principe

Les avancées technologiques de ces dernières années en réalisation de composants RF et de matériaux ont permis la conception d'antennes reconfigurables [42]. Ces antennes sont très intéressantes car leur fonctionnement peut être modifié a posteriori et dynamiquement, ce qui peut être très avantageux, notamment dans le domaine spatial ou celui de la radio cognitive. De plus, la reconfigurabilité permet à l'antenne d'offrir plus de fonctionnalités dans un espace donné ce qui permet de réduire l'encombrement [43].

Une antenne reconfigurable est définie par plusieurs éléments. Elle est constituée d'un élément rayonnement, d'éléments permettant de modifier le fonctionnement de l'antenne et d'un contrôleur permettant de commander ces éléments.

Il existe plusieurs techniques de reconfiguration et différents moyens pour les mettre en œuvre. Tout d'abord, les antennes peuvent être reconfigurées électriquement en utilisant des MEMS (microelectromechanical systems) [44]–[49], des diodes PIN [50]–[52] ou varactors [53]–[55]. Ces éléments permettent de modifier le trajet des courants surfaciques ainsi que la longueur électrique de l'antenne. Les antennes peuvent également être reconfigurées optiquement à l'aide d'interrupteurs photoconducteurs [56]–[58]. De plus, la structure de l'antenne peut être modifiée mécaniquement afin de changer son fonctionnement [59]. Du polydiméthylsiloxane (PDMS), un élastomère « ultrasouple », peut par exemple être utilisé comme substrat pour reconfigurer l'antenne grâce à sa capacité de déformation [61]. Les performances peuvent également être modifiées en utilisant des matériaux agiles comme substrat de l'antenne tels que des ferrites ou des cristaux liquides [62]–[65]. Grâce à une tension de commande, la permittivité de ces matériaux peut être modifiée, ce qui entraîne une modification des caractéristiques de l'antenne. Les caractéristiques du substrat peuvent aussi être modifiées en utilisant des composants microfluidiques [66].

Ces différentes techniques peuvent offrir différent types de reconfigurations. En effet, on distingue trois types d'antennes reconfigurables : les antennes reconfigurables en fréquence, en rayonnement ou en polarisation [67]. Certaines antennes peuvent présenter plusieurs types de reconfigurabilités simultanément.

1.6.2 Reconfigurabilité en fréquence

La reconfigurabilité en fréquence permet de modifier la ou les fréquences de fonctionnement de l'antenne. On distingue la commutation de fréquences et l'agilité en fréquence. La première permet, à l'aide d'interrupteurs (diodes PIN par exemple), de modifier de façon discrète la bande de fonctionnement de l'antenne. L'accord de fréquence permet en

revanche, à l'aide de composants de type diodes varicap, de modifier la fréquence de fonctionnement de façon continue. La façon la plus classique de reconfigurer une antenne en fréquence consiste à modifier la longueur électrique de l'élément rayonnant. Pour cela, un ou plusieurs interrupteurs sont intégrés à l'élément rayonnant.

Afin d'illustrer un exemple de reconfigurabilité en fréquence, la Figure 1.28 illustre une antenne dipôle intégrant un interrupteur (en bleu) sur chacun de ses brins [68]. Cet exemple permet de présenter la commutation de fréquence par un cas simple. De plus, il permet de poser les bases du principe qui a été utilisé pour concevoir l'antenne reconfigurable réalisée durant la thèse. Le dipôle est alimenté par une alimentation idéale de type « Lumped Port ». Les interrupteurs, permettant ainsi de réaliser la commutation de fréquence, sont représentés par une poutre métallique à l'état bas ou à l'état haut. La structure étant passive, une simulation électromagnétique a été effectuée pour chaque état (interrupteurs ouverts ou fermés).

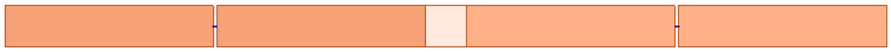


Figure 1.28. Dipôle reconfigurable.

Si les deux interrupteurs sont à l'état bas, chaque brin du dipôle possède une longueur de 26mm ce qui correspond à une fréquence de fonctionnement théorique de 2,8GHz. En revanche, si les deux interrupteurs sont à l'état haut, les brins deviennent deux fois plus courts, la fréquence de fonctionnement du dipôle est donc décalée deux fois plus haut en fréquence. La Figure 1.29 compare le coefficient de réflexion du dipôle lorsque les interrupteurs sont à l'état bas (en rouge) et lorsqu'ils sont ouverts (en bleu). Le rapport des fréquences n'est pas tout à fait de 2 car lorsque les interrupteurs sont ouverts, leur impédance n'est pas réellement infinie et, par conséquent, une partie des courants peut circuler sur la deuxième partie du brin.

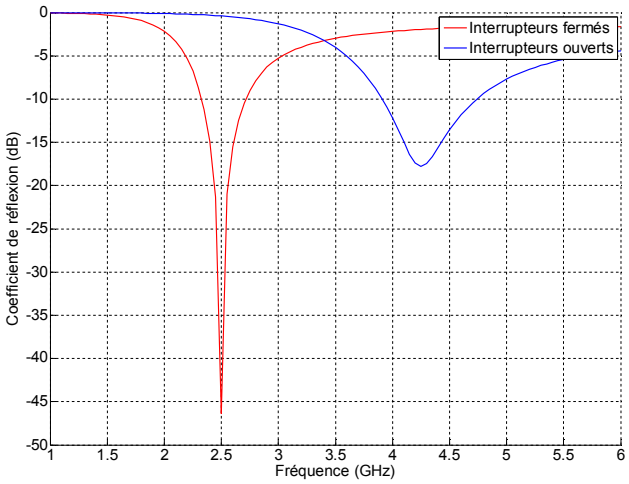


Figure 1.29. Coefficients de réflexion dipôle reconfigurable.

Cette technique de reconfigurabilité peut être appliquée à différents types d'antennes. Les antennes fractales, par exemple, sont de bonnes candidates car des interrupteurs peuvent être placés entre chaque motif élémentaire [69]. L'état des interrupteurs permet de sélectionner la zone rayonnante et donc la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

Des interrupteurs peuvent également être intégrés dans des monopôles méandrés ou en spirale afin de modifier leur longueur électrique. Par exemple, la référence [70] illustre une

antenne spirale à un brin intégrant plusieurs interrupteurs permettant de modifier la fréquence de résonnance ainsi que le rayonnement de l'antenne.

Les « matrices commutables », ou « antennes pixel patch », sont également connues pour leur reconfigurabilité en fréquence à l'aide d'interrupteurs [71]. Elles sont constituées d'un ensemble de patchs métalliques connectés les uns aux autres par des interrupteurs. L'état de ces interrupteurs permet de former des patchs plus ou moins grands, permettant ainsi de choisir la fréquence de fonctionnement de la structure.

Des interrupteurs peuvent également être utilisés pour réaliser des courts-circuits commutables. Pour cela, des interrupteurs sont placés sur des vias reliant l'antenne au plan de masse. L'activation de ces éléments permet donc de connecter ou non certaines parties de l'antenne au plan de masse afin de modifier la circulation des courants et par conséquent la fréquence de fonctionnement. La référence [72] présente un exemple d'une antenne patch reconfigurable à l'aide de courts-circuits commutables. Dans cet exemple, les interrupteurs permettent d'obtenir deux fréquences de fonctionnement distinctes.

Les antennes PIFA (Planar Inverted F-type Antenna) sont également de bonnes candidates à ce type de reconfiguration [73]. En effet, ces antennes possèdent déjà un court-circuit entre une sonde en forme de 'L' (planaire) et le plan de masse commun de l'antenne. Si la position de ce court-circuit est modifiée, la fréquence de fonctionnement de l'antenne l'est également.

Enfin, ces courts-circuits commutables peuvent également être utilisés pour alimenter une antenne par plusieurs accès distincts [74]. Ceci permet d'exciter l'antenne de différentes façons et donc d'obtenir des comportements différents.

1.6.3 Reconfigurabilité en rayonnement

Une antenne reconfigurable en rayonnement est une structure rayonnante dont le diagramme de rayonnement peut être changé dynamiquement. Celui-ci peut être modifié en termes de forme, de direction ou de gain. De manière générale, il est compliqué de reconfigurer un paramètre de l'antenne sans altérer les autres. Ainsi, les techniques de reconfiguration de fréquence présentées précédemment peuvent avoir également des influences, désirées ou non, sur le rayonnement de l'antenne et inversement. Par exemple, les interrupteurs présents dans l'antenne spirale présentée dans [70] peuvent également permettrent de modifier le rayonnement.

L'utilisation d'éléments parasites reconfigurables permet de modifier le rayonnement de l'antenne sans trop affecter sa fréquence de fonctionnement. En effet, ces éléments n'étant pas connectés à l'antenne, ils modifient peu son adaptation. Ces éléments parasites peuvent être utilisés comme réflecteurs ou comme directeur, pouvant être reconfigurés afin de privilégier une direction de rayonnement particulière. La référence [75] illustre une antenne de type Yagi multicouches dont le faisceau de rayonnement peut être dépointé à l'aide de quatre interrupteurs permettant de reconfigurer les réflecteurs et les directeurs.

Un autre exemple classique d'antennes reconfigurables en rayonnement concerne les réseaux d'antennes actifs. Le rayonnement d'un réseau d'antennes est donné par le facteur de réseau qui ne dépend que de l'agencement et de la pondération des sources. Le faisceau de rayonnement peut être dépointé en créant un déphasage entre les sources du réseau. Cette solution a l'avantage de ne pas altérer l'élément rayonnant. Une différence de phase α entre chaque source d'un réseau linéaire (selon l'axe (O, z)) uniforme permet d'obtenir un dépointage d'un angle θ selon la relation suivante :

$$\alpha = k_0 d \cos\theta$$

Avec : k_0 le nombre d'onde,
d la distance entre deux sources du réseau,
θ étant défini à partir de l'axe du réseau.

A titre d'exemple, considérons un réseau linéaire uniforme de 5 sources espacées de 0,5λ. Un dépointage de 30° peut être obtenu en appliquant une différence de phase de 90° entre chaque élément du réseau. La Figure 1.30 illustre le module du facteur de réseau avec et sans déphasage entre les sources. On verifie bien que le lobe principal du rayonnement de l'antenne a été décalé de 30° pour α = 90°.

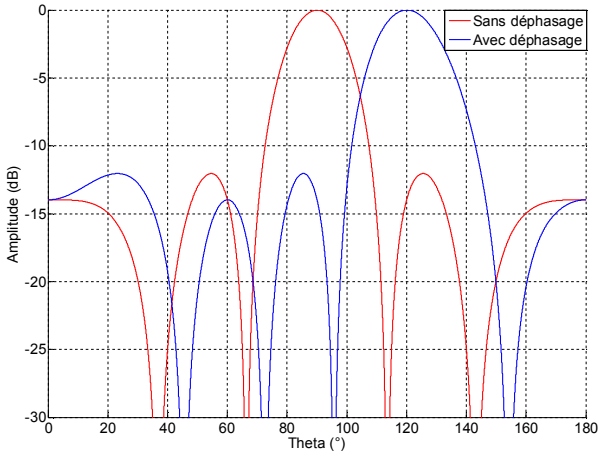


Figure 1.30. Module du facteur de réseau avec et sans déphasage.

1.6.4 Reconfigurabilité en polarisation

Le dernier type de reconfiguration correspond à la modification de la polarisation de l'antenne. Pour cela, on cherche généralement à modifier le sens ou la phase des courants circulant sur l'élément rayonnant, sans les altérer afin de ne pas perturber les autres caractéristiques de l'antenne.

Les techniques utilisées pour les autres types de reconfigurabilité peuvent également s'appliquer ici. En effet, les courts-circuits commutables [76] ou les éléments parasites reconfigurables [77][78][79], par exemple, permettent aussi de reconfigurer la polarisation de l'antenne. Il est également possible de modifier la polarisation de l'antenne en ajoutant des fentes afin de perturber les lignes de courant [81]. La référence [80] présente un exemple de ce type de reconfigurabilité. L'état des interrupteurs permet de modifier la fente afin d'obtenir soit une polarisation linéaire soit une polarisation circulaire.

La technique la plus classique pour modifier la polarisation d'une antenne consiste à changer son circuit d'alimentation [82][83][84][85]. Généralement, cette technique permet d'exciter une polarisation de l'antenne ou la polarisation orthogonale. La référence [86] illustre une antenne patch carrée reconfigurable possédant quatre états de polarisation. Cette antenne possède deux ports d'alimentation orthogonaux permettant d'exciter une polarisation horizontale ou verticale. De plus, deux coins opposés ont été séparés de l'élément rayonnant par une fente ce qui permet d'exciter une polarisation circulaire gauche ou droite selon le port d'alimentation utilisé. Ces fentes sont chacune chargées par une diode PIN permettant de connecter électriquement ou non ces éléments. L'état de ces diodes et l'utilisation des différents ports d'alimentation permettent donc de sélectionner la polarisation de l'antenne parmi quatre états distincts.

1.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, les topologies et les technologies qui ont permis de mener aux différents travaux effectués durant cette thèse ont été décrites. Les systèmes ultra large bande et la reconfigurabilité permettent d'offrir plus de flexibilité d'utilisation. Appliquée aux antennes, la notion d'ultra large bande permet à un seul élément rayonnant de capter ou de propager des signaux de fréquences différentes ou bien un signal possédant un large étalement spectral. Cet état de l'art a donc permis de présenter les principaux types d'antennes ultra large bande ainsi que les principales techniques de reconfiguration permettant de modifier les caractéristiques de l'antenne.

Le premier objectif de cette thèse est de concevoir une antenne ultra large bande et reconfigurable afin d'offrir le maximum de possibilités et de souplesse d'utilisation au système. Parmi les différents types d'antennes ultra large bande, les spirales seront choisies comme antennes de base pour cette thèse. En effet, ces antennes possèdent un très bon niveau d'adaptation et des caractéristiques qui restent stables en fonction de la fréquence. De plus, elles rayonnent une polarisation circulaire dans la direction normale au plan de la spirale, ce qui est nécessaire pour notre application. Plus précisément, les antennes spirales carrées seront utilisées car elles sont plus faciles à reconfigurer que les spirales circulaires. Toutefois, ces antennes sont dispersives et la qualité de leur polarisation circulaire est moins bonne que celle des antennes spirales circulaires. Les solutions de reconfiguration à base d'interrupteurs et de mise en réseau d'éléments rayonnants seront également utilisées afin de reconfigurer l'antenne.

Grâce à ces différents éléments, une nouvelle topologie d'antenne ultra large bande reconfigurable a été conçue et sera présentée dans le chapitre suivant. Il s'agit d'une antenne spirale carrée reconfigurable en un réseau de quatre antennes spirales carrées plus petites. L'objectif ici est d'augmenter les utilisations possibles de l'antenne en améliorant son efficacité de surface et ses performances. En effet, cette reconfiguration permet d'obtenir une bonne qualité de polarisation circulaire et des valeurs de gains inatteignables pour une antenne spirale seule. De plus, le fait d'obtenir un réseau offre à l'antenne plusieurs applications possibles qui seront détaillées par la suite.

Chapitre 2

Antenne spirale carrée reconfigurable

2 ANTENNE SPIRALE CARREE RECONFIGURABLE 41
2.1 INTRODUCTION 42
2.2 PRINCIPE 42
2.3 CARACTERISTIQUES DE LA STRUCTURE 46
2.3.1 Panneau rayonnant 46
2.3.2 Alimentation 47
2.4 RESULTATS DE SIMULATION 48
2.4.1 Première configuration 49
2.4.2 Seconde configuration 51
2.4.3 Conclusion 54
2.5 REALISATION 55
2.6 SOLUTIONS ALTERNATIVES 59
2.6.1 Superposition des configurations 59
2.6.2 Imbrication des configurations 63
2.7 INTEGRATION DES ELEMENTS DE RECONFIGURATION 64
2.8 CONCLUSION 68

2.1 Introduction

Un des objectifs majeurs de cette thèse est de concevoir une antenne ultra large bande offrant le maximum de reconfigurabilité possible en utilisant le plus efficacement possible la surface disponible (1m x 1m dans le cahier des charges initial). Ce chapitre présente ainsi la nouvelle topologie d'antenne ultra large bande reconfigurable conçue pendant cette thèse. Il s'agit d'une antenne spirale carrée qui peut être reconfigurée à l'aide d'interrupteurs en un réseau de spirales carrées quatre fois plus petites sur la même ouverture rayonnante. Pour cela, les brins de la spirale initiale, inutilisés dans les fréquences hautes de sa bande passante, sont utilisés en association avec de nouveaux éléments métalliques pour former le réseau. Ceci permet ainsi d'améliorer l'efficacité de surface de la structure tout en offrant de nouvelles possibilités d'utilisation à l'antenne et en améliorant son gain et sa qualité de polarisation circulaire.

Ce chapitre présente le principe, le choix de la topologie, le dimensionnement de l'antenne ainsi que ses principales caractéristiques. L'antenne finale réalisée est également présentée avec une comparaison des résultats de simulation et de mesure. Ensuite, d'autres solutions permettant d'intégrer les deux configurations de l'antenne dans la structure sont étudiées et comparées à la solution retenue. Enfin, une étude préliminaire sur l'intégration des éléments actifs dans la structure est présentée.

2.2 Principe

Comme vu dans le chapitre précédent, les antennes spirales carrées ont été choisies comme antenne élémentaire car c'est la topologie d'antenne qui répond le mieux aux contraintes fixées par le projet (ULB, rayonnement dans la direction normale à l'antenne, polarisation circulaire). Ensuite, il s'est posé la question de savoir comment ce type d'antenne pouvait être reconfiguré. Pour cela, nous nous sommes basés sur le principe des matrices commutables [71] (cf. Figure 2.1). Ces matrices correspondent à un ensemble de carrés métalliques connectés les uns aux autres par des interrupteurs. L'idée de base consiste à utiliser ces éléments pour former différents chemins au sein de la matrice. La Figure 2.1 illustre ce principe en présentant, à gauche, une matrice où tous les éléments sont connectés afin de former un patch métallique. Au centre, seulement quatre interrupteurs sont actifs formant ainsi un plus petit patch. A droite, le concept est étendu pour former un méandre métallique. De cette façon, on peut imaginer de former toutes sortes de motifs. Toutefois, seuls les éléments métalliques nécessaires aux différentes configurations doivent être conservés afin de perturber le moins possible le fonctionnement.

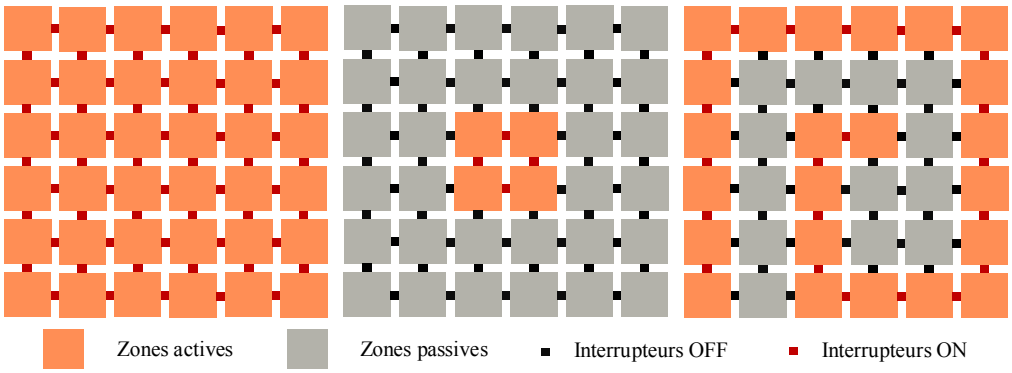


Figure 2.1. Formation de motifs à l'aide d'une matrice commutable.

Un motif de spirale carrée est ainsi formé afin d'obtenir une antenne ultra large bande. La Figure 2.2 illustre une matrice commutable formant une telle antenne. Grâce aux différents éléments de la matrice et aux interrupteurs, cette spirale peut être reconfigurée en un réseau de plusieurs antennes spirales carrées plus petites. Ceci permet de maximiser la surface utile selon la fréquence de travail tout en conservant un caractère ultra large bande. La Figure 2.3 illustre un réseau de quatre antennes spirales carrées formé à partir de la même matrice commutable que celle présentée sur la Figure 2.2.

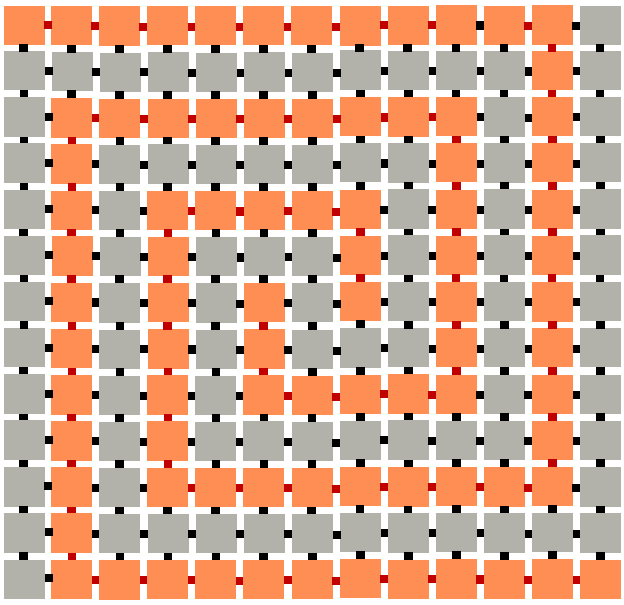


Figure 2.2. Antenne spirale carrée formée à partir d'une matrice commutable.

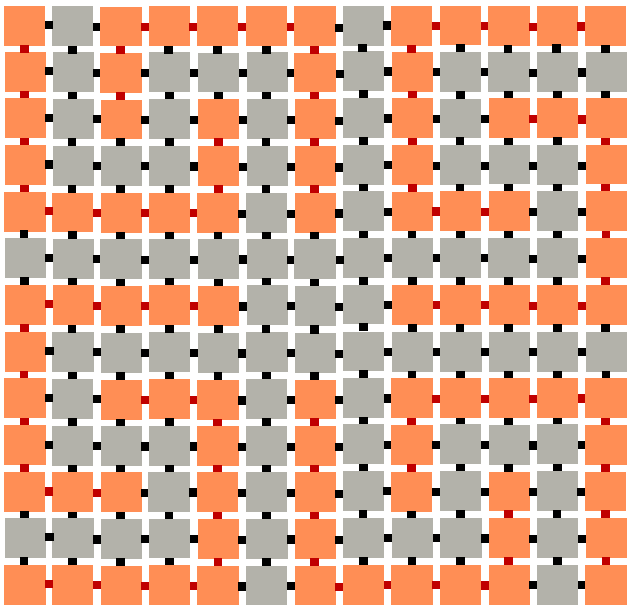


Figure 2.3. Réseau d'antennes spirales carrées formées à partir d'une matrice commutable.

Une même matrice commutable permet donc de former, entre autres, des antennes spirales carrées. Cependant, pour qu'une antenne spirale fonctionne correctement, elle doit être auto-complémentaire, c'est-à-dire que la largeur des conducteurs doit être égale à l'écart entre ces conducteurs. Or, les fentes d'une antenne spirale formée à partir d'une matrice commutable sont remplies de carrés métalliques parasites. La structure doit donc être optimisée pour ne garder que

les éléments métalliques nécessaires aux différentes configurations afin de minimiser les dégradations du fonctionnement de l'antenne. Une fois cette optimisation réalisée, on obtient la structure de la Figure 2.4. Certains éléments sont utilisés dans les deux configurations (en vert), d'autres uniquement dans la première (en bleu) et d'autres uniquement dans la deuxième (en orange). On peut alors constater que, grâce à cette optimisation, la moitié des éléments d'une matrice commutable classique a pu être supprimée. Ceci est possible car cette topologie a été conçue pour former uniquement deux configurations distinctes. Or la moitié de la structure est utilisée dans les deux configurations, ce qui permet de former des brins métalliques continus et de supprimer de nombreux carrés métalliques et interrupteurs. La zone reconfigurable est donc définie par un losange au centre de la structure qui comporte un ensemble de rectangles métalliques connectés les uns aux autres par des interrupteurs afin de pouvoir modifier la topologie de l'antenne. Cette structure permet ainsi de passer d'une antenne spirale carrée (première configuration) à un réseau de quatre antennes spirales carrées (deuxième configuration).

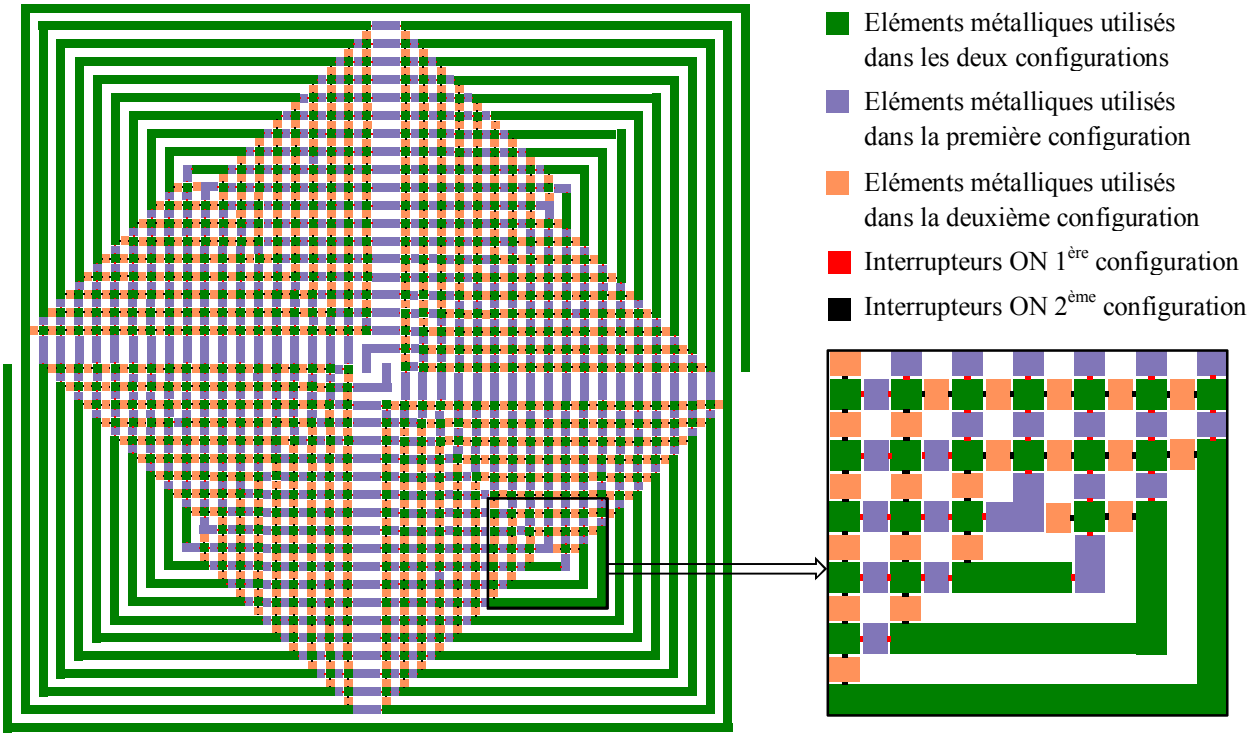


Figure 2.4. Antenne spirale reconfigurable.

La Figure 2.5 présente la topologie de l'antenne dans sa première configuration. Les interrupteurs ne sont plus représentés afin d'alléger l'illustration. Un zoom sur la structure donne tout de même un aperçu de la structure réelle. Cette topologie correspond donc à une antenne spirale carrée (en orange). Les différents éléments métalliques nécessaires pour former la deuxième configuration et non utilisés ici sont considérés comme des parasites (en bleu).

La Figure 2.6 illustre la deuxième configuration de l'antenne. Cette fois, l'état des interrupteurs a été modifié afin de former un réseau de quatre antennes spirales carrées quatre fois plus petites que celle de la première configuration. Certains éléments utilisés dans la première configuration ne sont à présent plus connectés à l'élément rayonnant et deviennent donc des parasites. A l'inverse, les parasites de la première configuration sont à présent actifs.

L'intérêt de cette reconfiguration est d'utiliser les brins extérieurs d'une antenne spirale qui ne sont plus utilisés à partir d'une certaine fréquence pour former un réseau d'antennes spirales. Le réseau ainsi formé permet d'offrir de nouvelles fonctionnalités à l'antenne et d'améliorer ses performances.

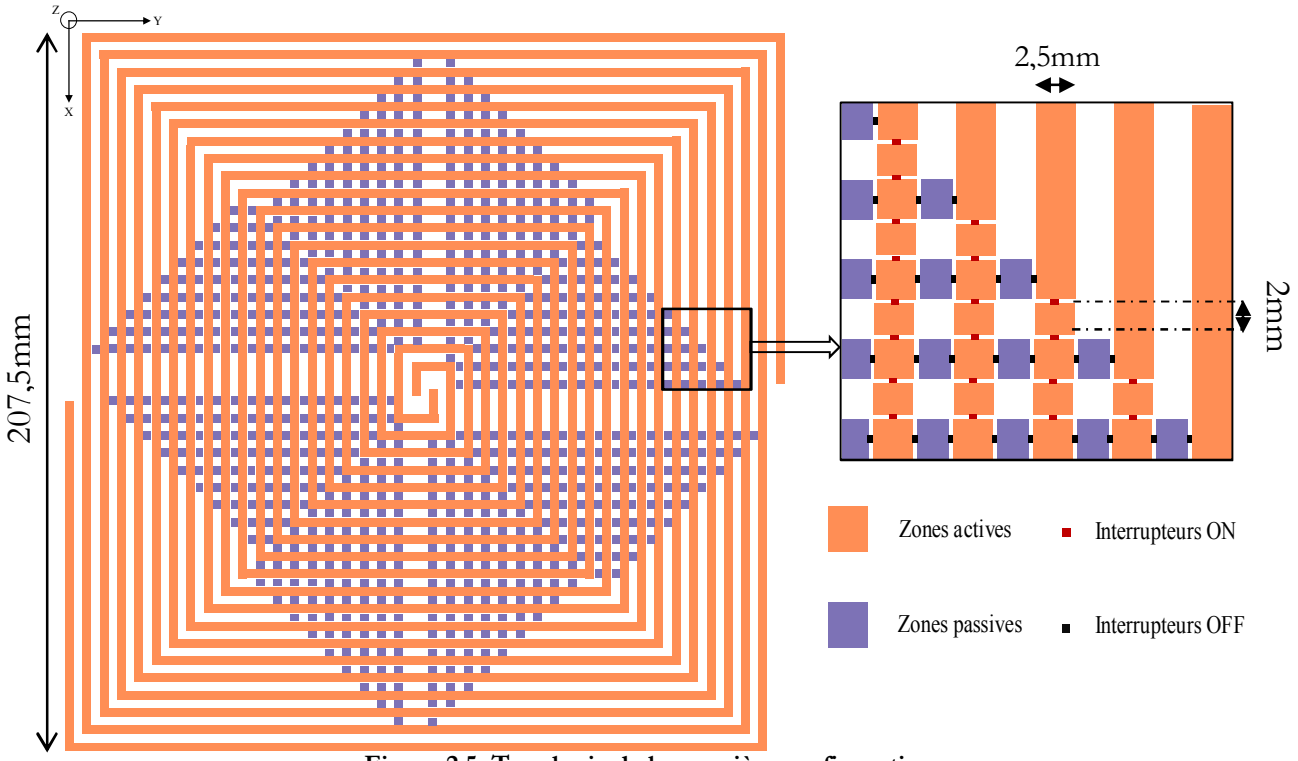


Figure 2.5. Topologie de la première configuration.

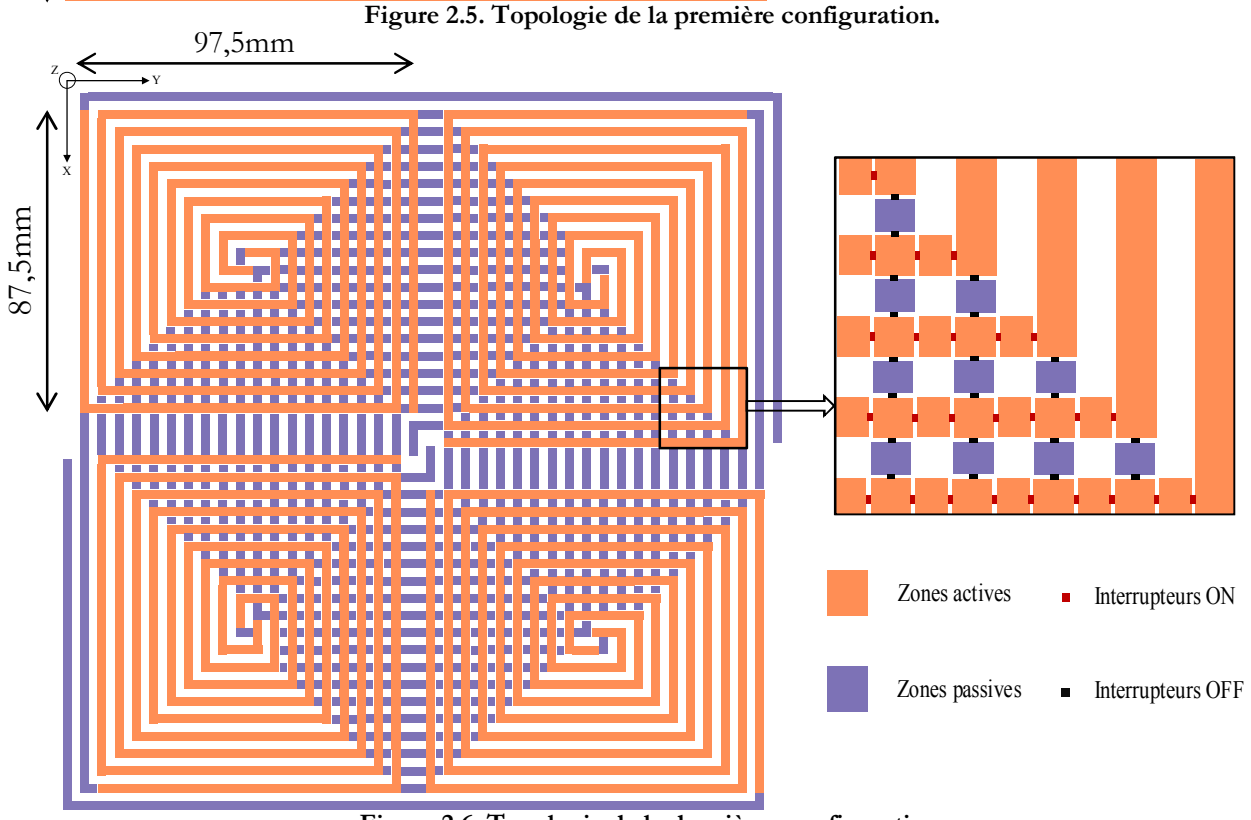


Figure 2.6. Topologie de la deuxième configuration.

2.3 Caractéristiques de la structure

2.3.1 Panneau rayonnant

Cette section présente les différentes caractéristiques des deux configurations de l'antenne spirale reconfigurable présentées sur la Figure 2.5 et la Figure 2.6. Initialement, le cahier des charges de ce projet, proposé par le CNES et présenté dans l'introduction générale, imposait une fréquence basse de fonctionnement de l'antenne de 30MHz. Cependant, afin de ne pas avoir une antenne trop volumineuse et ainsi faciliter sa réalisation pour valider le concept proposé, cette fréquence basse a été remontée à 400MHz. Les antennes spirales de la deuxième configuration ont été dimensionnées afin d'occuper la plus grande surface possible et ainsi avoir une fréquence de fonctionnement la plus basse possible.

La largeur des brins et des fentes de l'antenne a été choisie de manière à ce que la spirale ait suffisamment de tours pour avoir un bon fonctionnement dans les fréquences basses de sa bande passante. Cette largeur ne doit cependant pas être trop faible pour éviter le couplage entre les brins. L'écart entre les éléments conducteurs et les parasites a été déterminé en envisageant l'intégration future d'interrupteurs de type MEMS par exemple.

Le substrat a été choisi avec une faible permittivité pour minimiser les perturbations. Son épaisseur a été déterminée parmi les dimensions standard pour ce type de substrat afin qu'il soit assez rigide pour supporter l'antenne. Un substrat de type Duroïd d'épaisseur 1,575mm et de permittivité 2,2 a donc été choisi. La présence d'un tel substrat modifie peu les performances d'une antenne spirale par rapport au cas idéal sur air. Il n'est donc pas nécessaire d'adapter les différentes dimensions de l'antenne après l'ajout du substrat.

La conception de la topologie de l'antenne et le cahier des charges proposé ont conduit aux dimensions suivantes (cf. Figure 2.5 et Figure 2.6) :

- Grande spirale : 207,5 x 207,5mm^2 ;
- Petites spirales : 87,5 x 97,5mm^2 ;
- Largeur des éléments conducteurs : 2,5mm ;
- Eléments parasites : 2,5 x 2mm^2 ;
- Ecart entre un élément conducteur et un élément parasite : 0,25mm ;
- Substrat : 305 x 305mm^2, Duroïd de permittivité 2,2 et d'épaisseur 1,575mm.

Les antennes spirales du réseau de la deuxième configuration sont mises en rotation séquentielle, chaque spirale est tournée de 90° par rapport à la spirale précédente. La Figure 2.7 illustre ce réseau avec les phases à établir au niveau des alimentations afin de compenser la rotation des sources. Cet agencement permet d'améliorer l'adaptation de l'antenne ainsi que la qualité de la polarisation circulaire [87]. Cette propriété sera vérifiée dans la section 2.4.2.

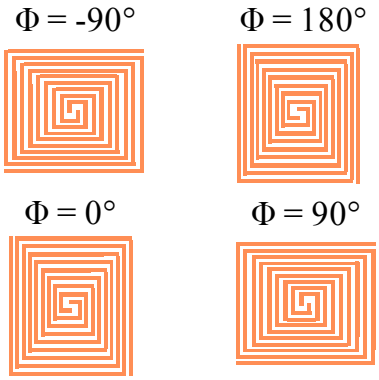


Figure 2.7. Rotation séquentielle des sources du réseau.

2.3.2 Alimentation

Les antennes sont alimentées par des baluns progressifs ultra large bande qui permettent d'équilibrer l'alimentation et de réaliser une adaptation d'impédance 50Ω – 170Ω. En théorie, les antennes spirales possèdent une impédance d'entrée de 188Ω mais à cause du substrat, cette impédance diminue. L'épaisseur du substrat du balun doit être supérieure à 2,5mm afin que les deux lignes en sortie de celui-ci puissent être connectées aux brins de la spirale. La Figure 2.8 illustre cette problématique en montrant la connexion entre la ligne bifilaire du balun et les brins de l'antenne spirale. Cette contrainte nous a donc imposé le choix du substrat car nous disposions de FR4 avec une épaisseur de 3,14mm.

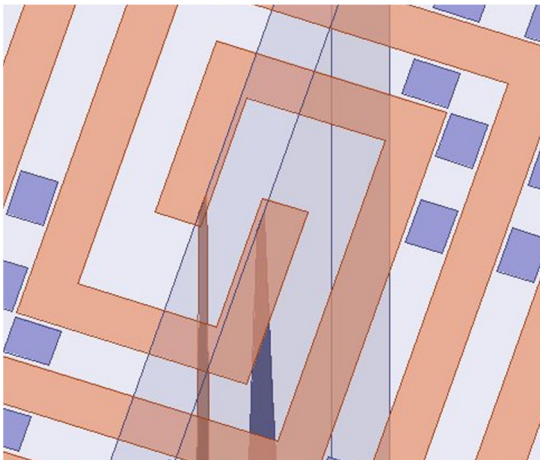


Figure 2.8. Alimentation de l'antenne spirale par le balun progressif.

La Figure 2.9 illustre le balun progressif à transition exponentielle utilisé pour alimenter l'antenne. La Figure 2.10 présente son coefficient de réflexion pour une impédance d'entrée de 50Ω et une impédance de sortie de 170Ω. Ce balun possède les caractéristiques suivantes :

- Largeur ligne face avant en entrée : w_1 = 6,2mm ;
- Largeur ligne face avant en sortie : w_2 = 1,18mm ;
- Largeur ligne face arrière en entrée : w_3 = 40mm ;
- Largeur ligne face arrière en sortie : w_2 = 1,18mm ;
- Longueur : l = 200mm ;
- Epaisseur du substrat : 3,14mm ;
- Permittivité : 4,4 (FR4).

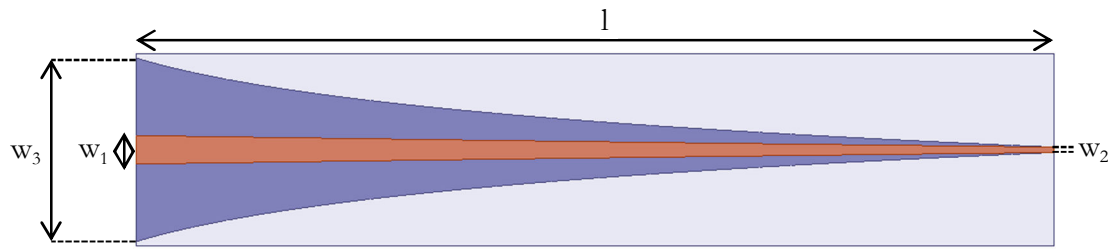


Figure 2.9. Balun progressif.

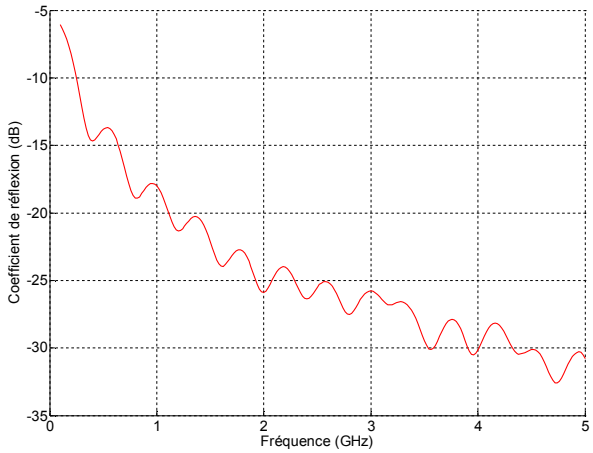


Figure 2.10. Coefficient de réflexion en entrée du balun.

2.4 Résultats de simulation

Cette section présente les résultats de simulations des deux configurations de la structure présentées sur la Figure 2.5 et la Figure 2.6. La structure est tout d'abord simulée sous HFSS dans des conditions idéales, c'est-à-dire sans les différents éléments mécaniques permettant de supporter l'antenne et sans plan de masse. L'antenne est donc simulée en présence de PML (Perfectly Matched Layer) afin de simuler l'espace libre. L'alimentation par le balun progressif présenté sur la Figure 2.9 est cependant prise en compte afin de pouvoir visualiser le niveau d'adaptation que l'antenne peut atteindre. Le substrat est également intégré à la structure afin d'avoir l'impédance d'entrée de la spirale qui correspond à l'impédance de sortie du balun. Les antennes et leurs alimentations sont simulées avec des lignes métalliques parfaitement conductrices sans épaisseur afin de réduire les temps de calcul.

Les deux configurations de l'antenne ont été simulées dans des états figés. Les interrupteurs nécessaires à la reconfiguration n'ont donc pas été intégrés car il faudrait ici plusieurs milliers de switchs (environ 6000) ce qui n'est pas envisageable avec les ressources informatiques à disposition. Par contre, les plots parasites sont eux bien intégrés.

Les figures suivantes présentent les performances de cette antenne dans ses deux configurations et les comparent avec celle de la même antenne sans les parasites afin de vérifier leur influence. La Figure 2.11 compare ainsi la cartographie des courants pour la première configuration à 1GHz. La Figure 2.12 illustre la cartographie des courants pour un réseau de quatre antennes spirales ainsi que pour la seconde configuration de notre antenne spirale reconfigurable. On peut voir sur ses images que les courants sont principalement localisés aux mêmes endroits et donc que la présence des parasites n'a pas un impact significatif sur leur répartition. On notera également que les courants sur les éléments parasites sont faibles. On

s'attend donc à obtenir des performances équivalentes pour notre antenne et pour une structure sans parasites.

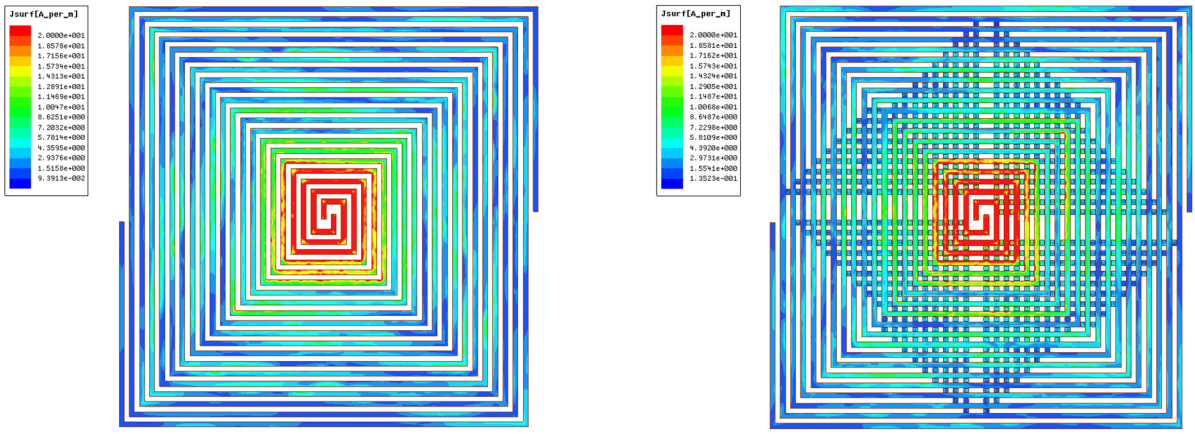


Figure 2.11. Cartographies des courants d'une antenne spirale classique (à gauche) et de la première configuration du panneau rayonnant reconfigurable (à droite) à 1GHz.

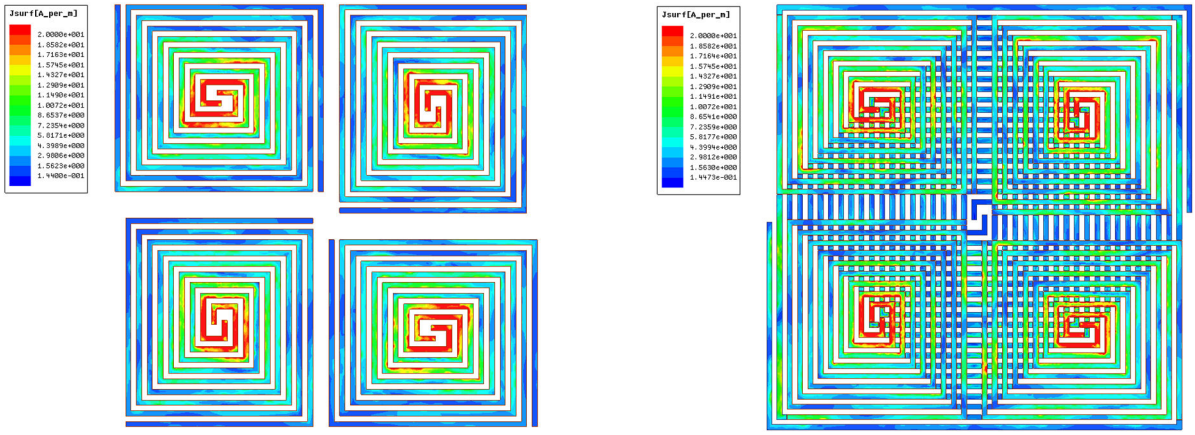


Figure 2.12. Cartographies des courants d'un réseau d'antennes spirales classiques (à gauche) et de la seconde configuration du panneau rayonnant reconfigurable (à droite) à 2GHz.

2.4.1 Première configuration

La Figure 2.13 présente le coefficient de réflexion de l'antenne spirale de la première configuration. On constate qu'elle possède une ultra large bande passante en impédance (supérieure à la décade). La fréquence minimale de fonctionnement est de 398MHz ; elle est fixée par la longueur de la spirale qui est de 207,5mm. La fréquence maximale est supérieure à 5GHz. Celle-ci n'a pas été déterminée précisément pour des raisons de capacités de calculs. En effet, pour avoir des résultats de simulation fiables, la structure doit être maillée à la fréquence haute de la bande passante. Or, si celle-ci est trop importante, le nombre de tétraèdres devient trop grand pour que la machine à notre disposition puisse réaliser le calcul. On peut également voir sur cette figure que la présence des parasites modifie peu l'impédance de la spirale.

La Figure 2.14 montre le diagramme de rayonnement de l'antenne spirale à 1GHz dans le plan $\varphi = 0°$. On peut voir que l'antenne possède un rayonnement bidirectionnel avec un angle d'ouverture de 76° et un gain maximal à 1GHz de 3,6dB. De plus, les parasites modifient peu le rayonnement (écart de 0,28dB pour $\theta = 0°$ à 1GHz) quelle que soit la fréquence. Ce rayonnement correspond à celui d'une antenne spirale classique fonctionnant dans le vide. On peut également

noter que la présence du balun ne modifie pas la forme du diagramme de rayonnement à cette fréquence. En revanche, le balun diminue le gain pour θ = 0° de 1,1dB à cause des pertes qu'il introduit (cf. Figure 2.17).

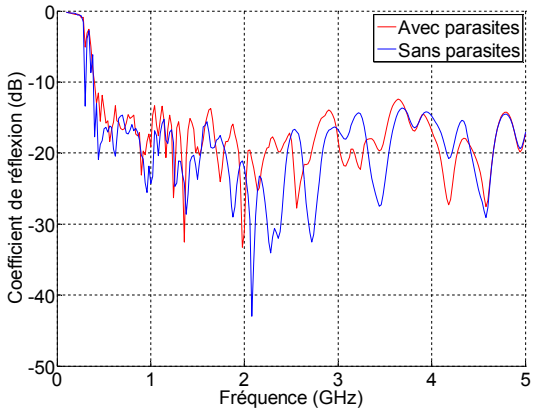


Figure 2.13. Coefficients de réflexion de la première configuration.

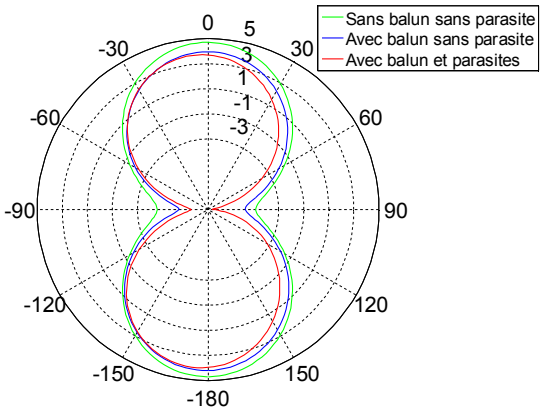


Figure 2.14. Diagrammes de rayonnement de la première configuration (1GHz).

La Figure 2.15 illustre le gain en fonction de la fréquence pour θ = 0°. Le gain dans cette direction augmente puis se stabilise à environ 5GHz. Au-delà de 2GHz, il varie de plus en plus à cause de l'excitation des modes de rayonnement d'ordre supérieur.

La Figure 2.16 présente le taux d'ellipticité de l'antenne en fonction de la fréquence pour θ = 0°. On peut constater que l'antenne possède un taux d'ellipticité d'environ 3dB et donc une bonne qualité de polarisation circulaire sur la bande 450MHz–1GHz mais qu'ensuite celle-ci se dégrade quand la fréquence augmente. Ceci est dû à la présence d'angles droits dans la géométrie de l'antenne. Une fois encore, on voit que les parasites ne modifient pas significativement le comportement de l'antenne (moins d'un dB d'écart). Les taux d'ellipticité angulaires à 500MHz et 1GHz sont représentés dans l'annexe B.

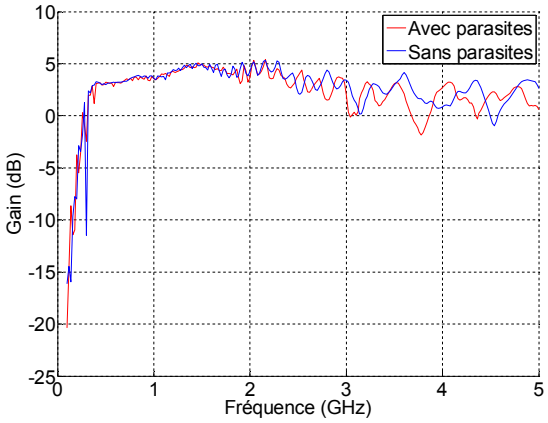


Figure 2.15. Gains pour θ = 0° de la première configuration.

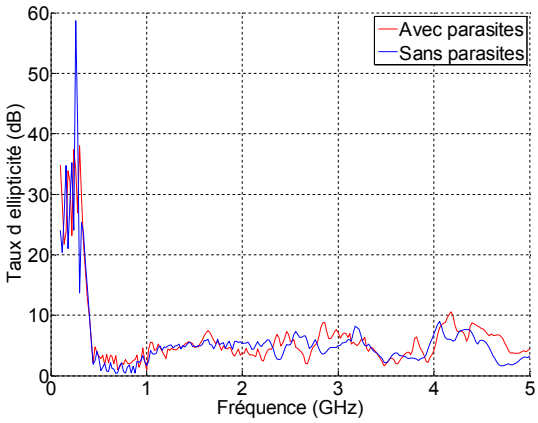


Figure 2.16. Taux d'ellipticité première configuration.

La Figure 2.17 illustre l'efficacité de l'antenne spirale carrée en fonction de la fréquence. Cette caractéristique correspond au rapport entre la puissance rayonnée et la puissance acceptée par l'antenne. On peut constater que l'efficacité atteint une valeur maximale de 93% à 400MHz puis qu'elle décroît ensuite linéairement avec la fréquence. En théorie, cette antenne présente une efficacité très proche de 100% sur toute la bande passante lorsque les brins de la spirale sont des

conducteurs métalliques parfaits et que son dispositif d'alimentation n'est pas dispersif. La décroissance de l'efficacité constatée ici est due essentiellement aux pertes introduites par le balun. En effet, celui-ci est réalisé sur un substrat de type FR4 qui possède des pertes diélectriques assez importantes (tanδ = 0,02). La simulation montre par ailleurs une efficacité très faible en deçà de 400MHz. Il semble que ce résultat incohérent soit imputable au simulateur électromagnétique utilisé dont le calcul d'efficacité s'avère instable, au moins pour ce type de structures, lorsque le coefficient de réflexion est élevé. En revanche, celle-ci devient fiable à partir de 400MHz, lorsque l'antenne est bien adaptée. En effet, les valeurs de l'efficacité sont cohérentes avec les valeurs de gains obtenus en simulation qui ont été validées expérimentalement comme nous le verrons dans la partie 2.5.

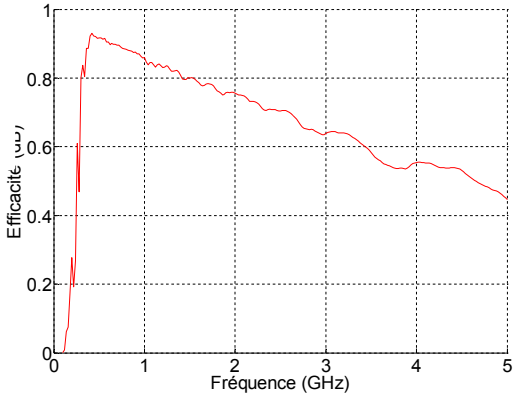


Figure 2.17. Efficacité de la première configuration de l'antenne spirale reconfigurable.

Ce type d'alimentation n'est donc clairement pas idéal car il perturbe le rayonnement, diminue l'efficacité de l'antenne et augmente l'encombrement de la structure. Cependant, ces baluns sont faciles à dimensionner et à réaliser et ils permettent d'alimenter les antennes spirales tout en réalisant une adaptation d'impédance efficace sur une ultra large bande de fréquences. C'est pourquoi nous avons choisi cette solution pour la réalisation de nos démonstrateurs. Pour des applications spatiales, d'autres types d'alimentations plus complexes et plus performants pourront être utilisés.

2.4.2 Seconde configuration

Les figures suivantes présentent les résultats du réseau de quatre antennes spirales carrées. La Figure 2.18 montre le coefficient de réflexion d'une antenne spirale du réseau lorsque les autres sont fermées sur des charges adaptées. La Figure 2.19 présente le coefficient de réflexion global du réseau de spirales (Γ_{in}) à l'entrée du coupleur hybride 180°. Deux coupleurs hybrides 90° et un coupleur hybride 180° sont nécessaires pour créer des déphasages successifs de 90° entre chaque élément du réseau afin de compenser la rotation séquentielle des éléments. Un coupleur hybride 90° est placé sur chacune des deux sorties de l'hybride 180° ce qui permet d'obtenir 4 sorties avec des déphasages de 0°, 90°, 180° et 270° (cf. Figure 2.20). On considère ici les caractéristiques des coupleurs réels (données en annexe) qui ont été utilisés pour le prototype.

La fréquence minimale de fonctionnement d'une antenne du réseau est deux fois supérieure à celle de la première configuration car la longueur des spirales est deux fois plus petite. On obtient en effet un coefficient de réflexion inférieur à -10dB à partir de 797MHz (cf. Figure 2.18) contre 398MHz précédemment. En revanche, les deux configurations présentant les

mêmes dimensions centrales, elles ont la même fréquence maximale de fonctionnement. La mise en rotation séquentielle des éléments du réseau permet d'obtenir un coefficient de réflexion global inférieur à -10dB à partir de 500MHz environ et même inférieur à -20dB à partir de 1GHz (cf. Figure 2.19).

La Figure 2.21 montre le diagramme de rayonnement du réseau à 2GHz. On peut constater que cette configuration présente un rayonnement plus directif et donc un gain élevé comparé à une antenne spirale seule. En effet, il y a une différence de 6,1dB entre le réseau d'antennes spirales et la source élémentaire. Le réseau étant constitué de quatre antennes, il est normal que l'énergie soit quatre fois plus importante. Le gain en fonction de la fréquence du réseau est présenté sur la Figure 2.22.

La mise en rotation séquentielle des éléments du réseau permet également d'obtenir un taux d'ellipticité inférieur à 3dB à partir de 1GHz (cf. Figure 2.23). En effet, le taux d'ellipticité d'une petite antenne spirale seule devient supérieur à 3dB dès 1,7GHz.

Le passage à la seconde configuration permet donc d'augmenter le gain et la qualité de l'adaptation. Il permet également de conserver une bonne qualité de polarisation circulaire sur toute la bande passante alors qu'elle se dégrade après la première octave pour une antenne spirale carrée seule. Pour cette seconde configuration, les parasites ont à nouveau un impact très limité sur les performances. Seul le taux d'ellipticité pour des fréquences inférieures à 1GHz est dégradé (cf. Figure 2.23). Or, ceci n'est pas forcément gênant puisque la première configuration permet d'obtenir une bonne qualité de polarisation jusqu'à cette fréquence. Les taux d'ellipticité angulaires à 1GHz 2GHz 3GHz et 4GHz sont représentés dans l'annexe B.

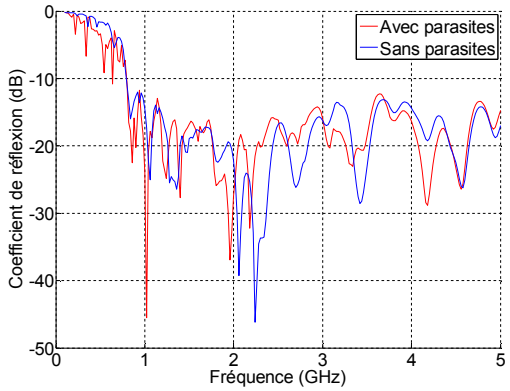


Figure 2.18. S_{11} d'une antenne du réseau de la deuxième configuration.

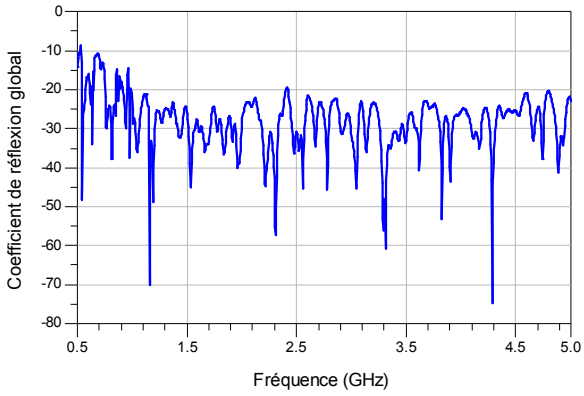


Figure 2.19. Γ_{in} en entrée des coupleurs de la deuxième configuration.

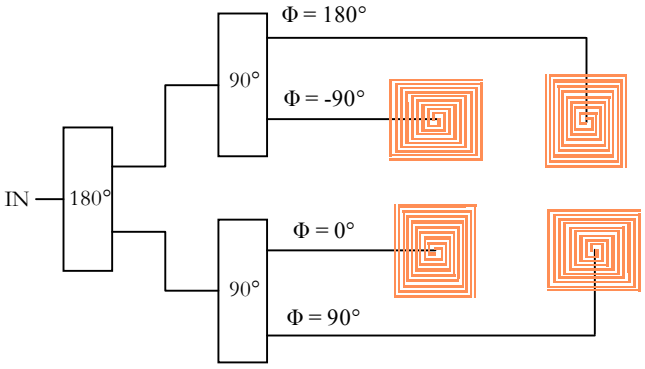


Figure 2.20. Schéma de principe représentant l'agencement des coupleurs hybrides.

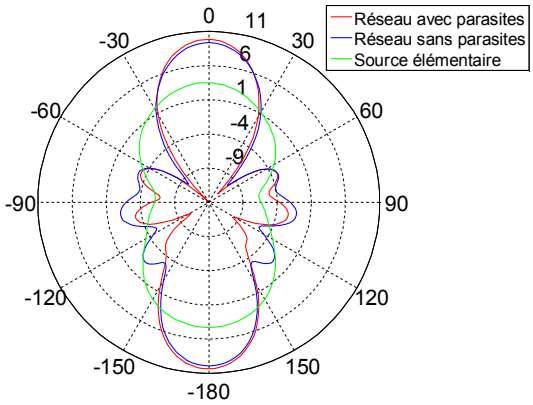


Figure 2.21. Rayonnements du réseau (2GHz).

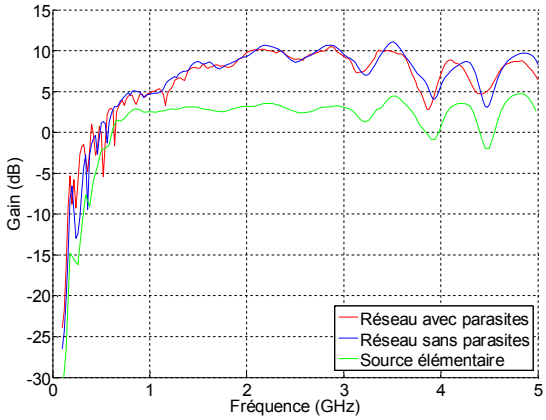


Figure 2.22. Gains de la seconde configuration.

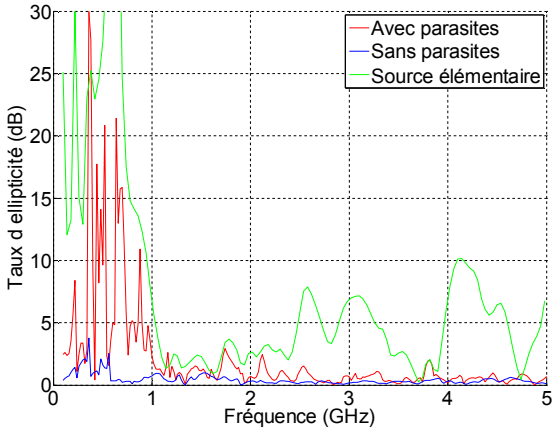


Figure 2.23. Taux d'ellipticité du réseau.

La Figure 2.24 présente l'efficacité du réseau de la seconde configuration de l'antenne sans les coupleurs. On peut constater qu'elle est très proche de l'efficacité de la première configuration. En effet, elle décroît également linéairement en fonction de la fréquence à cause des pertes dues aux baluns.

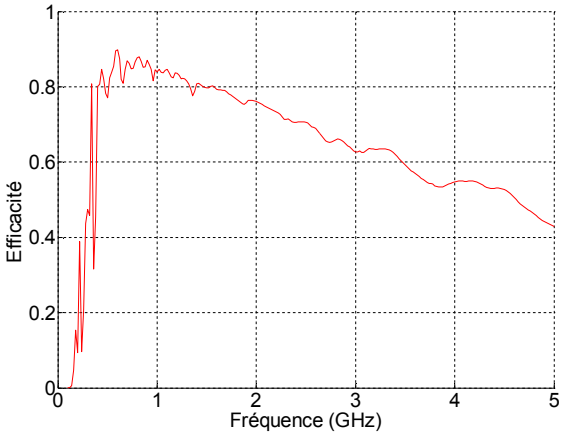


Figure 2.24. Efficacité de la seconde configuration de l'antenne spirale reconfigurable.

2.4.3 Conclusion

Cette nouvelle topologie d'antenne reconfigurable permet donc d'obtenir une bande passante d'adaptation supérieure à la décade (ici 400MHz – 5GHz). La bande passante d'une antenne spirale carrée classique est limitée par son rayonnement et notamment par la qualité de sa polarisation circulaire qui se dégrade fortement après la première octave. Ici, grâce à la reconfiguration de la spirale carrée en un réseau de spirales carrées plus petites, une bonne polarisation circulaire est obtenue sur toute la bande passante. De plus, cela permet d'obtenir des valeurs de gains inatteignables pour une antenne spirale seule. Enfin, l'antenne offre ainsi toutes les applications possibles pour un réseau. Certaines de ces applications ainsi que les caractéristiques du réseau (couplage, lobes de réseau) seront détaillées dans le chapitre suivant. Tout ceci est rendu possible grâce à l'utilisation des brins de l'antenne spirale initiale qui ne sont plus utilisés dans les fréquences hautes de la bande pour former le réseau. On améliore ainsi nettement l'efficacité de surface de la structure. La Figure 2.25 compare l'efficacité de surface entre une antenne spirale classique (en rouge) et l'antenne spirale reconfigurable (en bleu). Cette efficacité de surface est définie par la relation suivante :

$$\eta_s = \frac{G_{max}}{4\pi S/\lambda^2}$$

Avec η_s : l'efficacité de surface ;

G_{max} : le gain dans la direction de propagation maximale ;

S : la surface physique de l'antenne ;

λ : la longueur d'onde.

On peut constater que le réseau d'antennes possède globalement une efficacité de surface supérieure à celle de la première configuration, ce qui montre bien l'intérêt de la reconfiguration. En basses fréquences, l'antenne est relativement petite par rapport à la longueur d'onde ce qui explique que l'efficacité peut devenir supérieure à 1. De plus, comme nous l'avons vu avec l'efficacité de rayonnement, les valeurs de gains données par HFSS lorsque l'antenne n'est pas adaptée ne sont pas toujours fiable ce qui peut également expliquer les résultats obtenus en basses fréquences. Enfin, on peut noter que l'efficacité de surface tend vers 0 pour les deux configurations car leur gain cesse d'augmenter passé une certaine fréquence alors que le gain d'une ouverture rayonnante uniforme continu d'augmenter avec la fréquence.

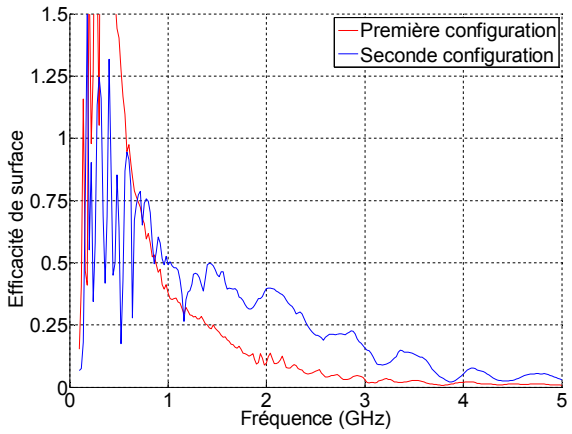


Figure 2.25. Efficacité de surface entre la première et de la seconde configuration de l'antenne.

Le tableau suivant récapitule les fréquences limites en termes d'adaptation (S11 < -10dB) ou de taux d'ellipticité (TE < 3dB) afin de pouvoir déterminer les bandes passantes d'utilisation de chacune des configurations. Ainsi, si l'on souhaite satisfaire ces deux critères, la première configuration de l'antenne reconfigurable peut être utilisée entre 450MHz et 950MHz. La seconde configuration peut être utilisée à partir de 980MHz jusqu'à une fréquence supérieure à 5GHz qui reste à déterminer. Un troisième critère, les lobes de réseau, va limiter la bande d'utilisation du réseau. Cet aspect sera détaillé dans le chapitre suivant.

	Fréquence minimale en adaptation	Fréquence maximale en adaptation	Fréquence minimale en TE	Fréquence maximale en TE
1ère configuration	398MHz	> 5GHz	450MHz	950MHz
2nde configuration	797MHz	> 5GHz	980MHz	> 5GHz

2.5 Réalisation

Afin de valider ces résultats de simulations, nous avons réalisé deux maquettes correspondant à chaque configuration présentée dans le paragraphe 2.2 (cf. Figure 2.5 et Figure 2.6). Ces antennes sont donc passives et correspondent aux deux configurations figées de l'antenne reconfigurable comme pour les structures simulées précédemment.

Afin de pouvoir comparer pertinemment les résultats de simulations et de mesures, les différents éléments nécessaires pour la réalisation ont été intégrés aux simulations. Ainsi, plusieurs éléments ont été ajoutés :

- un plan de masse en aluminium pour se placer dans de bonnes conditions de mesures ;
- des entretoises en PVC afin de fixer l'antenne au plan de masse ;
- des supports également en PVC permettant de maintenir et de stabiliser les baluns.

La Figure 2.26 et la Figure 2.27 illustrent les nouvelles structures simulées, correspondant le plus possible à la réalisation. L'épaisseur du métal et les connecteurs n'ont cependant pas été pris en compte en simulation afin de ne pas trop augmenter les temps de calculs.

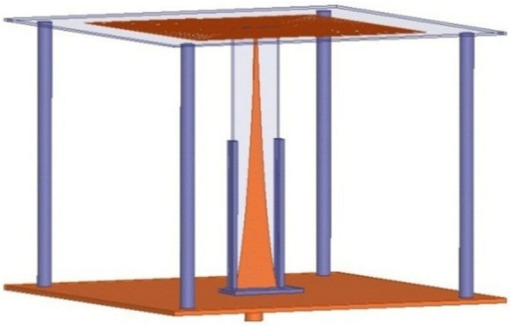


Figure 2.26. Première configuration (réalisation).

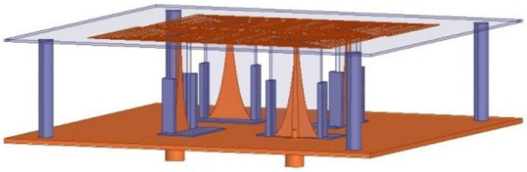


Figure 2.27. Deuxième configuration (réalisation).

Les illustrations suivantes présentent les différents éléments de la réalisation. La Figure 2.28 et la Figure 2.29 présentent respectivement les antennes de la premières et de la deuxième configuration.

Le balun utilisé pour alimenter la première configuration de l'antenne est illustré sur la Figure 2.30 et correspond au balun utilisé pour les simulations de la partie précédente. La Figure 2.31 présente les faces avant et arrière d'un balun utilisé pour les éléments du réseau de spirales. Contrairement à la structure simulée dans la partie 2.4.2, la deuxième configuration n'est pas alimentée avec les mêmes baluns que celui utilisé dans la première. En effet, étant donné qu'un plan de masse est présent dans les maquettes, il était nécessaire de réduire la distance entre l'antenne et le plan de masse afin de minimiser le nombre de nuls de rayonnement dans la bande passante. De plus, la fréquence basse de fonctionnement des antennes de la seconde configuration étant deux fois plus haute que celle de la première, la longueur des baluns peut donc être deux fois plus petite sans perturber l'adaptation en basses fréquences.

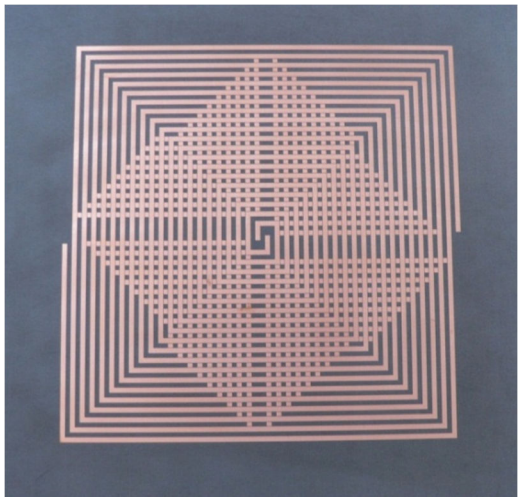


Figure 2.28. Première configuration.

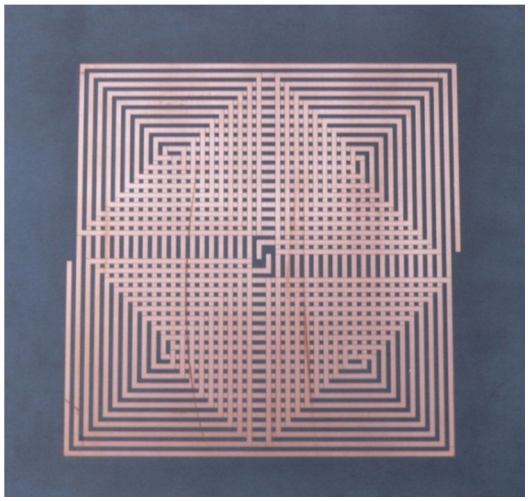


Figure 2.29. Deuxième configuration.

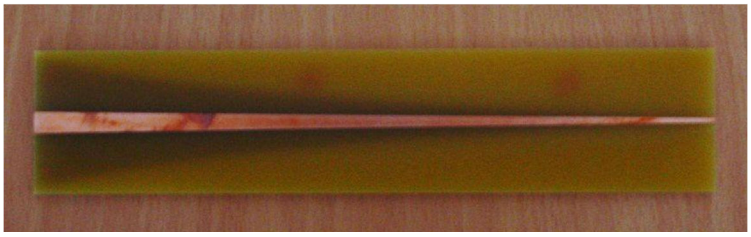


Figure 2.30. Balun progressif utilisé pour alimenter la première configuration de l'antenne.

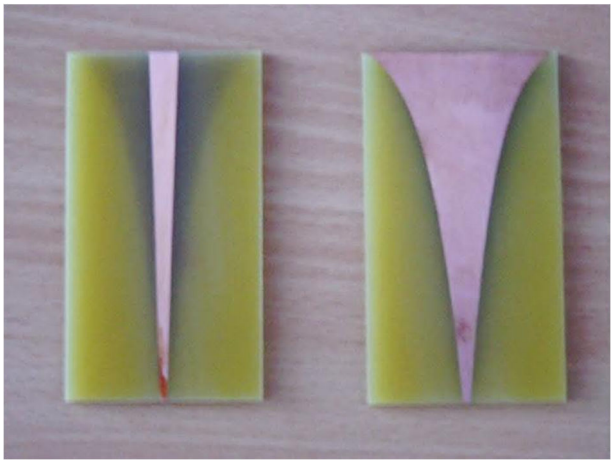


Figure 2.31. Balun progressif utilisé pour alimenter la seconde configuration de l'antenne.

La Figure 2.32 montre un des coupleurs hybrides 90° utilisé pour compenser la rotation séquentielle des éléments du réseau. Ces coupleurs possèdent une ultra large bande passante allant de 0,5 à 7GHz. Leurs performances sont données en annexe.

Figure 2.32. Coupleur hybride 90°.

Les deux antennes ainsi que les baluns ont été réalisés par la société LITHOS située à Chateaubourg près de Rennes. Les coupleurs hybrides ont été achetés à la société HYTEM. Le support mécanique et l'assemblage ont été réalisés au centre commun de mécanique de l'INSA de Rennes.

La Figure 2.33 et la Figure 2.34 présentent les structures complètes de la première et de la deuxième configurations.

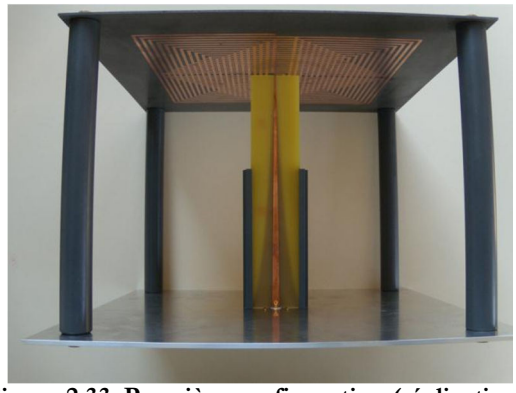


Figure 2.33. Première configuration (réalisation).

Figure 2.34. Deuxième configuration (réalisation).

Les deux configurations ont été mesurées en réception dans la chambre anéchoïque de l'IETR avec une antenne cornet ultra large bande comme antenne d'émission. Les Figures 2.35 à 2.38 comparent les coefficients de réflexion, les diagrammes de rayonnement à 1GHz, les gains en fonction de la fréquence pour $\theta = 0°$ et les taux d'ellipticité simulés et mesurés de la première configuration. Les Figures 2.39 à 2.43 comparent les coefficients de réflexion d'une source du réseau lorsque les autres sont chargées par des charges adaptées, les coefficients de réflexion globaux à l'entrée des coupleurs, les diagrammes de rayonnement, les gains en fonction de la fréquence pour $\theta = 0°$ et les taux d'ellipticité simulés et mesurés de la deuxième configuration.

L'ensemble de ces courbes montre que les résultats de mesures sont en adéquation avec les simulations. Le niveau d'adaptation d'une antenne du réseau (Figure 2.39) est moins bon que celui de l'antenne spirale de la première configuration. Il devrait cependant être relativement identique avec une fréquence minimale de fonctionnement deux fois plus grande. Les baluns utilisés pour alimenter les antennes du réseau paraissent donc moins efficaces que celui utilisé pour la première configuration. Heureusement, la rotation séquentielle des sources du réseau compense ce problème et permet d'avoir un très bon niveau d'adaptation en entrée du réseau (Figure 2.40).

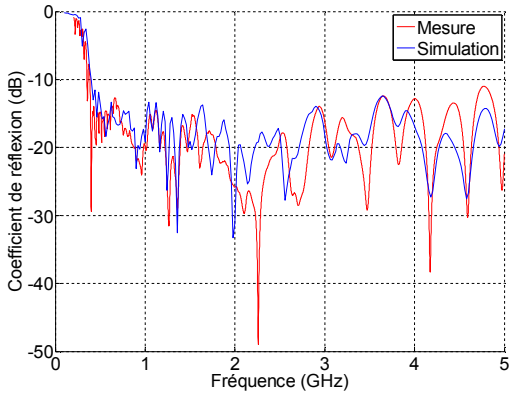


Figure 2.35. S11 (1ère configuration).

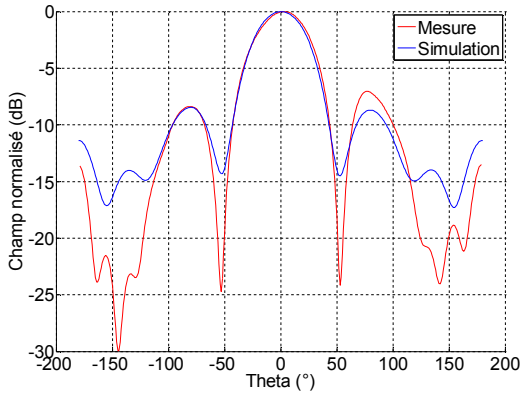


Figure 2.36. Rayonnement à 1GHz (1ère configuration).

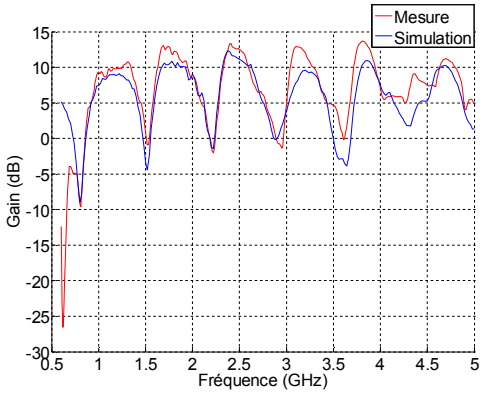


Figure 2.37. Gain en fonction de la fréquence (1ère configuration).

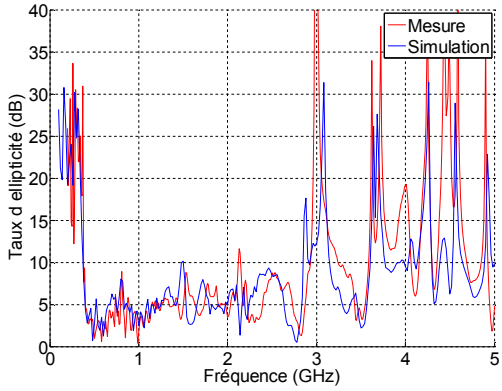


Figure 2.38. Taux d'ellipticité (1ère configuration).

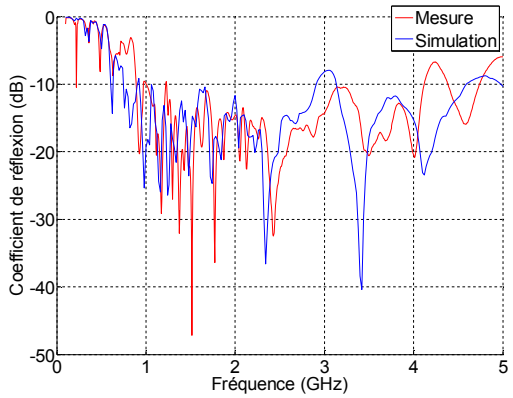


Figure 2.39. S11 (2ème configuration).

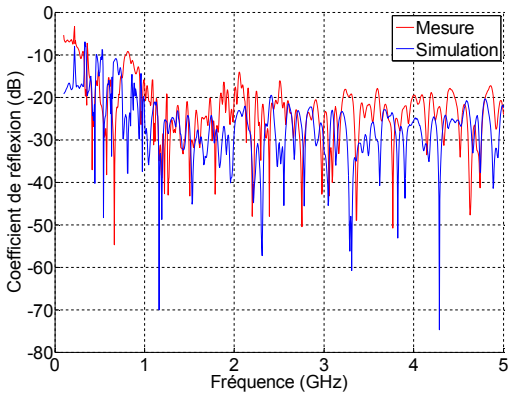


Figure 2.40. Γ_{in} (2ème configuration).

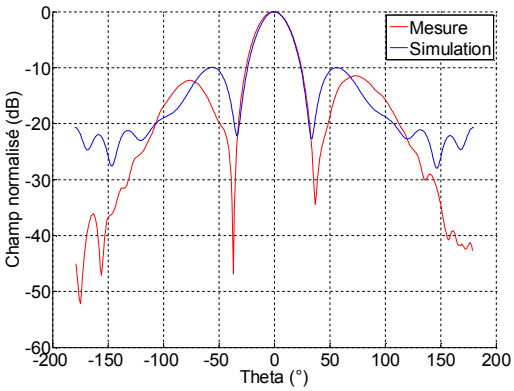


Figure 2.41. Rayonnement à 2,5GHz (2ème configuration).

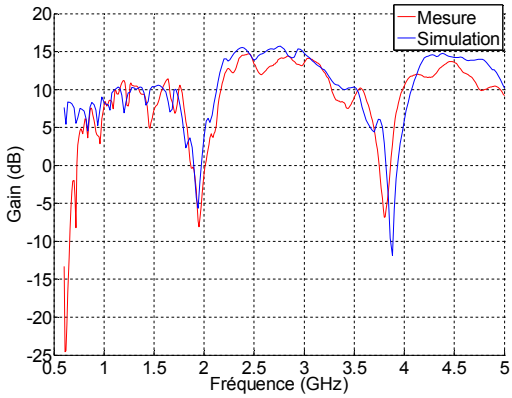


Figure 2.42. Gain en fonction de la fréquence (2ème configuration).

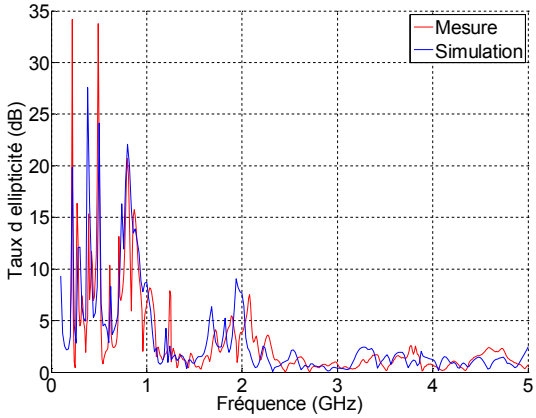


Figure 2.43. Taux d'ellipticité (2ème configuration).

On peut voir sur ces différents résultats que le plan de masse dégrade les performances de l'antenne et notamment son rayonnement. En effet, on remarque la présence de plusieurs nuls de rayonnement sur les courbes de gain. Ceci est dû à l'onde réfléchie sur le plan de masse qui, pour certaines fréquences, est en opposition de phase par rapport à l'onde directe et détruit alors le rayonnement dans la direction $\theta = 0°$. Une solution consiste à mettre des absorbants entre les antennes et leur plan de masse. La Figure 2.44 illustre le gain en fonction de la fréquence de l'antenne dans sa première configuration avec absorbants. On peut ainsi voir que les nuls de rayonnement (présents sur la Figure 2.37) ont disparu, le gain est donc plus constant sur tout la bande passante. Cependant, le gain maximal est plus faible car la moitié de l'énergie est perdue dans les absorbants.

Notons que le principal objectif de cette série de mesures était de vérifier la concordance de la simulation et de la mesure et ainsi valider le concept proposé (que la présence des nuls de rayonnement ne remet pas en cause). Nous reviendrons sur ce problème dans le dernier chapitre de ce mémoire.

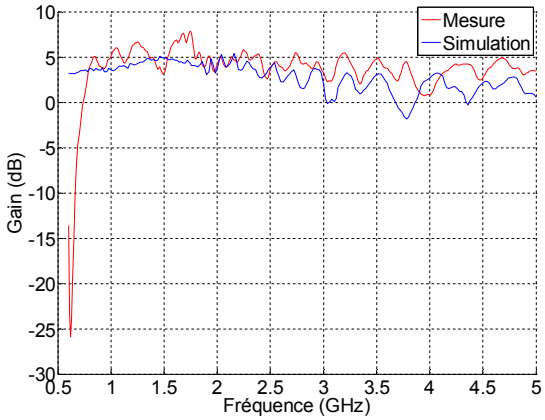


Figure 2.44. Gain en fonction de la fréquence (1ère configuration avec absorbants).

2.6 Solutions alternatives

2.6.1 Superposition des configurations

Si la solution présentée dans les parties précédentes présente de nombreux avantages et notamment une très bonne efficacité de surface, elle possède l'inconvénient d'être très complexe

si on considère la structure réelle active. Il faudrait en effet intégrer des milliers de commutateurs et leur circuit de polarisation. Cette partie présente donc une première solution alternative dans laquelle les deux configurations sont superposées.

L'antenne spirale est donc imprimée sur une face du substrat (h = 1.575mm, ε_r = 2,2) et le réseau sur l'autre face (Figure 2.45). Cette structure n'a pas pu être simulée avec 5 ports car elle nécessite trop de ressources de calcul, par conséquent la structure a été simulée avec 1 seul port alimentant l'antenne spirale de la 1ère configuration, le réseau en face opposée restant présent en tant que parasite.

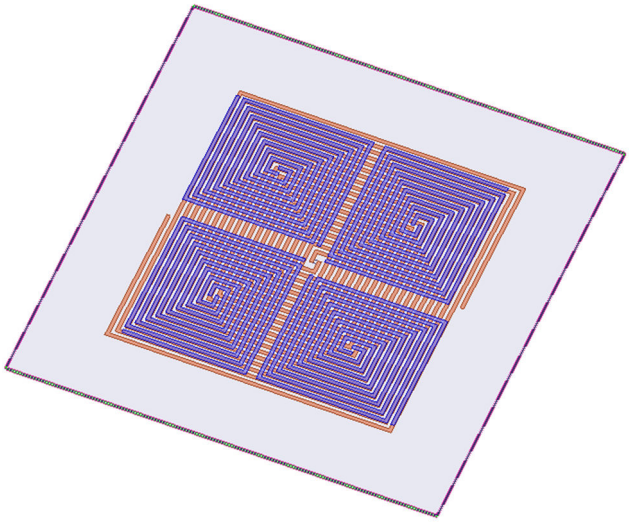


Figure 2.45. Superposition des deux configurations (h=1.575mm).

La Figure 2.46 montre le coefficient de réflexion de la grande antenne spirale. On peut constater que le fonctionnement de l'antenne est très perturbé par la présence du réseau, l'antenne n'est plus correctement adaptée.

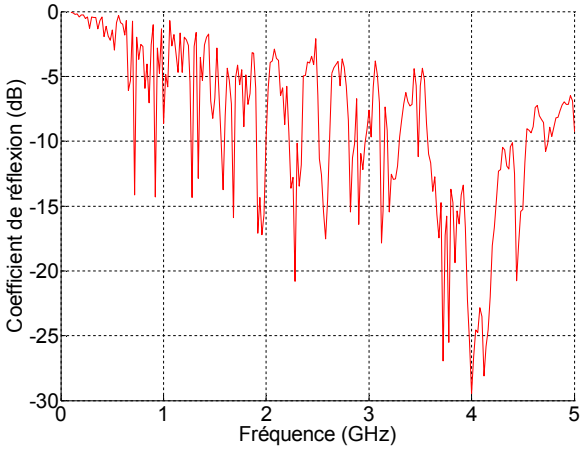


Figure 2.46. Coefficient de réflexion grande spirale avec réseau parasite.

Nous allons maintenant regarder le comportement des deux configurations lorsqu'elles sont espacées d'une distance λ/4 (75mm) à 1GHz (Figure 2.47). L'antenne spirale et le réseau sont imprimés sur un substrat de type Duroïd d'épaisseur 1,575mm et de permittivité 2,2. Chaque antenne est alimentée par une alimentation idéale de type « lumped port » et non par des baluns à cause de leur proximité. En effet, nous avons vu précédemment que des baluns de 100mm de

longueur étaient nécessaire pour alimenter les deux configurations en conservant un bon niveau d'adaptation sur toute la bande passante. La distance séparant ici les deux configurations étant de 75mm, une solution moins encombrante devra donc être déterminée pour alimenter les antennes.

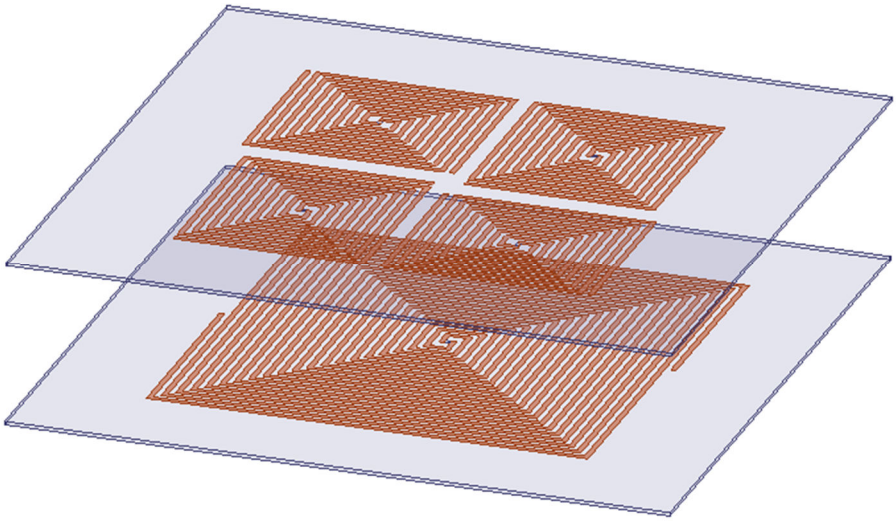


Figure 2.47. Superposition des deux configurations (h=75mm).

La Figure 2.48 et la Figure 2.49 illustrent respectivement les coefficients de la 1ère et de la 2ème configurations. On peut constater que lorsque les deux configurations sont suffisamment espacées, leur coefficient de réflexion n'est pas trop perturbé. On voit également que le niveau d'adaptation est moins bon que celui présenté sur la Figure 2.13 et la Figure 2.18 à cause de l'absence de balun.

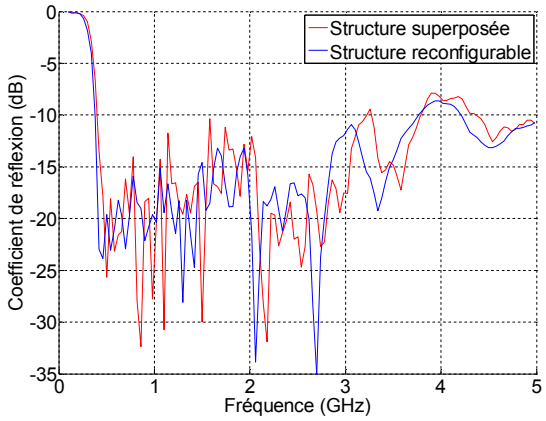


Figure 2.48. S11 de la première configuration.

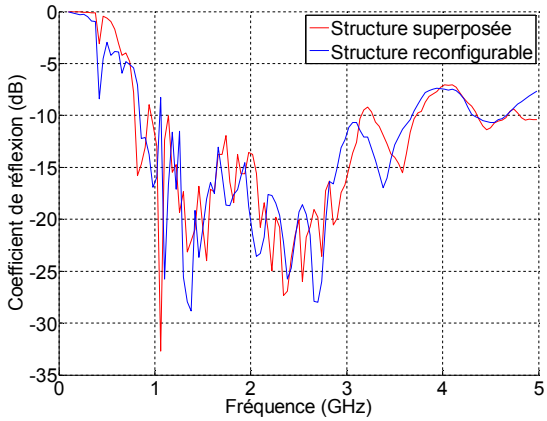


Figure 2.49. S11 de la deuxième configuration.

La Figure 2.50 présente le gain en fonction de la fréquence pour θ = 0° et 180° de la grande spirale en présence du réseau non alimenté en face avant. La Figure 2.51 illustre le gain en fonction de la fréquence pour θ = 0° du réseau en présence de la grande spirale non alimentée et celui du réseau seul. On peut constater dans les deux cas que la configuration non active joue plus ou moins le rôle de plan de masse pour la configuration active. En effet, la grande spirale rayonne principalement dans la direction θ = 180° à cause du réseau en face avant. Le réseau en présence de la spirale possède à peu près le même niveau de gain que le réseau seul. Cependant, des variations de gain sont obtenues lorsque l'onde réfléchie sur la grande spirale revient en phase ou en opposition de phase par rapport à l'onde directe.

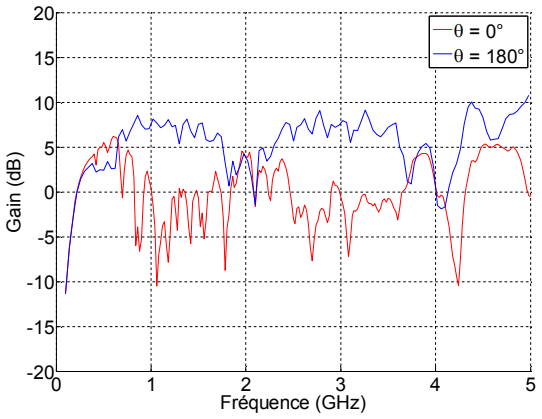


Figure 2.50. Gains pour θ = 0° et 180° de la première configuration.

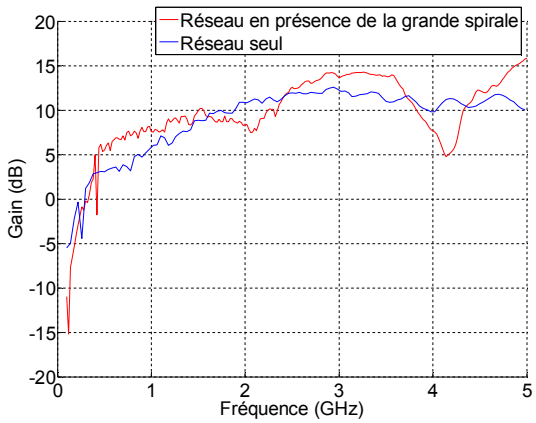


Figure 2.51. Gains pour θ = 0° du réseau en présence de la grande spirale et du réseau seul.

Le réseau fonctionne donc correctement mais il empêche la grande spirale de rayonner dans la direction θ = 0°. Pour améliorer ce fonctionnement, des courts-circuits idéaux sont insérés sur les brins du réseau de spirales. L'objectif ici est de faire fonctionner correctement les deux configurations superposées grâce à quelques interrupteurs insérés sur le réseau. Ces interrupteurs permettraient de connecter les brins du réseau lorsqu'on souhaite l'utiliser et de les déconnecter quand on veut utiliser la grande spirale. Ainsi, une première simulation a été réalisée en déconnectant les brins des spirales les uns des autres puis deux autres en scindant ces brins en deux puis en quatre (cf. Figure 2.52).

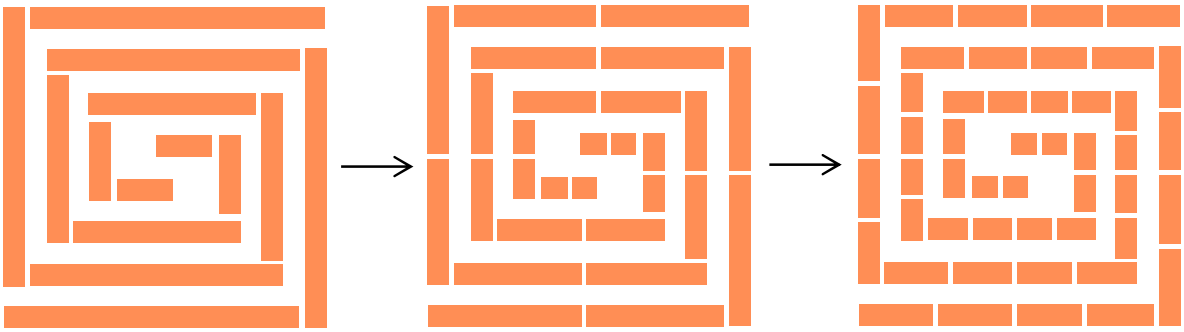


Figure 2.52. Représentation du découpage des brins des antennes spirales du réseau.

La Figure 2.53 illustre le gain pour θ = 0° en fonction de la fréquence de la grande spirale en présence du réseau de spirales dont les brins sont déconnectés, scindés en deux puis en quatre ou conservés intacts. Dans les deux premiers cas, le gain est supérieur à 3dB entre 400MHz et 1GHz ce qui peut être suffisant car le réseau peut fonctionner dès 800MHz. Si les brins sont scindés en quatre, le gain reste supérieur à 4dB jusqu'à 2,4GHz.

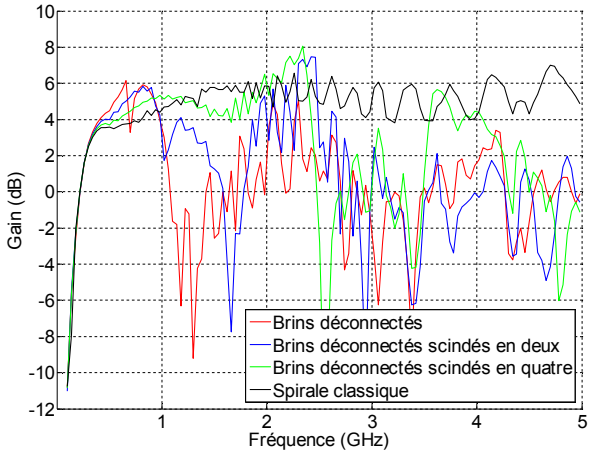


Figure 2.53. Gains de la grande spirale pour différent états du réseau.

L'intérêt de cette solution, comparée à celle présentée dans la partie 2.2, est de simplifier la structure en réduisant le nombre d'interrupteurs nécessaires. En effet, déconnecter chacun des brins des spirales du réseau requiert 136 interrupteurs (34 par spirale) au lieu des 6000 nécessaires pour reconfigurer la grande spirale en réseau. Scinder les brins des spirales en deux nécessite 280 interrupteurs et les scinder en quatre en requiert 568. De plus, ces nombres pourraient être probablement encore réduits car les brins de faibles dimensions n'ont pas forcément besoin d'être découpés. Enfin, la polarisation des interrupteurs de cette solution serait également plus simple car tous les interrupteurs ont le même état et pourraient donc être polarisés en série. En utilisant quelques interrupteurs, la solution consistant à superposer les deux configurations est donc intéressante et peut fonctionner correctement sur une certaine bande. Une alimentation peu encombrante devra cependant être déterminée pour alimenter le réseau.

2.6.2 Imbrication des configurations

Une autre solution pour associer les deux configurations sans élément de reconfiguration consiste à imbriquer les deux configurations comme l'illustre la Figure 2.54. Les quatre antennes spirales du réseau possèdent des brins « échelonnés » ce qui permet à l'antenne de la première configuration de passer entre les brins du réseau. Pour que cela soit possible, la grande antenne spirale doit avoir une largeur de brins inférieure à la largeur des fentes, l'antenne n'est donc plus auto-complémentaire ce qui va modifier son impédance d'entrée.

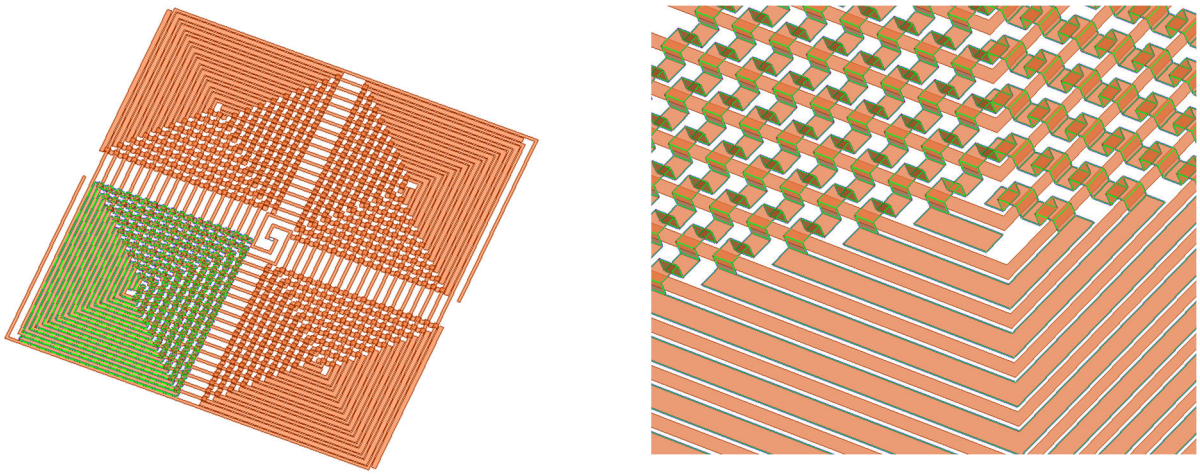


Figure 2.54. Configurations imbriquées.

La grande spirale et le réseau échelonné ont été simulés indépendamment. Les deux configurations fonctionnent très bien indépendamment mais lorsqu'on les imbrique la simulation a beaucoup de mal à converger et on peut voir que le rayonnement n'est pas bon (Figure 2.55).

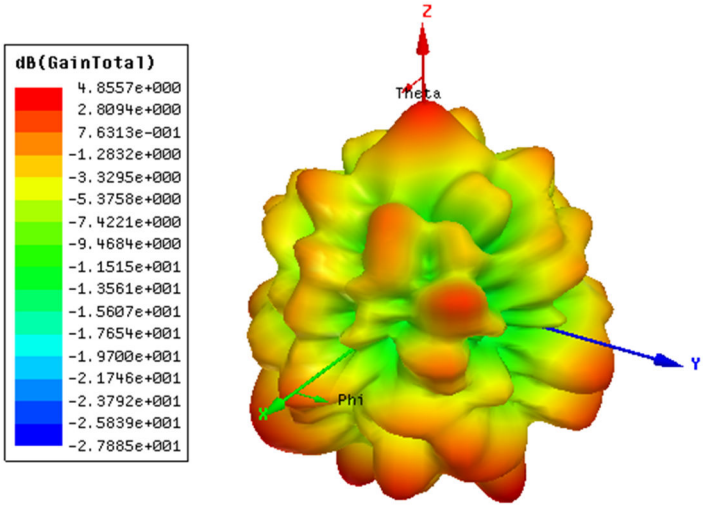


Figure 2.55. Rayonnement configurations imbriquées (4GHz).

2.7 Intégration des éléments de reconfiguration

Les différentes structures présentées dans les parties précédentes n'intègrent pas les éléments de reconfiguration nécessaires pour contrôler l'antenne, elles sont donc passives. Il est aujourd'hui très difficile d'intégrer ces éléments que ce soit en simulation ou en mesure. En effet, cette antenne requiert un très grand nombre d'interrupteurs (plusieurs milliers), ce qui n'est pas possible technologiquement à l'heure actuelle. De même, il n'est pas possible d'intégrer en simulation un nombre aussi important d'interrupteurs car cela requiert trop de ressources informatiques. Cependant, afin de se rapprocher de la structure reconfigurable finale, une structure plus petite intégrant des commutateurs a été simulée. Chaque commutateur est ici assimilé à une résistance de 0,5Ω à l'état passant et à une capacité de 40fF à l'état bloqué. Ces valeurs ont été déterminées pour être réalistes pour des commutateurs de type MEMS ohmiques par exemple.

Cette nouvelle structure comporte une antenne spirale et des carrés métalliques permettant la reconfiguration en quatre antennes spirales carrées (cf. Figure 2.56). Ces antennes possèdent des brins de même largeur que la structure précédente mais moins de tours afin de limiter le nombre de MEMS à intégrer pour que la simulation puisse fonctionner.

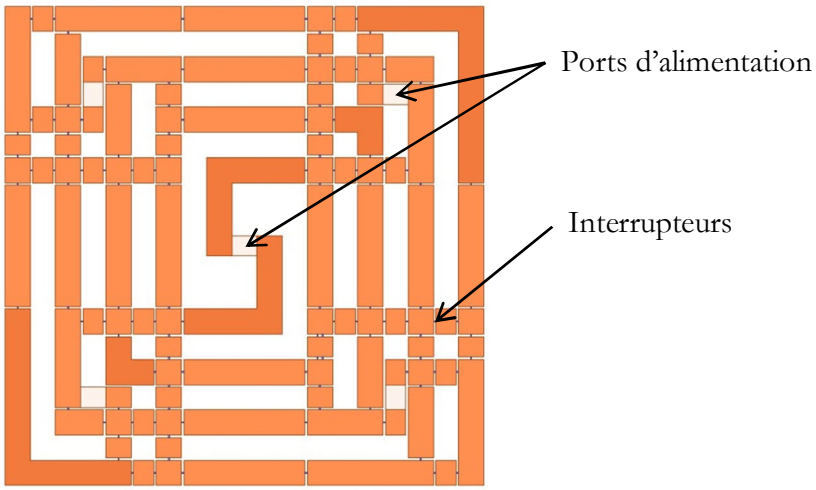


Figure 2.56. Antenne reconfigurable avec MEMS.

On peut constater sur la Figure 2.56 que les différents carrés et brins métalliques sont connectés les uns aux autres à l'aide de MEMS afin de permettre à l'antenne spirale initiale de se reconfigurer en quatre spirales plus petites. Les éléments représentants les MEMS sont définis en tant que « lumped port » dans HFSS et mesurent 250 x 100 μm^2. Cette antenne mesure 47,5 x 47,5 mm^2 et possède 122 MEMS.

Pour pouvoir modifier l'état de ces ports et ainsi définir une ou quatre antennes, la matrice S de cette structure est exportée vers le logiciel ADS. Malheureusement, ADS ne peut traiter que des fichiers de paramètre S de 99 ports au maximum, nous ne pouvons donc pas définir l'état de tous les MEMS de cette structure. Quatre nouvelles structures ont donc été conçues et simulées afin de diviser les fonctionnalités et donc le nombre de MEMS. A chaque configuration (antenne seule ou réseau) correspondent deux structures :

- la première intègre uniquement les MEMS qui doivent être à l'état bas pour former l'élément rayonnant, ceux devant être à l'état haut sont représentés par des coupe-circuits idéaux.
- la seconde structure intègre uniquement les MEMS qui doivent être à l'état haut pour ne pas avoir d'éléments parasites connectés à la structure, ceux devant être à l'état bas sont représentés par des court-circuits idéaux.

Les deux configurations ont également été simulées sans MEMS afin de pouvoir évaluer leur influence. Les figures 2.57 à 2.62 illustrent ces différentes configurations.

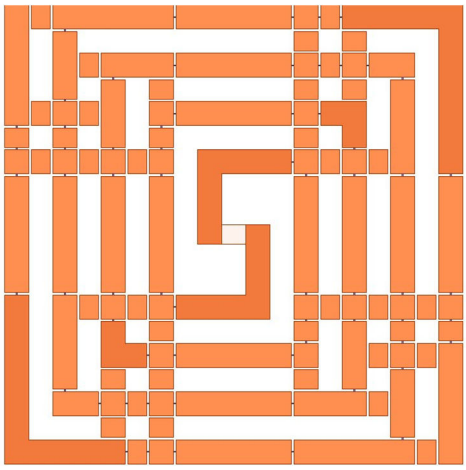


Figure 2.57. Première configuration – MEMS passants.

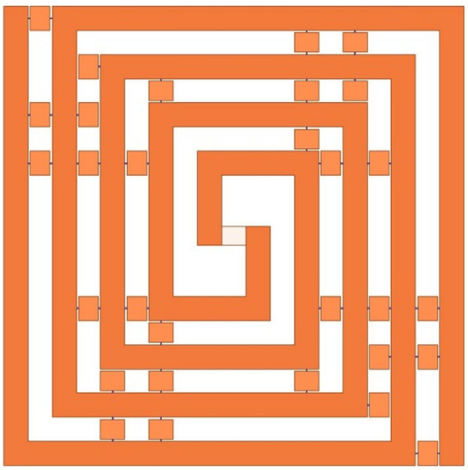


Figure 2.58. Première configuration – MEMS bloqués.

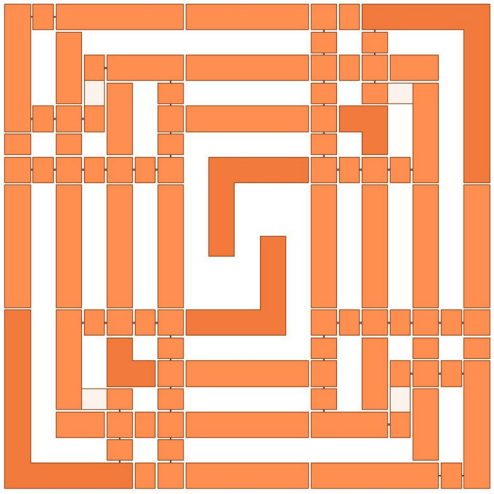


Figure 2.59. Deuxième configuration – MEMS passants.

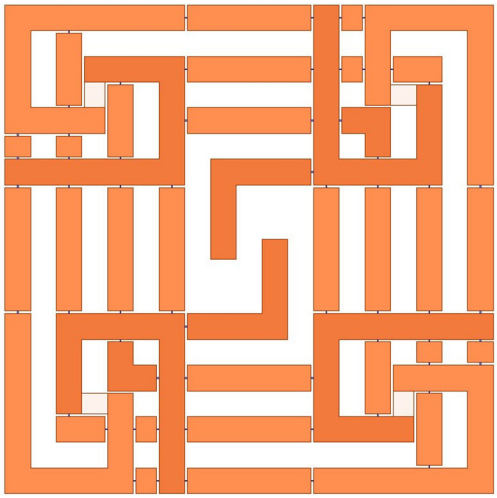


Figure 2.60. Deuxième configuration – MEMS bloqués.

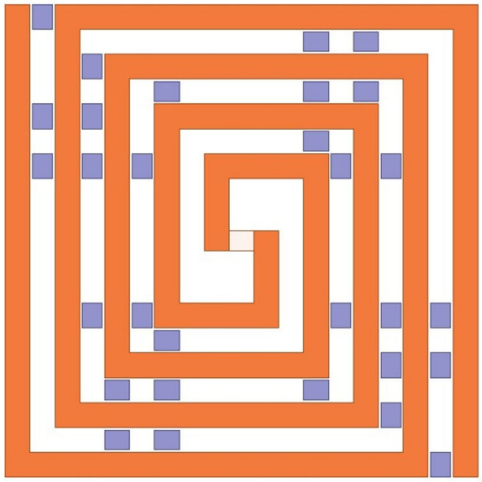


Figure 2.61. Première configuration – cas idéal.

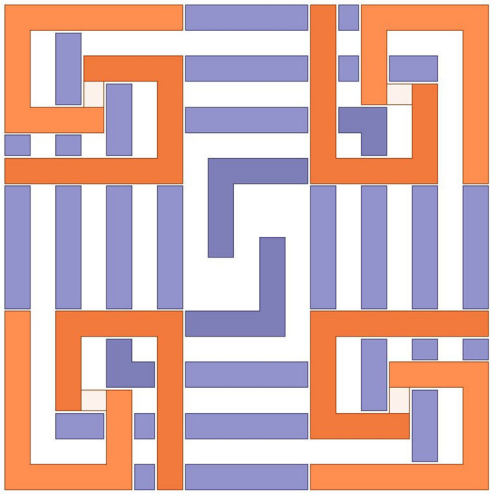


Figure 2.62. Deuxième configuration – cas idéal.

Les structures, associées à la première configuration : Figure 2.57 (MEMS passants), Figure 2.58 (MEMS bloqués) et Figure 2.61 devraient donc donner les mêmes résultats, de même que les structures des Figure 2.59 (MEMS passants), Figure 2.60 (MEMS bloqués) et Figure 2.62 pour la seconde configuration. La Figure 2.63 et la Figure 2.64 illustrent ces résultats.

On constate que les résultats obtenus sur les différentes structures sont très proches, ce qui prouve que la présence des MEMS a une faible influence sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Ces antennes possèdent des bandes passantes faibles pour des antennes spirales mais ceci s'explique par le faible nombre de tours, surtout pour les antennes spirales du réseau.

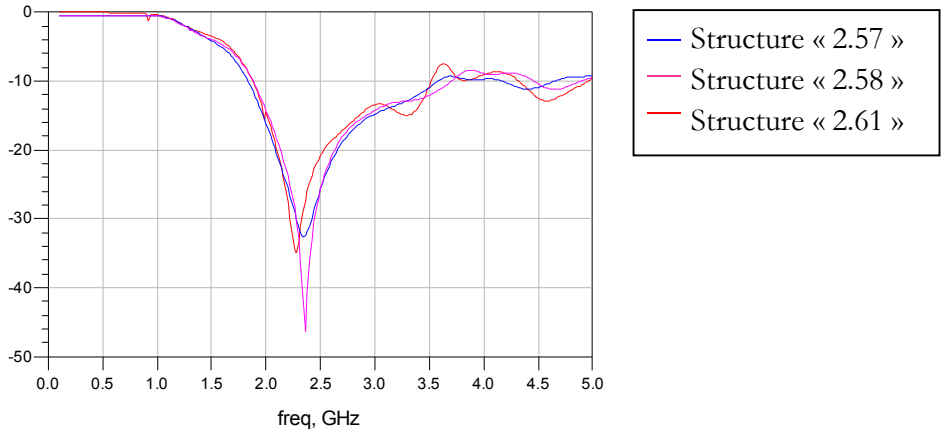


Figure 2.63. Coefficients de réflexion des structures des figures 2.57, 2.58 et 2.61.

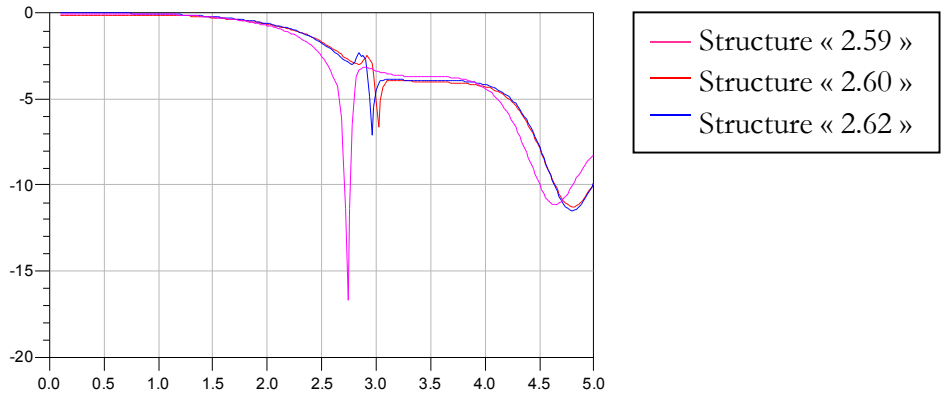


Figure 2.64. Coefficients de réflexion des structures des figures 2.59, 2.60 et 2.62.

La présence des MEMS a donc une faible influence sur l'adaptation des spirales. Cependant, avant de conclure sur le bon fonctionnement de l'antenne reconfigurable réelle, il faudrait étudier l'influence de ces éléments sur le rayonnement et sur l'efficacité de l'antenne. De plus, les perturbations introduites par le circuit de commande devraient également être prises en compte.

Etant donné le nombre très important d'interrupteurs qui serait nécessaire pour rendre l'antenne spirale carrée de la Figure 2.4 reconfigurable, le circuit de polarisation serait également très important et perturberait inévitablement le fonctionnement de l'antenne. D'autres types d'éléments de reconfiguration ont donc été envisagés. Ainsi, l'utilisation d'interrupteurs commandés optiquement semble être une bonne solution afin de minimiser l'influence des lignes d'alimentations de ces éléments sur le fonctionnement du panneau rayonnant [88][89]. Enfin, tous les interrupteurs pourraient être remplacés par des matériaux polymères photosensibles [90]. En effet, la conductivité de ces matériaux peut être modifiée par une onde incidente de telle sorte à laisser passer ou à couper le courant. Dans ce cas, seulement deux sources, extérieures au panneau, illuminant l'antenne avec des longueurs d'onde différentes seraient nécessaires pour

activer chaque configuration. Cette solution serait idéale pour notre structure mais la technologie est pour l'instant très jeune et n'est donc pas encore prête à être mise en œuvre.

2.8 Conclusion

La faisabilité d'une antenne spirale reconfigurable a été démontrée dans ce chapitre. En effet, le principe d'une antenne spirale reconfigurable en un réseau d'antennes spirales plus petites a été présenté. Cette antenne possède une ultra large bande passante (400MHz – 5GHz), un gain élevé pour une antenne spirale et une bonne qualité de polarisation circulaire sur toute la bande passante grâce au réseau. De plus, cette reconfiguration permet à la structure d'avoir une meilleure efficacité de surface qu'une antenne spirale classique et d'offrir de nouvelles fonctionnalités qui seront détaillées dans le chapitre suivant. Seul le concept proposé a été validé ici par la réalisation de deux démonstrateurs passifs. Pour valider l'antenne réelle, les éléments de reconfiguration devraient être intégrés pour vérifier qu'ils ne dégradent pas trop le fonctionnement de l'antenne. Malheureusement, l'intégration de ces éléments n'est pas encore possible technologiquement à une si grande échelle. On a donc pu vérifier jusqu'à présent que la présence des parasites dans une configuration permettant de former la seconde ne perturbe pas les performances de l'antenne. Cette antenne a fait l'objet d'un dépôt de brevet, de plusieurs communications et d'une réalisation.

Chapitre 3

Améliorations et application de l'antenne spirale reconfigurable

3 AMELIORATIONS ET APPLICATION DE L'ANTENNE SPIRALE RECONFIGURABLE 69
3.1 INTRODUCTION 70
3.2 AMELIORATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE 70
3.2.1 Augmentation de la bande passante 70
3.2.1.1 Présentation de la solution 70
3.2.1.2 Reconfiguration de l'antenne spirale carrée en plan de masse 71
3.2.1.3 Validation par simulations 72
3.2.1.4 Etude sur la distance entre le plan de masse et l'antenne 74
3.2.1.5 Comparaison avec un plan de masse classique 75
3.2.1.6 Antenne spirale carrée non reconfigurée 76
3.2.1.7 Etude de la position de l'antenne sur le plan de masse 77
3.2.1.8 Structure complète 78
3.2.1.9 Perturbations introduites par les spirales d'Archimède 79
3.2.1.10 Conclusion 80
3.2.2 Réduction des lobes de réseau 81
3.2.2.1 Rappel sur la problématique des lobes de réseau 81
3.2.2.2 Nouvelle configuration 83
3.2.2.3 Fonctionnement simultané des deux premières configurations 86
3.3 RECONFIGURATION DU RAYONNEMENT 88
3.4 CONCLUSION 91

3.1 Introduction

Ce chapitre présente quelques améliorations et une application de l'antenne spirale reconfigurable présentée dans le chapitre précédent. Une solution pour augmenter la bande passante de la structure est tout d'abord présentée. Cette solution consiste à ajouter de nouvelles antennes au-dessus de la précédente en utilisant cette dernière comme plan de masse. Deux techniques permettant de réduire les lobes de réseau présents dans la seconde configuration sont ensuite présentées. L'application proposée ici concerne la reconfiguration du diagramme de rayonnement.

Tous les résultats présentés dans ce chapitre sont obtenus pour des antennes alimentées en simulation par des « lumped port » afin de s'affranchir des effets des baluns sur le rayonnement.

3.2 Amélioration du fonctionnement de l'antenne

3.2.1 Augmentation de la bande passante

3.2.1.1 Présentation de la solution

Dans le cahier des charges initial, la structure antennaire devait posséder une bande passante comprise entre 30MHz et 20GHz. La fréquence basse peut être atteinte en utilisant l'antenne spirale reconfigurable présentée dans le premier chapitre et en augmentant ses dimensions. D'autres éléments rayonnants doivent cependant être ajoutés à la structure pour couvrir le haut de la bande passante. En effet, l'antenne spirale carrée présentée dans le chapitre précédent a été dimensionnée pour fonctionner entre 400MHz et 5GHz , il reste donc à couvrir la bande 5−20GHz. Pour cela, nous avons étudié l'intégration de spirales d'Archimède au-dessus de l'antenne spirale reconfigurable carrée. Cette dernière est alors reconfigurée en plan de masse pour ces nouvelles antennes.

Ces nouvelles antennes spirales possèdent un rayon interne de 2,4mm et un rayon externe de 11,9mm. Elles permettent donc de couvrir en théorie la bande 4GHz – 20GHz. L'antenne spirale carrée reconfigurable fonctionnant au-moins jusqu'à 5GHz, ces nouvelles antennes permettent de couvrir le reste de la bande passante tout en offrant un recouvrement pour assurer un fonctionnement continu de la structure. Les antennes spirales d'Archimède sont situées à 18,75mm de l'antenne initiale, ce qui correspond à un quart de la longueur d'onde à 4GHz. La Figure 3.1 et la Figure 3.2 illustrent cette nouvelle structure comprenant l'antenne spirale carrée reconfigurable et 4 antennes spirales d'Archimède. L'antenne spirale carrée possède deux fois plus de tours que celle présentée dans le chapitre 2 afin d'augmenter encore la bande passante en divisant par deux la fréquence basse de fonctionnement. Cette antenne spirale mesure ainsi 402,5mm de côté et possède des brins de 0,25mm de largeur.

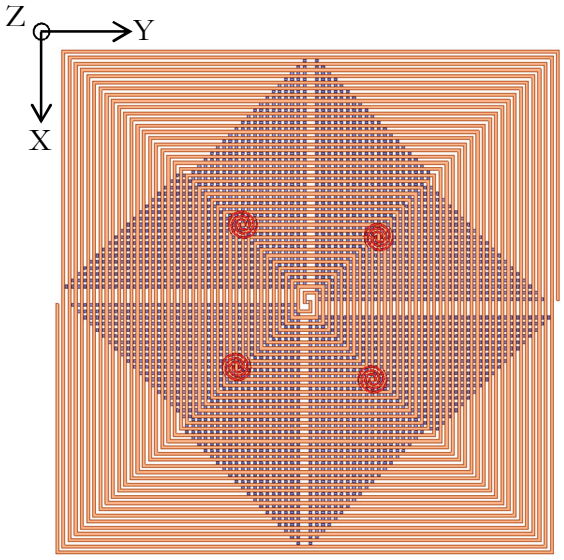


Figure 3.1. Antenne spirale reconfigurable avec 4 antennes spirales d'Archimède en face avant.

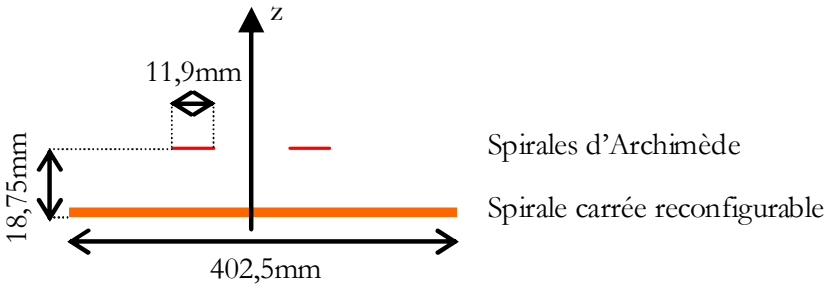


Figure 3.2. Vue en coupe de la nouvelle structure.

3.2.1.2 Reconfiguration de l'antenne spirale carrée en plan de masse

Afin d'assurer le bon fonctionnement du réseau d'antennes spirales d'Archimède, un troisième état de reconfiguration est ajouté à l'antenne spirale carrée initiale. En effet, jusqu'à présent, cette antenne pouvait fonctionner comme une antenne spirale classique ou bien se reconfigurer en un réseau d'antennes spirales carrées. Dans ce troisième état, la spirale se reconfigure en plan de masse pour les spirales d'Archimède situées au-dessus. Pour cela, considérons les quatre zones en pointillées définies sur la Figure 3.3. Les interrupteurs de ces zones sont tous passés à l'état fermé pour former une grille métallique qui servira de plan de masse pour les antennes spirales d'Archimède. Aucun nouvel élément d'accord n'a donc besoin d'être ajouté à la structure précédente pour former cette nouvelle configuration. On obtient ainsi une nouvelle fonctionnalité et un nouvel état de reconfiguration sans modifier l'antenne initiale. Chaque spirale d'Archimède est ainsi placée au centre de chaque grille métallique impliquant un pas de réseau de 110mm.

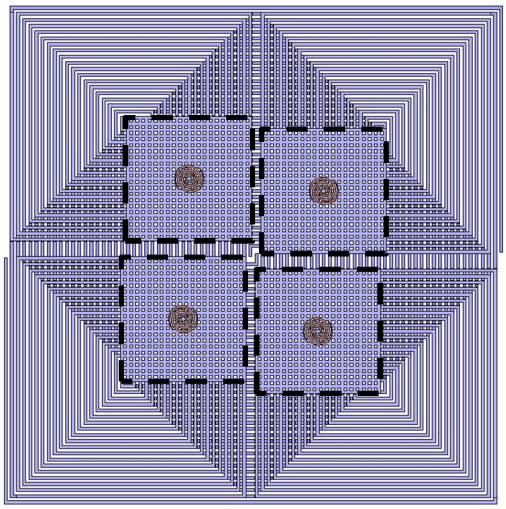


Figure 3.3. Reconfiguration d'un quart des antennes spirales carrées en plan de masse.

3.2.1.3 Validation par simulations

Tout d'abord, nous avons testé le fonctionnement d'une antenne spirale d'Archimède située à 18,75mm au-dessus d'une grille métallique telle qu'elle peut être formée par la structure reconfigurable (Figure 3.4).

Cette grille possède une longueur et une largeur de 102,5mm, des brins de largeur 2,5mm et des trous de 2,5 x 2,5mm^2. Ces dimensions sont imposées par la structure initiale si on ne souhaite pas la modifier. Dans un premier temps, nous avons donc vérifié que la taille de cette grille était suffisante et que les trous n'avaient pas un impact trop important. La Figure 3.5 illustre la répartition des courants à 4GHz sur la grille et montre que ses dimensions sont suffisantes car les courants les plus importants sont bien concentrés à l'intérieur.

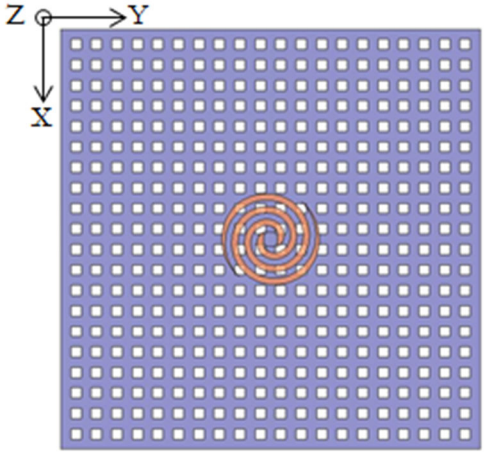


Figure 3.4. Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'une grille métallique.

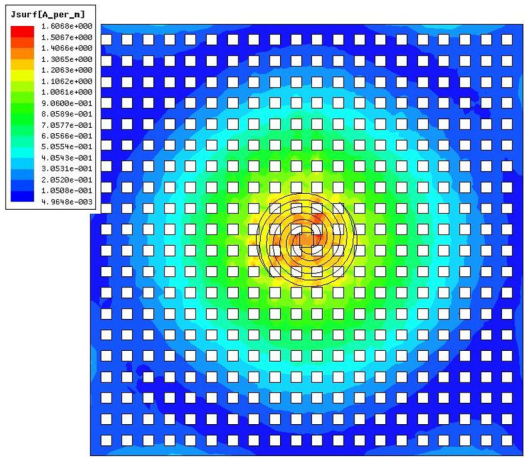


Figure 3.5. Répartition des courants sur le plan de masse.

Le fonctionnement de cette surface métallique perforée périodiquement par des trous peut être assimilé à celui d'une surface sélective en fréquence (FSS) inductive [91][92]. Ces FSS étant résonnantes, cette surface ne laissera passer l'onde incidente qu'autour de sa fréquence de résonnance. Cette grille métallique et ainsi assimilable à un filtre passe bande. Les trous possédant une largeur de 2,5mm, leur fréquence de résonnance devrait se situer autour de 60GHz. Pour vérifier cela, une cellule élémentaire a été simulée dans un guide TEM (cf. Figure 3.6). La Figure

3.7 illustre le coefficient de réflexion du réseau infini de FSS inductives. On peut constater que les FSS résonnent à 55GHz et donc que la surface laisse passer l'onde autour de cette fréquence. On peut également vérifier que la surface réfléchit bien totalement l'onde incidente sur la bande passante qui nous intéresse à savoir 4 – 20GHz.

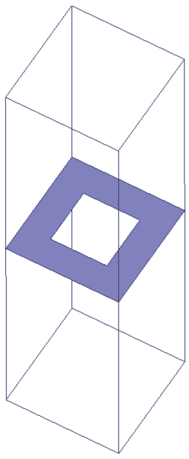


Figure 3.6. Cellule élémentaire du réseau de FSS.

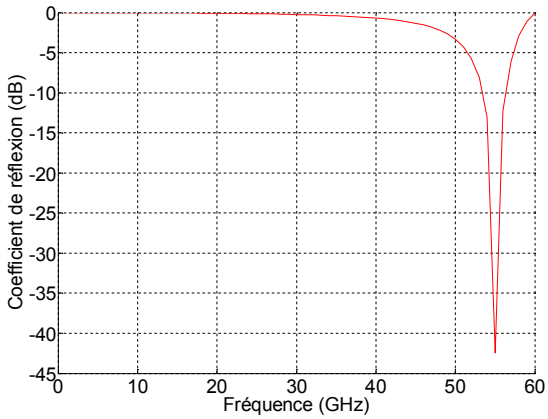


Figure 3.7. Coefficient de réflexion du réseau infini de FSS inductives.

La Figure 3.8 présente le coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède. On peut observer que l'antenne possède une bande passante conforme à la théorie avec une fréquence minimale de 4GHz et une fréquence maximale supérieure à 20GHz.

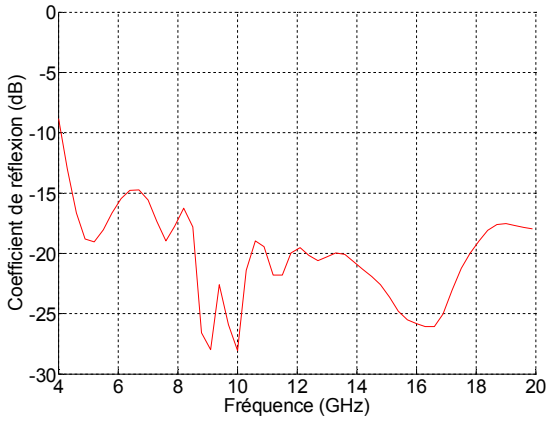


Figure 3.8. Coefficient de réflexion d'une antenne spirale d'Archimède au-dessus de la grille.

La Figure 3.9 et la Figure 3.10 illustrent respectivement le rayonnement à 4 et 20GHz de l'antenne spirale au-dessus de la grille dans le plan $\varphi = 0°$ et la Figure 3.11 présente le rapport en dB entre sa directivité pour $\theta = 0°$ et $\theta = 180°$. On peut voir sur les diagrammes de rayonnement de l'antenne que celle-ci possède un gain de 9dB pour $\theta = 0°$ et de -10,5dB pour $\theta = 180°$ à 4GHz et un gain de 12,8dB pour $\theta = 0°$ et de -8dB pour $\theta = 180°$ à 20GHz. De plus, le rapport avant/arrière de l'antenne est relativement élevé sur toute la bande passante sauf à 8,5 et 16,6GHz à cause de la recombinaison destructive entre l'onde réfléchie et l'onde directe. La grille joue bien le rôle de plan de masse pour cette antenne sur toute sa bande passante.

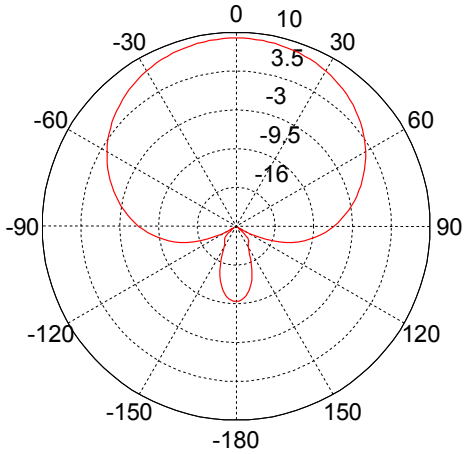


Figure 3.9. Rayonnement à 4GHz d'une antenne spirale d'Archimède au-dessus de la grille.

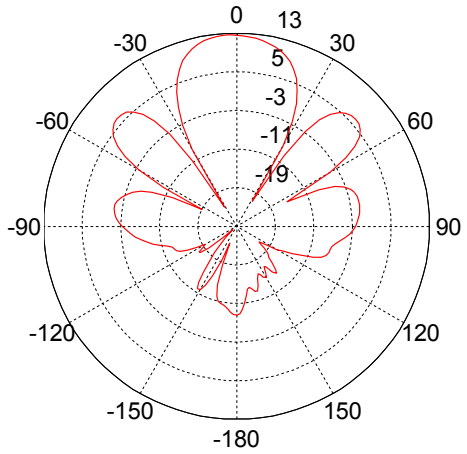


Figure 3.10. Rayonnement à 20GHz d'une spirale d'Archimède au-dessus de la grille.

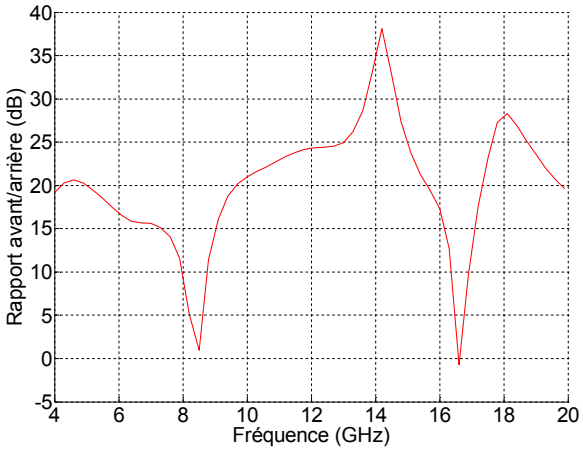


Figure 3.11. Rapport avant/arrière de l'antenne spirale d'Archimède.

3.2.1.4 Etude sur la distance entre le plan de masse et l'antenne

Cette structure a été à nouveau simulée avec une distance de $\lambda_{4GHz}/12$ (6,25mm) entre le plan de masse et l'antenne spirale afin de réduire l'encombrement de la structure. Le coefficient de réflexion de l'antenne prenant en compte cette nouvelle distance est présenté sur la Figure 3.12. On constate alors que le niveau du coefficient de réflexion est remonté, il est maintenant inférieur à -10dB à partir de 4,8GHz au lieu de 4GHz.

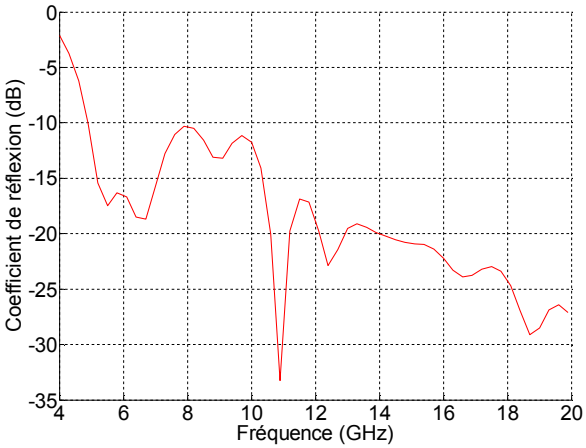


Figure 3.12. Coefficient de réflexion spirale d'Archimède.

En plus de la réduction de l'encombrement, l'avantage de prendre une plus faible distance entre le plan de masse et l'antenne est d'éloigner la fréquence à laquelle cette distance correspond à λ/2. En effet, une hauteur de 18,75mm correspondant à λ/4 à 4 GHz vaut λ/2 à 8 GHz. Or pour une distance de λ/2 l'onde directe et l'onde réfléchie sont en opposition de phase ce qui implique un nul de rayonnement dans l'axe. Par conséquent, pour une hauteur de 18,75mm, un nul de rayonnement sera présent dans la bande passante de l'antenne à 8 GHz alors que pour une hauteur de 6,25mm le nul de rayonnement n'aura lieu qu'à 24GHz. La Figure 3.13 compare ces rayonnements à 8GHz de l'antenne pour ces deux distances.

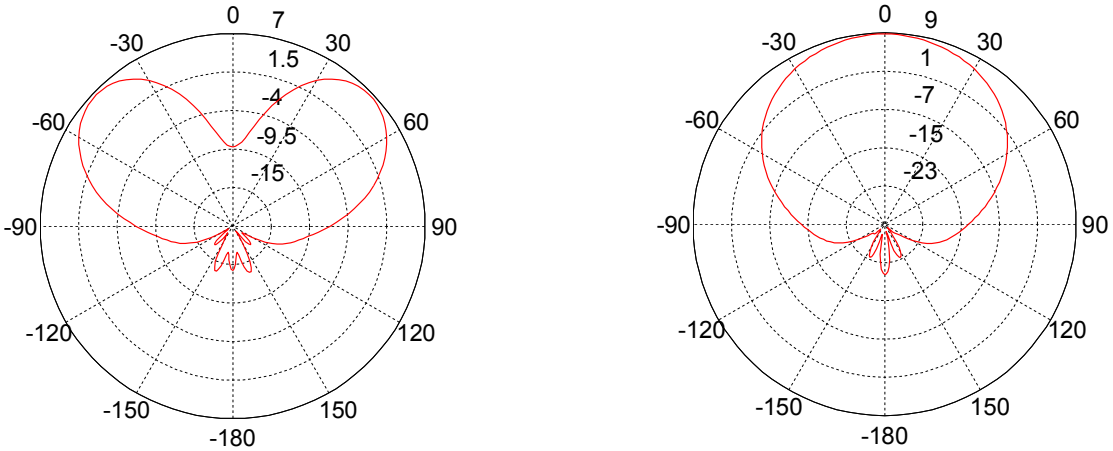


Figure 3.13. Rayonnements à 8GHz pour une hauteur de 18,75mm (gauche) et de 6,25mm (droite).

3.2.1.5 Comparaison avec un plan de masse classique

Nous avons également comparé le fonctionnement de ce plan de masse à trous avec un plan de masse classique. La Figure 3.14 présente, en bleu, le coefficient de réflexion de l'antenne située au-dessus du plan de masse à trous et celui d'une antenne placée au-dessus d'un plan de masse classique en rouge. On peut constater que les deux coefficients de réflexion sont quasiment identiques entre 4 et 20GHz.

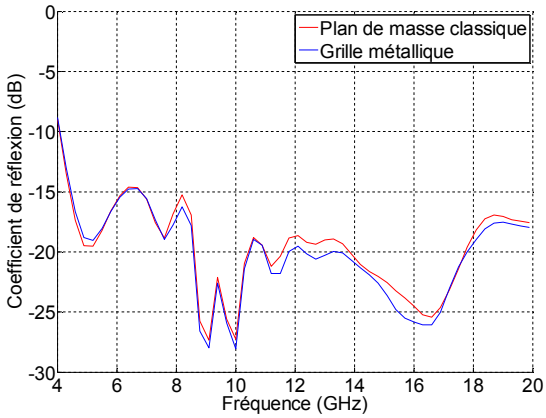


Figure 3.14. Coefficients de réflexion d'une spirale au-dessus d'un plan de masse classique et de la grille.

La Figure 3.15 et la Figure 3.16 montrent que les diagrammes de rayonnement de la structure avec la grille ou avec le plan de masse sont très proches à 5GHz et à 20GHz. De plus, la Figure 3.17 indique que les gains pour θ = 0° sont également quasiment identiques. Le plan de masse à trous se comporte donc bien comme un plan de masse classique sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne.

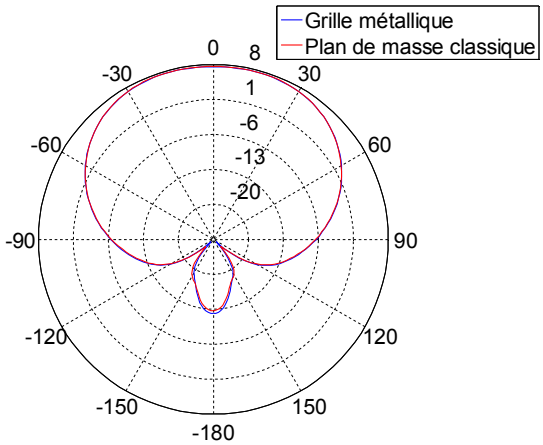


Figure 3.15. Rayonnements à 5GHz d'une spirale au-dessus d'un plan de masse classique et de la grille.

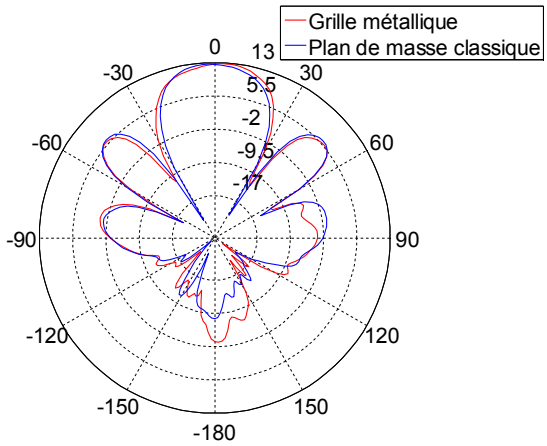


Figure 3.16. Rayonnements à 20GHz d'une spirale au-dessus d'un plan de masse classique et de la grille.

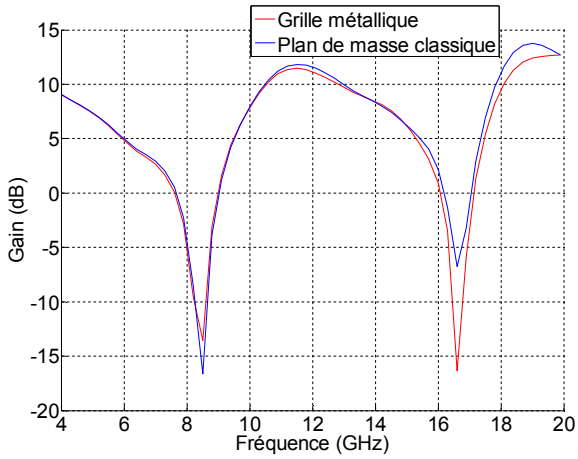


Figure 3.17. Gain pour θ = 0° de la spirale au-dessus de la grille et d'un plan de masse classique.

3.2.1.6 Antenne spirale carrée non reconfigurée

Afin de montrer l'intérêt de reconfigurer l'antenne spirale carrée en grille métallique pour qu'elle joue bien le rôle de plan de masse, nous avons testé la structure présentée sur la Figure 3.18. Ici, l'antenne spirale carrée n'est pas modifiée pour former une grille, les brins issus de l'antenne spirale carrée sont donc conservés. La Figure 3.19 compare les rapports avant/arrière de l'antenne au-dessus de la grille métallique et de la spirale carrée non reconfigurée. On peut constater que ce ratio est distinctement moins bon sur toute la bande passante de l'antenne lorsque l'antenne n'est pas reconfigurée en grille. La spirale carrée reconfigurable remplit donc nettement moins bien le rôle de plan de masse si elle n'est pas reconfigurée. Il y a donc un intérêt à reconfigurer l'antenne surtout qu'aucun nouvel élément de commutation n'a besoin d'être ajouté.

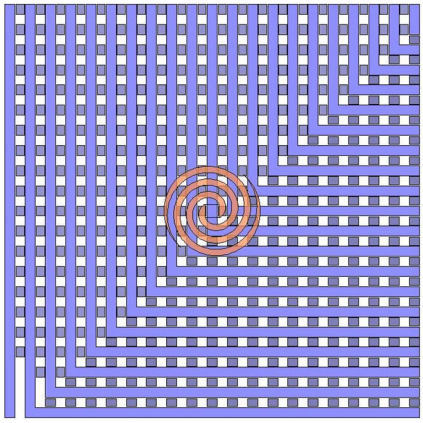


Figure 3.18. Spirale d'Archimède au-dessus de l'antenne spirale carrée non reconfigurée.

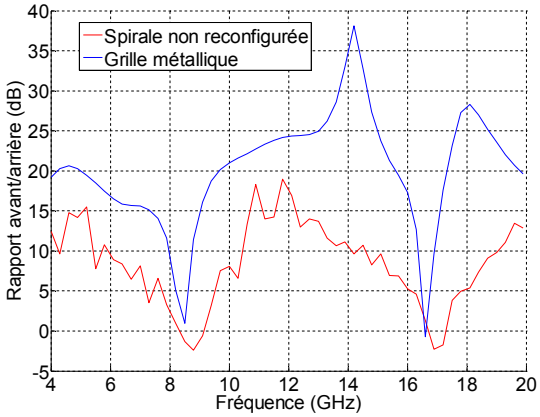


Figure 3.19. Rapport avant/arrière de l'antenne spirale au-dessus de l'antenne spirale carrée non reconfigurée.

3.2.1.7 Etude de la position de l'antenne sur le plan de masse

Pour un fonctionnement optimal, l'antenne a été placée initialement au centre du plan de masse. Cependant, il est intéressant d'observer le rayonnement de cette antenne si on la place dans un coin du plan de masse. En effet, ceci peut être utile si on souhaite rapprocher les quatre spirales d'Archimède présentes sur la structure complète afin de réduire les lobes de réseaux (phénomène expliqué dans le paragraphe 3.2.2.1).

La Figure 3.20 illustre le placement de l'antenne et la Figure 3.21 le rayonnement de celle-ci. On constate alors que le diagramme de rayonnement de l'antenne est dissymétrisé. En effet, à -30°, le gain vaut 7,2dB alors qu'à 30° il vaut 5,8dB. Cette déformation est légère et pourra être compensée par la mise en réseau de ces antennes spirales d'Archimède. Nous optons donc pour un tel placement de ces spirales dans la suite de l'étude afin de limiter les lobes de réseau.

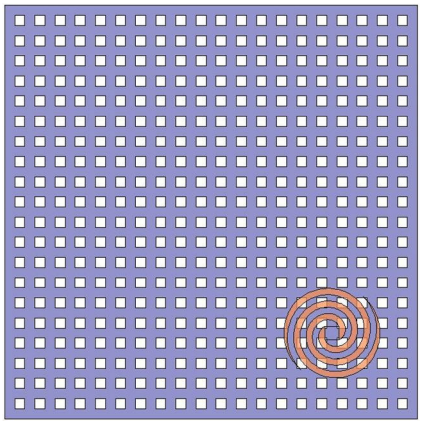


Figure 3.20. Antenne spirale d'Archimède dans un coin du plan de masse.

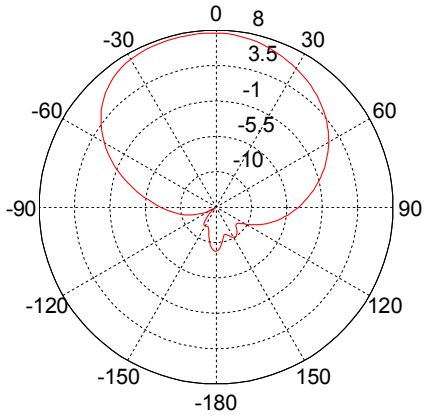


Figure 3.21. Rayonnement à 5GHz d'une spirale d'Archimède dans un coin du plan de masse.

3.2.1.8 Structure complète

Une fois le fonctionnement d'une antenne spirale d'Archimède validé, la structure complète présentée sur la Figure 3.22 a été simulée. Cette structure correspond donc à l'antenne spirale carrée dont certaines zones sont reconfigurées en plan de masse pour les quatre antennes spirales d'Archimède placées au-dessus en rotation séquentielle. Un réseau de quatre antennes d'Archimède est présenté ici pour montrer le concept mais un réseau avec un nombre de sources différents pourrait également être conçu. Cependant, étant donné la proximité de ces antennes avec la spirale carrée reconfigurable, la principale difficulté de conception de cette structure réside dans l'alimentation des spirales d'Archimède. Or, ce problème sera encore plus complexe si le nombre de sources augmente. Des solutions utilisant des baluns progressifs placés horizontalement [93] ou permettant d'alimenter les antennes spirales par leurs extrémités sont des pistes intéressantes à étudier [94]. De plus, elles sont placées à 6,25mm du plan de masse comme dans la partie 3.2.1.4.

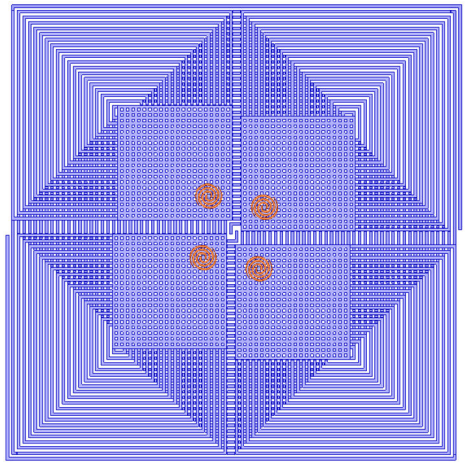


Figure 3.22. Antenne spirale carrée reconfigurable avec 4 antennes spirales d'Archimède en face avant.

La Figure 3.23 illustre le rayonnement à 5GHz dans le plan $\varphi = 0°$ du réseau des quatre antennes spirales d'Archimède en présence de l'antenne spirale carrée reconfigurée en plan de masse. On peut constater que le rayonnement est bien symétrique et que le gain maximal est de 14,5dB. Cependant, dès lors qu'on alimente les quatre antennes spirales d'Archimède on constate la présence de lobes de réseau. Ces lobes secondaires possèdent un niveau max de 6,8dB. Leur présence s'explique par le fait que les antennes sont espacées de $0{,}83\lambda_{5GHz}$. Or la condition pour supprimer complètement les lobes de réseau est d'avoir des éléments espacés de $0{,}5\lambda$ au maximum. Il n'est toutefois pas possible ici diminuer encore cet espacement car les antennes sont placées aux extrémités de leur plan de masse respectif (cf. Figure 3.20 et Figure 3.22). On atteint donc ici une limite de la solution proposée.

La Figure 3.24 illustre le gain en fonction de la fréquence de cette structure. On peut constater qu'il oscille entre 12 et 16dB sur la bande passante de l'antenne. La Figure 3.25 montre que son taux d'ellipticité reste inférieur à 3dB jusqu'à 19GHz assurant ainsi une bonne qualité de polarisation circulaire jusqu'à cette fréquence.

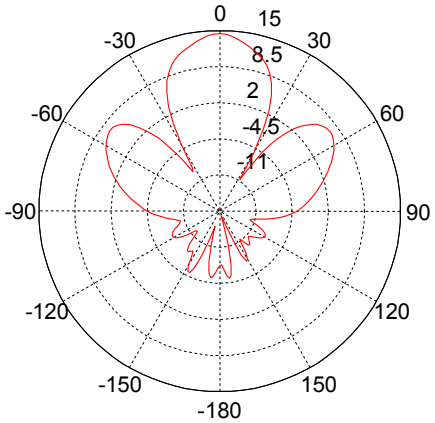


Figure 3.23. Rayonnement à 5GHz du réseau.

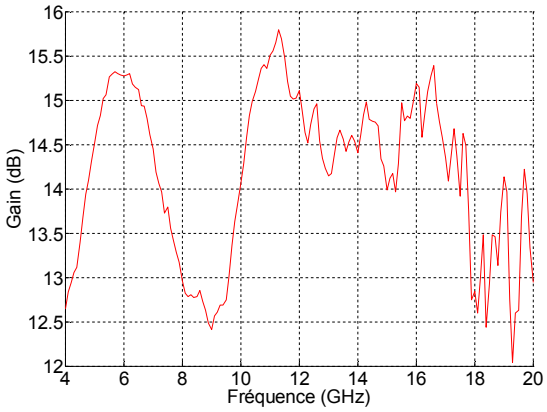


Figure 3.24. Gain de la structure complète

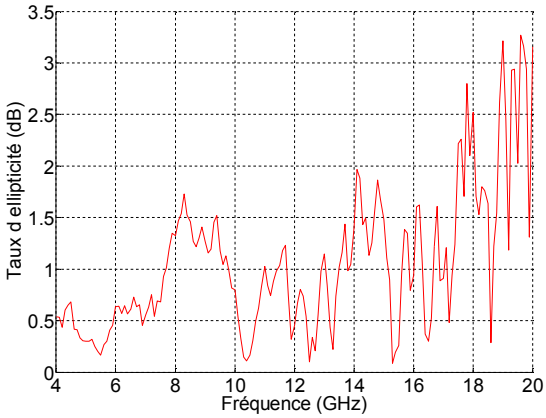


Figure 3.25. Taux d'ellipticité de la structure complète.

3.2.1.9 Perturbations introduites par les spirales d'Archimède

Un autre point important consiste à vérifier si la présence de ces antennes ne perturbe pas le bon fonctionnement de l'antenne spirale reconfigurable. Pour cela nous avons simulé les deux configurations de l'antenne avec les quatre antennes spirales d'Archimède au-dessus (cf. Figure 3.27). Ces dernières sont donc considérées comme des parasites placés à 18,75mm au-dessus du panneau rayonnant. L'antenne spirale reconfigurable et le réseau sont alimentés par des alimentations idéales afin de voir uniquement l'influence des spirales d'Archimède sur les performances. Ces antennes parasites sont fermées sur des charges adaptées.

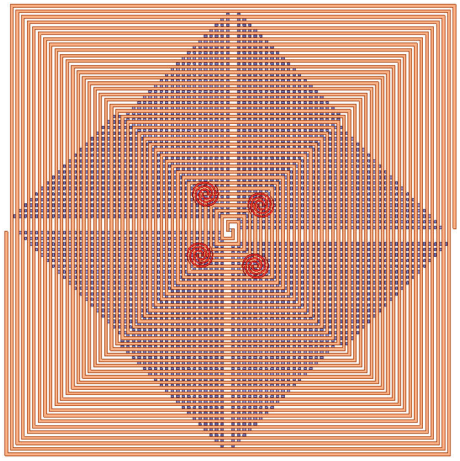


Figure 3.26. 1ère configuration de l'antenne spirale carrée avec les antennes spirales d'Archimède.

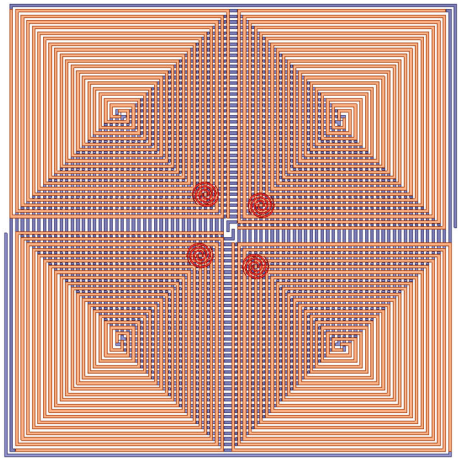


Figure 3.27. 2nd configuration de l'antenne spirale carrée avec les antennes spirales d'Archimède.

La Figure 3.28 et la Figure 3.29 présentent respectivement le coefficient de réflexion de l'antenne spirale reconfigurable dans ses 1ère et 2ème configurations avec et sans spirales d'Archimède. La Figure 3.30 et la Figure 3.31 illustrent leur rayonnement. On peut voir que la présence des antennes spirales d'Archimède perturbe très peu l'adaptation et le rayonnement des deux configurations de l'antenne spirale carrée reconfigurable. L'adaptation n'est pas très bonne car, comme cela est précisé précédemment, les antennes ne sont pas alimentées par des baluns.

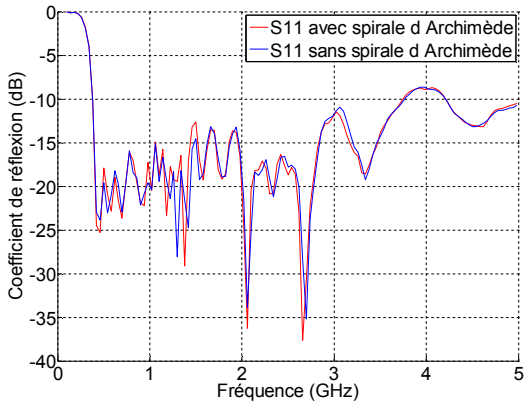


Figure 3.28. Coefficient de réflexion de la 1ère configuration avec et sans spirales d'Archimède.

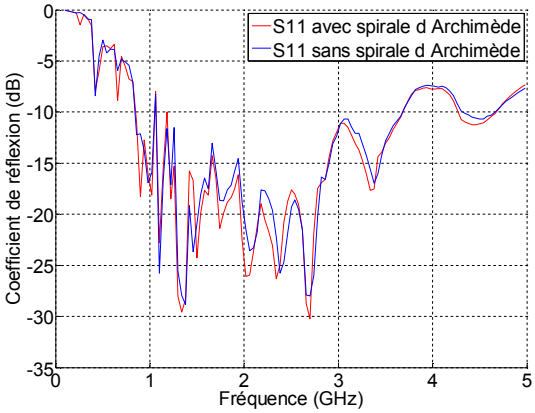


Figure 3.29. Coefficient de réflexion d'une antenne du réseau avec et sans spirales d'Archimède.

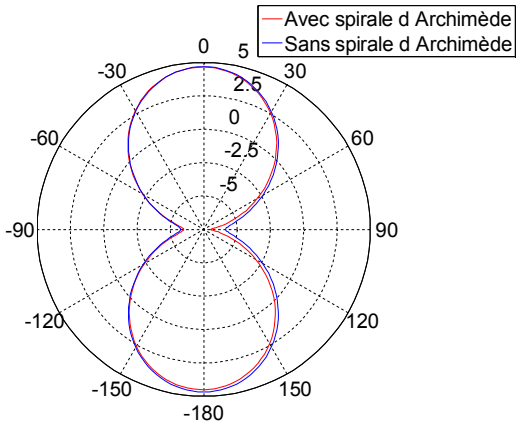


Figure 3.30. Rayonnement à 1 GHz de l'antenne spirale carrée avec et sans spirales d'Archimède.

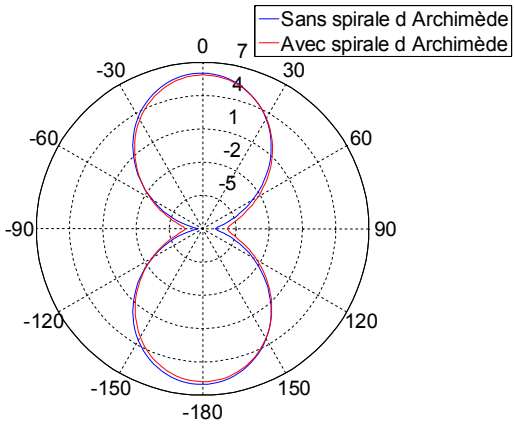


Figure 3.31. Rayonnement à 1 GHz du réseau de spirales avec et sans spirales d'Archimède.

3.2.1.10 Conclusion

Nous avons présenté ici une nouvelle structure basée sur l'ajout de 4 antennes spirales d'Archimède au-dessus du panneau rayonnant présenté dans le chapitre 2. L'intérêt est de pouvoir utiliser le panneau précédent comme plan de masse sans avoir besoin d'ajouter de nouveaux commutateurs sur celui-ci. En outre, nous avons montré que la présence de ces nouvelles antennes ne perturbe pas le fonctionnement de celles situées en dessous sur le panneau initial.

Si on considère la structure complète, on obtient un système hautement reconfigurable permettant de couvrir au moins la bande 400MHz – 20GHz. Les lobes de réseau peuvent limiter cette bande passante mais il est toujours possible d'utiliser une seule antenne spirale d'Archimède. Si on souhaite descendre plus bas en fréquence il suffit d'ajouter quelques tours aux brins de la grande antenne spirale carrée initiale. De plus, le système permet d'obtenir une bonne

polarisation circulaire sur toute la bande de fonctionnement, une efficacité de surface améliorée, un gain élevé ainsi que la possibilité de reconfigurer son rayonnement.

La difficulté réside ici dans l'alimentation des antennes spirales d'Archimède. En effet, si on considère la structure réelle, il faut déterminer une solution ultra large bande et compacte permettant d'alimenter les spirales d'Archimède sans dégrader le fonctionnement global de la structure.

3.2.2 Réduction des lobes de réseau

3.2.2.1 Rappel sur la problématique des lobes de réseau

Un réseau d'antennes est un système antennaire regroupant plusieurs éléments rayonnants généralement identiques. Placer plusieurs antennes en réseau permet notamment d'obtenir des niveaux de gains qui n'auraient pas pu être atteints par une antenne seule. De plus, un réseau d'antenne peut former des diagrammes de rayonnements complexes et éventuellement reconfigurables grâce à des pondérations en phase et en amplitude de chaque source du réseau. Le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne est déterminé par la superposition du rayonnement de chaque des sources élémentaires. Dans le cas de sources identiques ne se perturbant pas entre elles, on définit le facteur de réseau qui permet de déterminer le rayonnement du réseau à partir de celui d'une des sources élémentaires du réseau. Il s'agit d'un coefficient multiplicatif qui renseigne sur la façon dont les rayonnements issus des différentes sources se recombinent dans une direction donnée. Ce facteur ne dépend que de l'agencement des sources élémentaires et de leurs pondérations respectives.

Deux phénomènes peuvent cependant perturber le fonctionnement des réseaux d'antennes : le couplage entre les sources du réseau et les lobes de réseau. Le couplage résulte de l'interaction électromagnétique entre les sources rayonnantes élémentaires au sein du réseau. En effet, la simple présence d'un élément rayonnant à proximité d'une antenne suffit à modifier son fonctionnement même si cet élément n'est pas alimenté. Le couplage entre les deux sources peut modifier le rayonnement et l'adaptation de l'antenne. Les antennes d'un réseau doivent donc être placées suffisamment loin les unes des autres par rapport à la longueur d'onde pour minimiser ce phénomène. Cependant, si les antennes sont trop éloignées entre elles un autre phénomène apparaît, celui des lobes de réseau. Cet aspect est particulièrement problématique pour la conception de réseaux d'antennes ultra large bande [95]. En effet, même si les antennes sont placées très proches les unes des autres, le pas du réseau sera toujours grand par rapport à la longueur d'onde aux fréquences hautes de la bande passante.

Le facteur de réseau est périodique de période $2k_0d\cos\theta$ (dans le cas d'un réseau linéaire selon l'axe z) avec k_0 le nombre d'onde, d la distance entre les antennes et θ une coordonnée du repère cylindrique. Ainsi, si on regarde le facteur de réseau sur plusieurs périodes, plusieurs lobes principaux sont visibles. Seul le lobe correspondant à la direction $\theta = 0°$ est désiré, dans le cas d'un rayonnement dans l'axe du réseau. Les autres sont indésirables et sont appelés lobes de réseau. Afin que ces lobes soient complètement invisibles il faut que le terme k_0d soit inférieur à π et donc que la distance d séparant les sources soit inférieure à $\lambda/2$.

Le couplage et les lobes de réseau sont donc deux problèmes importants à prendre en compte lors de la synthèse d'un réseau d'antennes. Cela est d'autant plus complexe que ces deux phénomènes nécessitent des solutions contradictoires. En effet, les antennes doivent être éloignées les unes des autres pour minimiser le couplage mais si elles sont trop éloignées les lobes de réseau apparaissent.

La seconde configuration de la structure, rappelée sur la Figure 3.32, consiste en un réseau de quatre antennes (2x2), elle est donc soumise à ces problèmes. Afin d'évaluer les niveaux de couplage entre les antennes du réseau, la Figure 3.33 illustre les différents coefficients de transmission entre ces antennes. On constate que le couplage entre les antennes est relativement faible à partir de 1GHz, fréquence à partir de laquelle cette configuration est utilisée. Il est globalement inférieur à -10dB sur toute la bande passante et surtout inférieur à -20dB à partir de 2GHz.

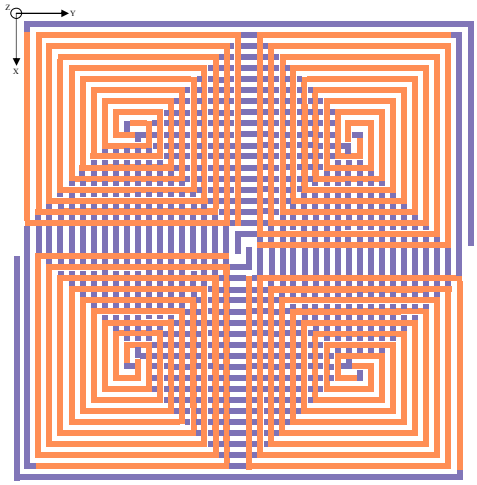


Figure 3.32. Seconde configuration de l'antenne.

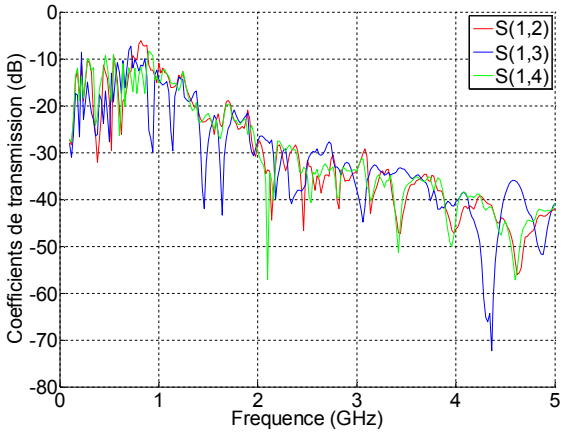


Figure 3.33. Coefficients de transmission entre les antennes de la seconde configuration.

Afin d'illustrer le problème des lobes de réseau, la Figure 3.34 présente le rayonnement de la deuxième configuration à 4GHz. On peut voir que le niveau des lobes de réseau est élevé (1,8dB d'écart entre le niveau du lobe principal et celui des lobes de réseau), les antennes étant espacées de 1,33λ à cette fréquence. Or la condition pour supprimer complètement les lobes de réseau implique que la distance entre les antennes doit être inférieure à 0,5λ, ce qui correspond à une fréquence de 1,5GHz pour notre réseau. On considère cependant que ces lobes secondaires ne sont problématiques que si la différence entre leur niveau et celui du lobe principal est inférieur à -10dB, ce qui correspond à une fréquence de 2,8GHz pour notre structure (cf. Figure 3.35). La partie suivante propose des solutions pour résoudre ce problème qui limite la bande passante d'utilisation de l'antenne.

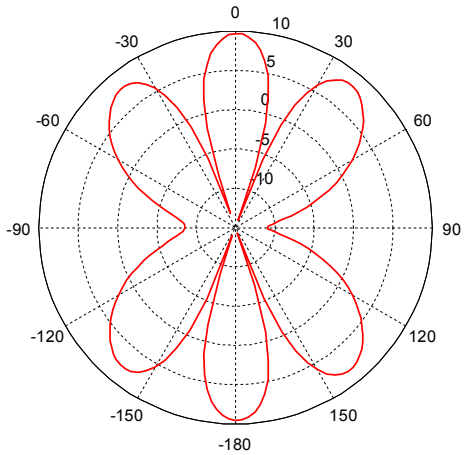


Figure 3.34. Rayonnement de la seconde configuration à 4GHz.

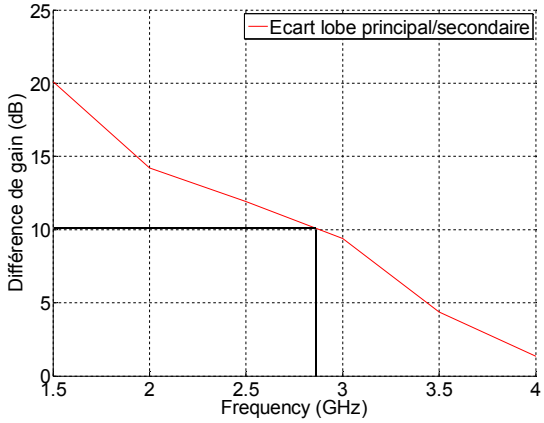


Figure 3.35. Différence entre le niveau du lobe principal et celui des lobes de réseau.

3.2.2.2 Nouvelle configuration

La première solution consiste à établir une nouvelle configuration à notre structure dans laquelle les éléments sont à nouveau reconfigurés de façon à former un nouveau réseau de quatre antennes spirales quatre fois plus petites que celles de la deuxième configuration et donc deux fois plus proches les unes des autres. Ceci a pour effet de rejeter deux fois plus haut la fréquence d'apparition des lobes de réseau. Elle ne nécessite pas l'ajout de nouveaux commutateurs à la structure initiale puisque les antennes de cette troisième configuration sont réalisées dans la partie reconfigurable du panneau rayonnant. Cependant, cette nouvelle configuration n'utilise qu'un quart de la surface disponible. En effet, avec ces dimensions d'antennes, on pourrait théoriquement former un réseau de 16 spirales sur la surface totale disponible. Toutefois, de nouveaux éléments de reconfiguration, de nouveaux parasites et de nouvelles alimentations devraient être intégrés ce qui perturberait le fonctionnement des autres configurations. La Figure 3.36 représente cette configuration.

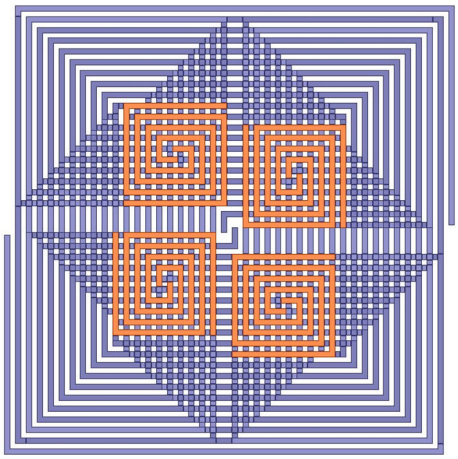


Figure 3.36. Nouvelle configuration.

Les nouvelles antennes spirales de ce réseau sont quatre fois plus petites que celles de la seconde configuration. Elles mesurent donc 47,5mm de côté et possèdent le même rayon interne que les antennes des autres configurations et les mêmes largeurs de brins. Ces antennes

pourraient être alimentées par le même type de balun que ceux des configurations précédentes (au prix d'une densité de baluns plus forte).

La Figure 3.37 compare les diagrammes de rayonnement à 4GHz de la deuxième configuration et de cette nouvelle configuration et montre que cette dernière a bien permis de réduire le niveau des lobes secondaires. Le gain pour θ = 0° de cette nouvelle configuration est donc supérieur à celui de la précédente (11,6dB au lieu de 9,7dB) car moins d'énergie est perdue dans les lobes de réseau. De plus, le lobe principal est plus large car la surface consacrée au réseau est moins importante.

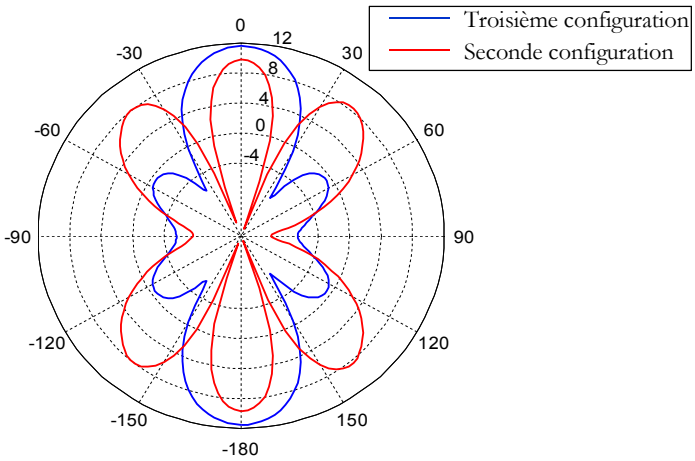


Figure 3.37. Rayonnements de la 2ème et de la nouvelle configuration (4GHz).

La Figure 3.38 illustre le coefficient de réflexion d'une antenne de ce nouveau réseau lorsque les autres sont fermées sur une charge adaptée. On peut voir que l'antenne possède une fréquence minimale de fonctionnement de 1,5GHz. Le nombre de tours de la spirale étant deux fois plus petit que celle de la deuxième configuration, il est donc normal qu'elle possède une fréquence minimale deux fois supérieure. On rappelle que ce n'est pas un problème puisqu'elle est destinée à fonctionner aux plus hautes fréquences.

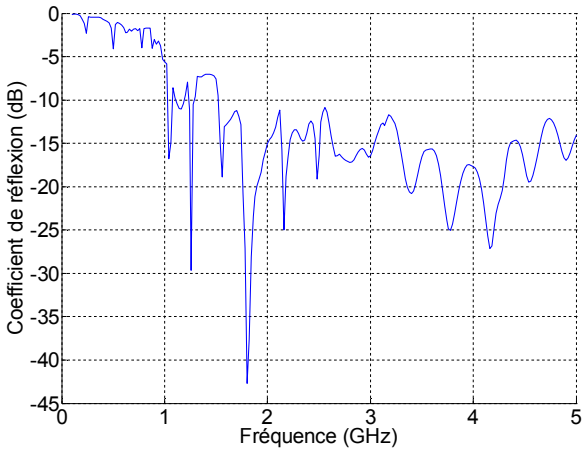


Figure 3.38. Coefficient de réflexion d'une antenne de la nouvelle configuration.

La Figure 3.39 présente le taux d'ellipticité sur la bande passante qui nous intéresse à savoir 2,5−5GHz. En effet, c'est à partir de 2,5GHz que les lobes de réseau apparaissent dans la deuxième configuration et qu'il devient donc nécessaire de la reconfigurer. La qualité de la polarisation circulaire de cette structure est donc bonne avec un taux d'ellipticité inférieur à 3dB

excepté à 3,4GHz. Cette dégradation du taux d'ellipticité, que l'on peut anticiper également sur le niveau d'adaptation de l'antenne, est due à la présence des parasites dans toutes les fentes de la spirale et notamment en leur centre, alors qu'ils n'occupent que la moitié des fentes dans la seconde configuration.

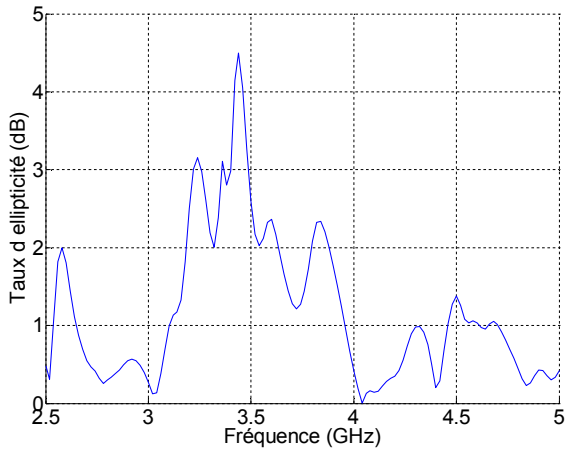


Figure 3.39. Taux d'ellipticité de la nouvelle configuration.

La Figure 3.40 compare ainsi les cartographies des courants circulant sur les antennes de la structure dans la nouvelle configuration sans et avec parasites à 3,4GHz. Comme l'indiquaient les résultats précédents, on peut constater que les parasites ont une influence sur le fonctionnement de l'antenne. En effet, la répartition des courants sur les brins des spirales est fortement modifiée à cette fréquence et l'intensité des courants sur les parasites au centre des spirales est relativement élevée.

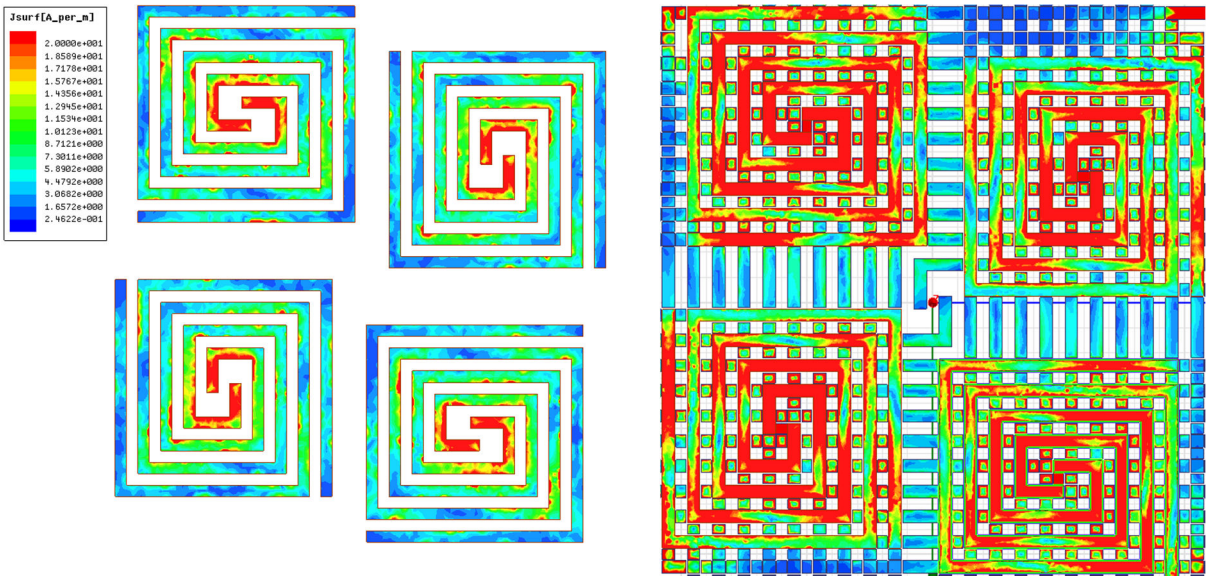


Figure 3.40. Cartographie des courants à 3,4GHz sur le nouveau réseau de 4 antennes spirales carrées.

La Figure 3.41 illustre le couplage entre les antennes de ce réseau. On peut constater que le niveau de couplage est globalement identique à celui du réseau de la seconde configuration (Figure 2.19). Il est inférieur à -10dB sur toute la bande passante et inférieur à -20dB à partir de 2,5GHz (fréquence à partir de laquelle cette nouvelle configuration est utile).

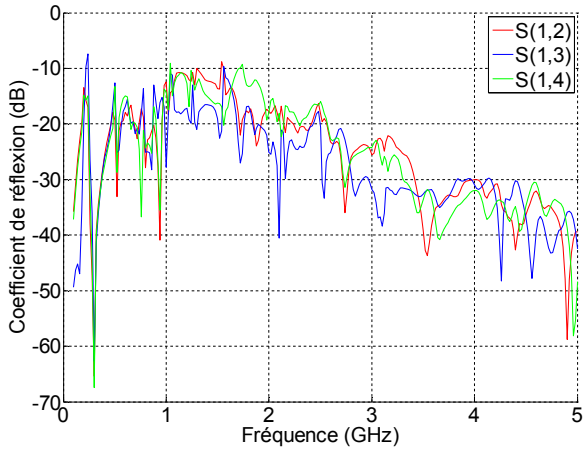


Figure 3.41. Couplage entre les antennes du nouveau réseau.

La solution présentée ici est donc efficace pour réduire les lobes de réseau de la structure. Aucun nouvel élément de reconfiguration n'a besoin d'être ajouté pour former cette configuration. Cependant, la polarisation de l'antenne est dégradée autour de 3,4GHz. De plus, quatre alimentations supplémentaires seront présentes dans la structure réelle reconfigurable ce qui risque de dégrader ses performances.

3.2.2.3 Fonctionnement simultané des deux premières configurations

La deuxième solution étudiée visant à résoudre le problème des lobes de réseau consiste à faire fonctionner quasi simultanément les deux premières configurations, c'est-à-dire la grande antenne spirale seule et le réseau de quatre antennes spirales. Pour cela, on commute les interrupteurs de la structure pour basculer d'une configuration à l'autre rapidement pour avoir les deux configurations actives en un court laps de temps. On suppose alors que le temps de commutation entre les deux configurations est suffisamment faible pour pouvoir considérer que le champ incident autour du récepteur n'a pas varié. Pour des applications d'observation par exemple, le signal reçu est généralement intégré sur un intervalle de temps de plusieurs millisecondes ce qui est largement supérieur au temps de commutation qui est généralement de quelques dizaines de nanosecondes. Si cette hypothèse est respectée, on peut alors considérer que les deux configurations sont actives simultanément. Le fonctionnement de l'antenne serait alors équivalent à celui d'un réseau de cinq antennes (les quatre antennes du réseau plus celle de la première configuration ajoutée au centre du réseau). Rajouter une antenne au centre de la structure permet d'obtenir un nouveau réseau avec des antennes plus proches les unes des autres et donc d'augmenter la fréquence à laquelle les lobes de réseau apparaissent. Cette nouvelle possibilité d'utilisation permet donc de réduire les lobes de réseau tout en augmentant le gain du lobe principal. De plus, ajouter une antenne dans le réseau permet d'accroître les possibilités de reconfiguration du diagramme de rayonnement en modifiant les amplitudes et les phases de chacune des sources.

La Figure 3.42 et la Figure 3.43 illustrent un exemple à 4GHz dans le plan $\varphi = 0°$. La Figure 3.42 présente le rayonnement du réseau de quatre antennes spirales et la Figure 3.43 celui des deux configurations fonctionnant simultanément. On constate que l'activation des deux configurations simultanément permet d'augmenter le gain du lobe principal de 1dB et de réduire les lobes de réseau de 4dB à 4GHz. On peut voir également que le lobe principal s'élargit. En

effet, l'angle d'ouverture à -3dB pour le réseau classique de quatre antennes est de 19° alors qu'il est de 21° pour le réseau de 5 sources. Ceci est lié au fait que l'on affecte la même pondération aux deux configurations et que la première configuration est bien moins directive que la seconde.

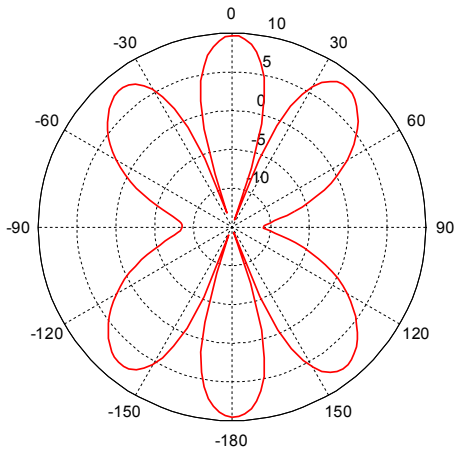


Figure 3.42. Rayonnement avec 4 sources.

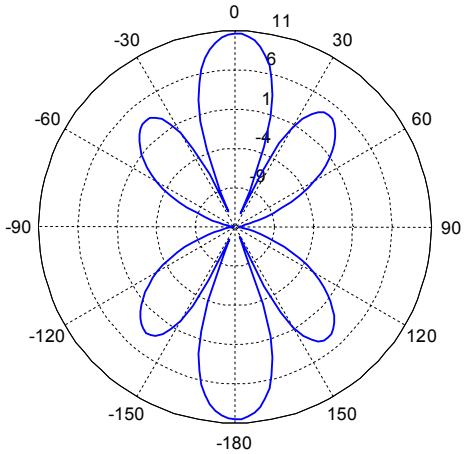


Figure 3.43. Rayonnement avec 5 sources.

La Figure 3.44 présente l'évolution de la différence en dB entre le niveau du lobe principal et celui des lobes secondaires en fonction de la fréquence dans le plan φ = 0°. On considère que les lobes de réseau sont gênants pour une différence entre le lobe principal et les lobes secondaires de 10dB. Le réseau de quatre antennes présente donc des lobes de réseau à partir de 2,8GHz alors que le réseau de cinq correspondant à la superposition des deux configurations présente des lobes de réseau à partir de 3,4GHz.

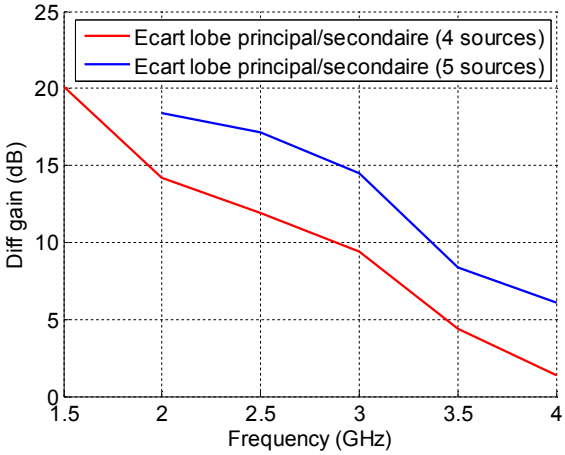


Figure 3.44. Différence entre le lobe principal et les lobes secondaires dans le plan φ=0°.

Afin de réduire encore la fréquence d'apparition des lobes de réseau, on peut pondérer en amplitude les champs des antennes. En effet, si l'on pondère d'un facteur 2 le champ rayonné par l'antenne de la première configuration par rapport au réseau de la deuxième, la fréquence d'apparition des lobes de réseau est repoussée au-delà de 4GHz comme l'illustre la Figure 3.45. De plus, l'angle d'ouverture augmente à nouveau et vaut 24°, de même que le gain qui vaut à présent 12,2dB. La Figure 3.46 présente le rayonnement à 4GHz dans le plan φ = 0° associé.

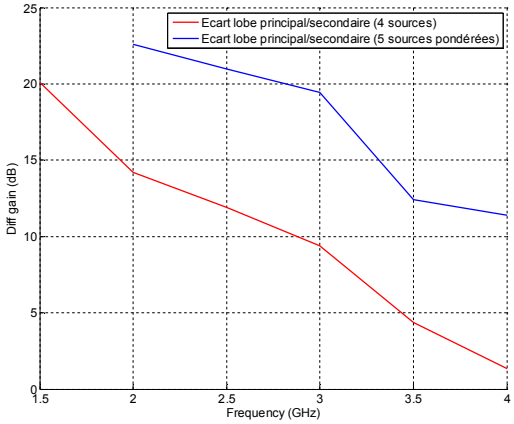


Figure 3.45. Différence entre le lobe principal et les lobes secondaires avec pondération en amplitude.

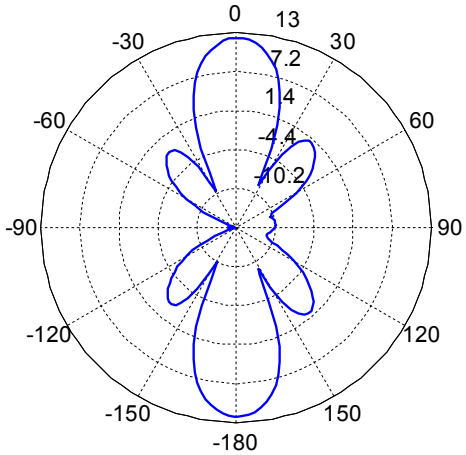


Figure 3.46. Rayonnement du réseau de 5 antennes avec pondération en amplitude (4GHz).

Cette solution a donc l'avantage de réduire efficacement les lobes de réseau sans augmenter la complexité de la structure. Cependant, il faut que le champ incident autour du récepteur n'ait pas varié et donc que le temps de commutation entre les deux configurations soit suffisamment faible pour pouvoir appliquer ce principe.

3.3 Reconfiguration du rayonnement

Le fonctionnement de notre antenne étant validé et optimisé, nous nous somme intéressé à la possibilité de reconfigurer son rayonnement. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes peut être reconfiguré en modifiant la pondération en amplitude et/ou en phase des différents éléments du réseau. L'équation suivante définit le dépointage θ du faisceau du facteur de réseau qui peut être obtenu pour un réseau plan.

$$(sin\ \theta)^2 = \left(\frac{\alpha_x}{k_0 d_x}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_y}{k_0 d_y}\right)^2 \qquad (3.1)$$

Avec : θ : le dépointage du faisceau ;

α_x : la différence de phase entre deux sources successives selon l'axe (O,x) ;

α_y : la différence de phase entre deux sources successives selon l'axe (O,y) ;

d_x : la distance séparant deux sources selon l'axe (O,x) ;

d_y : la distance séparant deux sources selon l'axe (O,y).

La Figure 3.47 illustre un exemple de reconfiguration possible du rayonnement à 2GHz dans le plan φ = 45° de notre réseau de quatre antennes spirales carrées ainsi que les déphasages nécessaires pour l'obtenir. Les déphasages entre parenthèses indiquent les phases à apporter aux sources pour compenser la rotation séquentielle. On constate qu'en appliquant un déphasage de +120° et un autre de -120° sur deux éléments diagonales du réseau, on obtient un dépointage du faisceau de 30°. Les spirales sont espacées les unes des autres par une distance de 100mm selon l'axe (O,x) et (O,y).

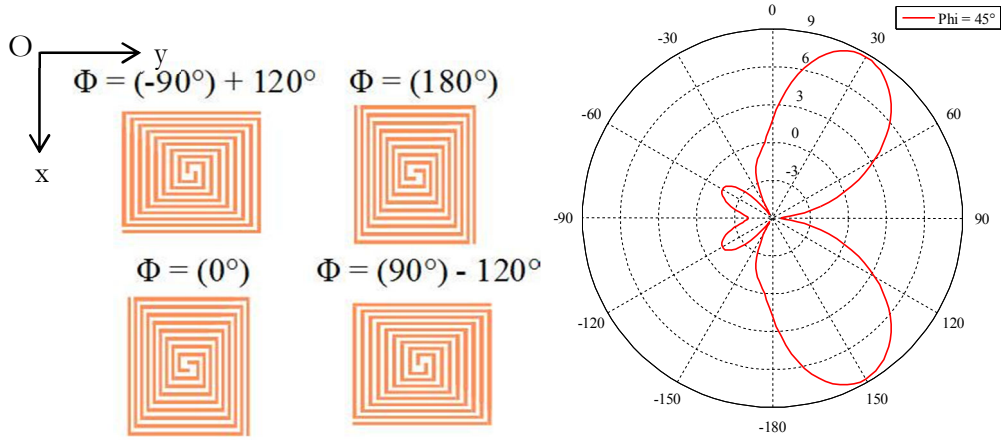


Figure 3.47. Reconfiguration diagramme de rayonnement (2GHz).

Afin de vérifier l'accord de ce résultat avec la théorie, un réseau carré de quatre sources avec les mêmes pondérations en phase a été synthétisé sous Matlab. La Figure 3.1 illustre le facteur de réseau à 2GHz dans le plan φ = 45° de ce réseau. On peut voir que le faisceau principal a été dépointé de 45° et non de 30°, cela peut également être vérifié à partir de l'équation (3.1). Ceci est dû au fait que la source élémentaire constituant notre réseau ne possède pas un rayonnement isotrope. Le facteur de réseau doit donc être multiplié par le rayonnement de cette source élémentaire, soit une antenne spirale carrée dans notre cas.

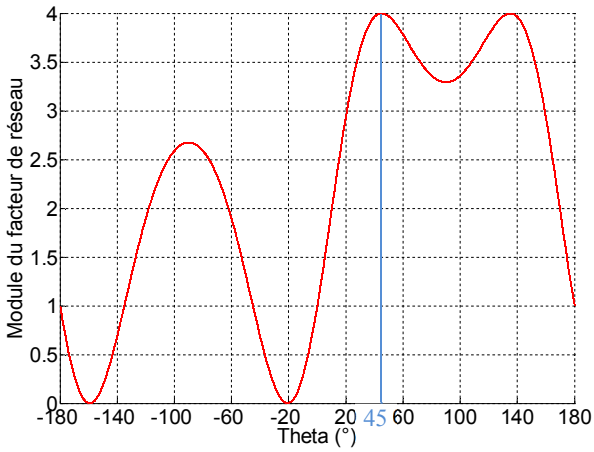


Figure 3.48. Module du facteur de réseau d'un réseau plan de quatre sources isotropes pondérées en phase.

La Figure 3.49 illustre la source unitaire avec son rayonnement à 2GHz dans le plan φ = 45°.

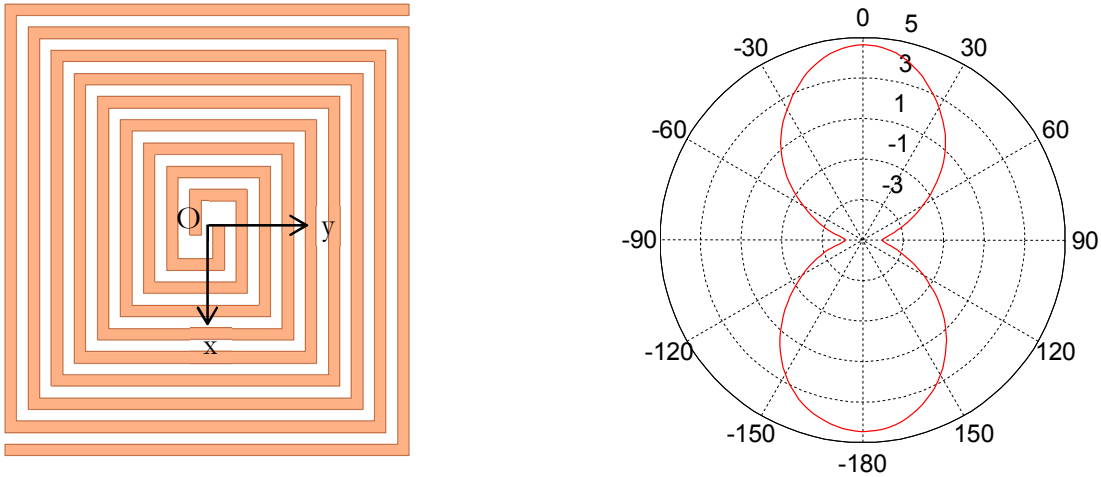


Figure 3.49. Spirale carrée élémentaire et son rayonnement à 2GHz dans le plan φ = 45°.

La Figure 3.50 compare le champ électrique à 2GHz dans le plan φ = 45° déduit à partir du rayonnement de la source unitaire et du facteur de réseau avec celui obtenu par la simulation du réseau complet de quatre antennes spirale carrées. On constate que le faisceau est bien dépointé de 30° conformément à la simulation complète. On peut tout de même noter des différences importantes sur les niveaux de champ qui peuvent être expliqués par le couplage et la rotation des sources qui n'ont pas été pris en compte dans le cas du diagramme recomposé. On notera que le réseau étant très petit, l'approche « facteur de réseau » est très approximative. Il faudrait réaliser l'étude en prenant en compte les vrais diagrammes environnés. Cela présente cependant peu d'intérêt ici puisque la simulation électromagnétique complète est simple dans ce cas.

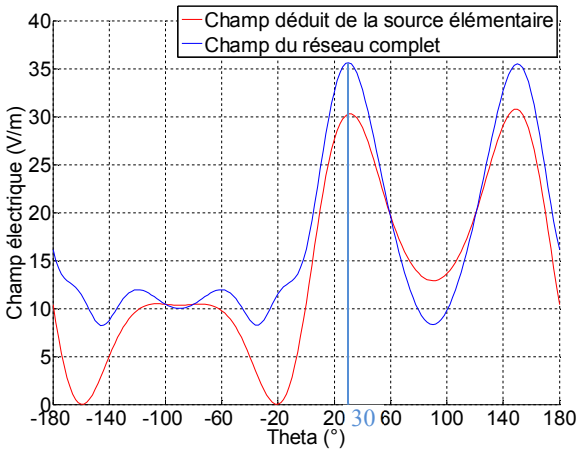


Figure 3.50. Champ électrique déduit de la source élémentaire.

Une autre possibilité que dépointer le faisceau consiste à créer un nul de rayonnement dans une certaine direction. Ceci peut s'avérer utile pour s'affranchir de la présence d'un brouilleur par exemple. La Figure 3.51 illustre le diagramme de rayonnement à 2GHz du réseau de spirales avec un nul de rayonnement créé pour θ = 0° obtenu grâce à une différence de phase de 90°.

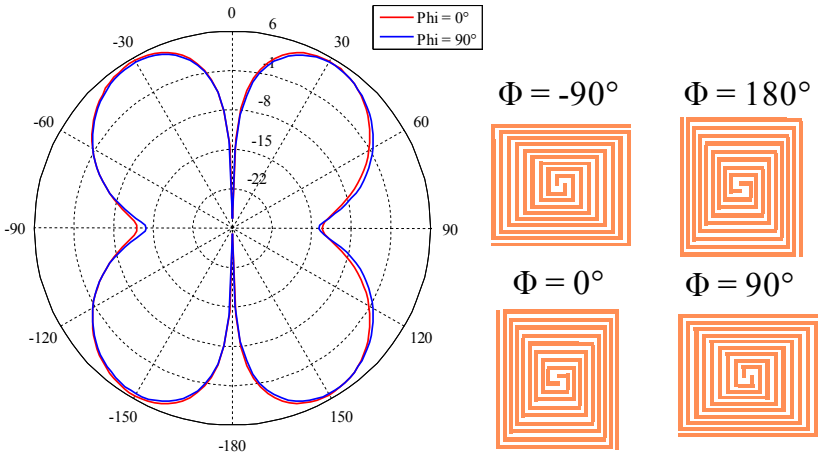


Figure 3.51. Reconfiguration diagramme de rayonnement (2GHz).

3.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté quelques améliorations et une application possibles pour la structure antennaire présentée dans le chapitre précédent. Tout d'abord, sa reconfiguration en plan de masse permet d'ajouter de nouveaux éléments rayonnants au-dessus de cette structure ce qui permet d'augmenter la bande passante globale du système. Nous avons pu voir que l'ajout d'antennes spirales d'Archimède en face avant permet bien d'augmenter la bande passante sans dégrader les performances du panneau rayonnant reconfigurable initial. Cependant, la gestion de l'alimentation de ces antennes est complexe et empêche une réalisation simple de la structure.

Ensuite, deux techniques permettant de réduire les lobes de réseau de la seconde configuration de l'antenne ont été présentées. La première consiste à reconfigurer une nouvelle fois l'antenne spirale carrée en un réseau de plus petites antennes afin de pouvoir minimiser la distance inter-éléments. Cette solution est efficace mais nécessite d'intégrer quatre alimentations supplémentaires dans la structure réelle finale. La seconde solution consiste à commuter rapidement entre les deux premières configurations afin de simuler un réseau de 5 antennes. Cette solution a l'avantage de ne pas augmenter la complexité de la structure mais nécessite un court temps de commutation et des conditions de mesures identiques pour chaque configuration. Cette condition est a priori réaliste pour des applications radar par exemple où le signal reçu est intégré sur un certain intervalle de temps qui est nettement supérieur au temps de commutation.

Enfin, la possibilité de reconfigurer le diagramme de rayonnement afin de pouvoir augmenter l'énergie émise ou reçue dans une direction privilégiée a été présentée. Cette reconfiguration peut également servir à réaliser des nuls de rayonnement dans certaines directions afin de s'affranchir de la présence de brouilleurs par exemple.

Chapitre 4

Amélioration des performances des antennes spirales en présence d'un plan de masse

4 AMELIORATION DES PERFORMANCES DES ANTENNES SPIRALES EN PRESENCE D'UN PLAN DE MASSE 93

4.1 INTRODUCTION 94

4.2 PRESENTATION DU PROBLEME 94

4.3 PRESENTATION DE LA SOLUTION 95

4.4 EXPLICATION DU FONCTIONNEMENT 98

4.5 AMELIORATION DES PERFORMANCES 100

4.5.1 Placement de la croix au-dessus de l'antenne 100

4.5.2 Intégration d'anneaux métalliques 102

4.5.2.1 Utilisation d'un seul anneau 102

4.5.2.2 Ajout d'un second anneau 103

4.6 ETUDES DE L'INFLUENCE DES PARAMETRES DE LA STRUCTURE 105

4.7 REALISATION 108

4.7.1 Caractéristiques 108

4.7.2 Résultats de simulations 110

4.7.2.1 Spirale alimentée par un balun progressif 110

4.7.2.2 Spirale alimentée par un coupleur hybride 180° 111

4.7.3 Résultats de mesures 112

4.8 CONCLUSION 114

4.1 Introduction

Suite aux travaux développés sur l'antenne spirale carrée reconfigurable, une nouvelle étude visant à améliorer le fonctionnement des antennes spirales en général a été menée. Cette étude part du fait que la présence d'un plan de masse en dessous d'une antenne spirale perturbe son fonctionnement. En effet, il dégrade l'adaptation de l'antenne, la qualité de la polarisation circulaire et crée des nuls de rayonnement dans l'axe à certaines fréquences. Nous proposons donc dans ce chapitre une solution permettant de supprimer un nul de rayonnement à une fréquence sans dégrader les performances de l'antenne aux autres fréquences de la bande passante. La première partie de ce chapitre détaille ce problème. Ensuite, le cheminement ainsi que différentes études paramétriques permettant d'arriver à la solution optimale sont présentés. Une fois le concept validé, la structure a été réoptimisée avec les différents éléments nécessaires à sa réalisation. Enfin, les résultats de mesures sont présentés et comparés avec les simulations afin de valider la solution proposée.

4.2 Présentation du problème

Si on souhaite que l'onde réfléchie par le plan de masse s'ajoute de façon constructive avec l'onde directe, il faut placer celui-ci à une distance $\lambda/4$ de l'antenne. En effet, l'aller-retour de l'onde sur d'une distance de $\lambda/4$ produit un déphasage de $-\pi$ et la réflexion sur le plan de masse ajoute une phase de $+\pi$, ce qui implique un déphase global nul (cf. Figure 4.1). Cependant, pour une antenne fonctionnant sur une ultra large bande de fréquences, la distance entre l'antenne et le plan de masse devient égale à $\lambda/2$ à une ou plusieurs fréquences de la bande passante. Or, une telle distance implique que l'onde directe et l'onde réfléchie vont s'ajouter en opposition de phase et donc créer un nul de rayonnement dans l'axe.

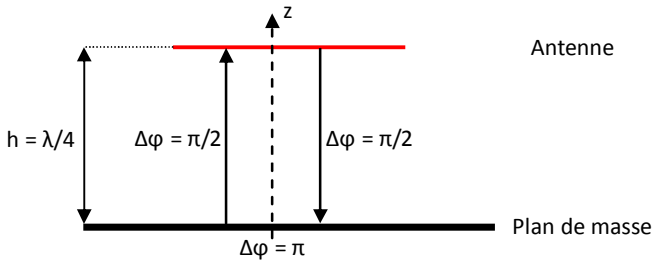


Figure 4.1. Schéma de principe du déphasage apporté par un plan de masse.

Afin d'illustrer ce problème, la Figure 4.2 présente une spirale d'Archimède sur air au-dessus d'un plan de masse et alimentée par une alimentation idéale de type « lumped port ». Cette spirale possède un rayon externe de 47,5mm et un rayon interne de 2,4mm. Elle fonctionne donc sur la bande 1−10GHz. Le plan de masse est placé à une distance $h = \lambda/10$ à 1GHz ce qui correspond à la plus faible distance permettant de ne pas dégrader l'adaptation d'impédance en basses fréquences. En plus de réduire l'encombrement, placer le plan de masse le plus près possible de l'antenne permet de rejeter la fréquence à laquelle h devient égale à $\lambda/2$ plus haut en fréquence (ici à 5GHz) et donc de minimiser le nombre de nul(s) de rayonnement dans la bande passante de l'antenne.

La Figure 4.3 présente le gain dans la direction θ = 0°. On constate bien un nul de rayonnement à 5GHz (G = -17dB). Le gain moyen est d'environ 8dB et on peut constater la présence d'un second nul de rayonnement à 10GHz.

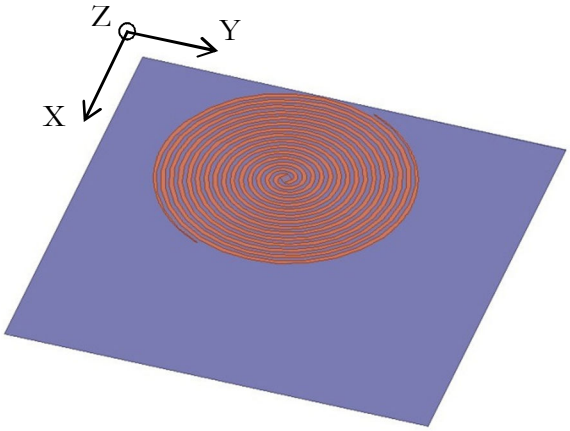


Figure 4.2. Spirale avec plan de masse.

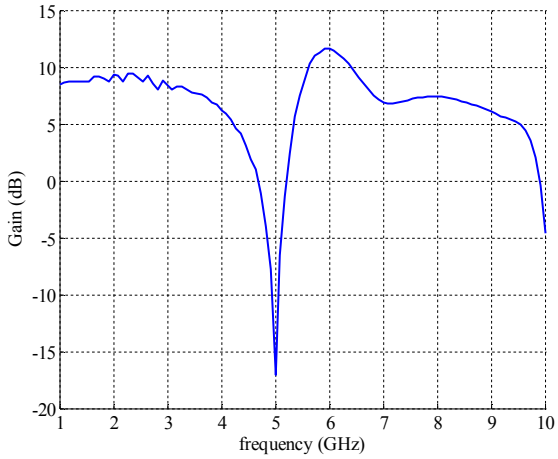


Figure 4.3. Gain en fonction de la fréquence.

4.3 Présentation de la solution

Pour résoudre ce problème, la solution la plus couramment utilisée consiste à insérer des matériaux absorbants entre l'antenne et le plan de masse afin d'absorber l'onde réfléchie [33][34]. Le plan de masse ne perturbe donc plus le fonctionnement de l'antenne mais la moitié de l'énergie est perdue.

Une autre solution consiste à utiliser des surfaces hautes impédances qui permettent de réfléchir l'onde avec une phase nulle [37][38]. De plus, ces surfaces sont placées proches de l'antenne ce qui permet de réduire l'encombrement global de la structure. Cependant, ces surfaces sont complexes et ont généralement une bande passante inférieure à celle de l'antenne ce qui limite la bande passante globale du système.

L'idée présentée ici consiste à agir seulement aux fréquences problématiques, à savoir les fréquences correspondant aux nuls de rayonnement. Ceci permet donc d'apporter une solution simple à réaliser et qui ne dégrade pas la bande passante de l'antenne. Cependant cette solution ne permet pas de gagner en compacité par rapport à la structure initiale. Ainsi, nous proposons d'utiliser des surfaces sélectives en fréquence (FSS) qui vont réfléchir l'onde aux fréquences des nuls de rayonnement et laisser passer toutes les autres fréquences.

Dans un premier temps, ces FSS sont placées entre l'antenne et le plan de masse. La polarisation de l'antenne spirale étant circulaire, les FSS associent deux dipôles orthogonalement et formant ainsi une croix. La Figure 4.4 illustre une croix résonnant à 5GHz placée au-dessus d'un plan de masse dans un guide TEM et excitée par une onde plane incidente. Les conditions de conducteurs électriques et magnétiques parfaits du guide permettent de simuler un réseau périodique infini de croix métalliques. Ces croix possèdent une longueur de 30mm, et une largeur de 0,1mm. La Figure 4.5 illustre la phase de l'onde réfléchie dans le plan du réseau de croix. On constate que celui-ci réfléchit bien l'onde incidente avec une phase de 180° à 4,93GHz.

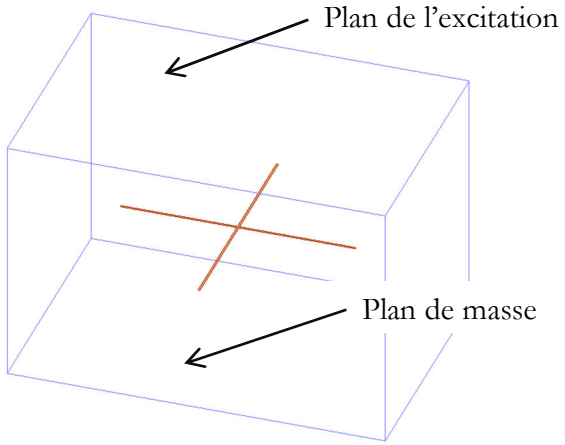


Figure 4.4. Croix dans un guide TEM fermé.

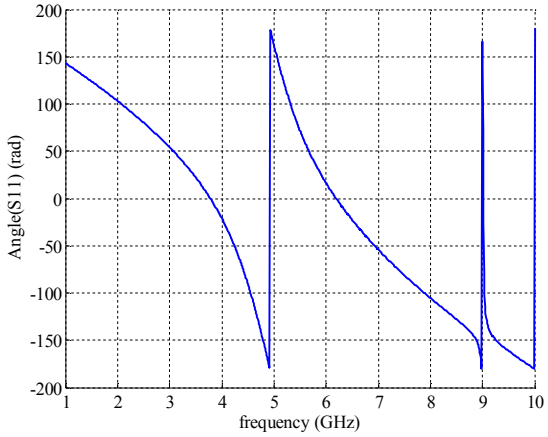


Figure 4.5. Phase de l'onde réfléchie (dans le plan de la croix).

Si on regarde la phase de l'onde réfléchie par l'ensemble « FSS + plan de masse » dans le plan de l'excitation, on obtient le résultat présenté sur la Figure 4.6. Il apparaît sur cette figure que l'onde réfléchie arrive bien en phase à 4,93GHz avec l'onde directe. Cependant, elle arrive en opposition de phase avec l'onde directe à 4,1 et 5,85GHz. Le problème autour de 5GHz a donc été résolu mais il a été reporté à deux autres fréquences.

Ce phénomène peut être vérifié en plaçant un réseau de croix en dessous de l'antenne spirale (Figure 4.7). La Figure 4.8 présente le gain en fonction de la fréquence de cette structure pour $\theta = 0°$. Le réseau de croix est placé à une distance $\lambda/4$ de l'antenne à 5GHz afin que l'onde réfléchie sur les FSS s'ajoute de façon constructive avec l'onde directe à cette fréquence. On vérifie donc bien l'absence de nul de rayonnement à 5GHz et l'apparition de nouveaux nuls à 4,1 et 6,1GHz.

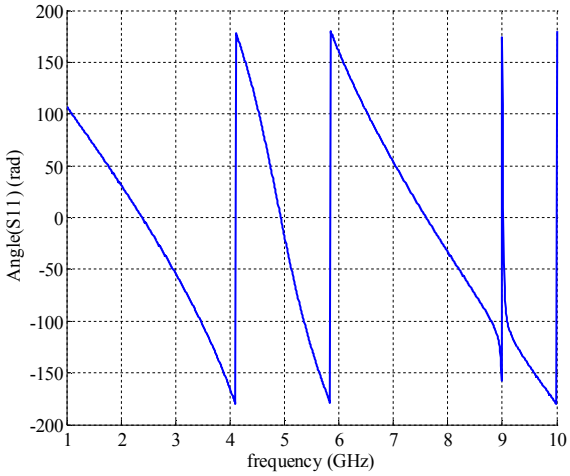


Figure 4.6. Phase de l'onde réfléchie (dans le plan de l'excitation).

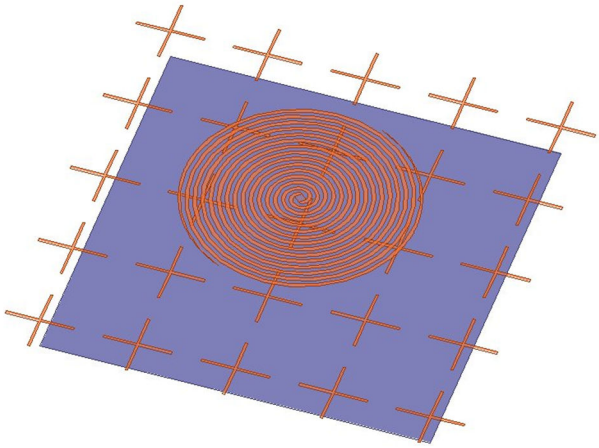


Figure 4.7. Spirale avec FSS et plan de masse.

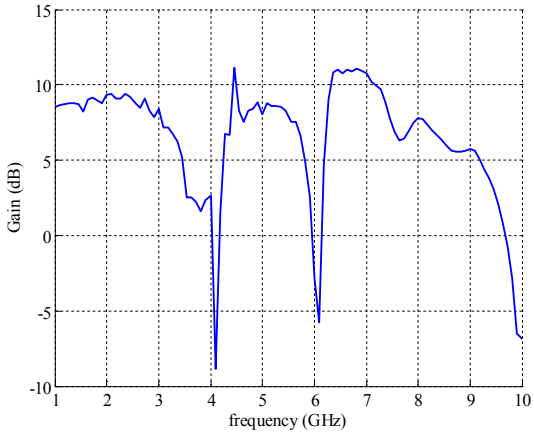


Figure 4.8. Gain en fonction de la fréquence.

Lorsqu'on regarde la cartographie des courants sur les croix à 5GHz (Figure 4.9), on constate qu'ils sont majoritairement présents sur la croix centrale. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'à cette fréquence, les courants sur la surface de l'antenne restent localisés dans un cercle de diamètre λ_{5GHz}/π = 19,1mm. Les autres croix ne sont donc pas réellement utiles à 5GHz et peuvent même perturber le fonctionnement du système aux autres fréquences de la bande passante.

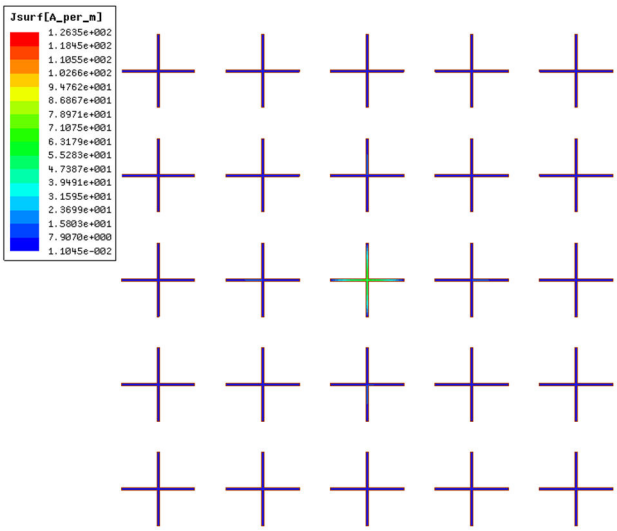


Figure 4.9. Densité de courants surfaciques sur les FSS.

Le système a donc été simulé avec une seule croix (Figure 4.10) en-dessous de l'antenne spirale. La Figure 4.11 présente le gain en fonction de la fréquence pour θ = 0° dans ce cas. Comme prévu, on constate que le gain à 5GHz a peu changé (7,2dB au lieu de 8dB). De plus, le gain à 4,1GHz est plus élevé que celui de la structure précédente (1,1dB au lieu de -9dB). De même, le gain à 6,1GHz est à présent égal à 10,4dB au lieu de -5,8dB. En revanche, le gain à 5,5GHz a diminué de 8,2dB à 4,7dB.

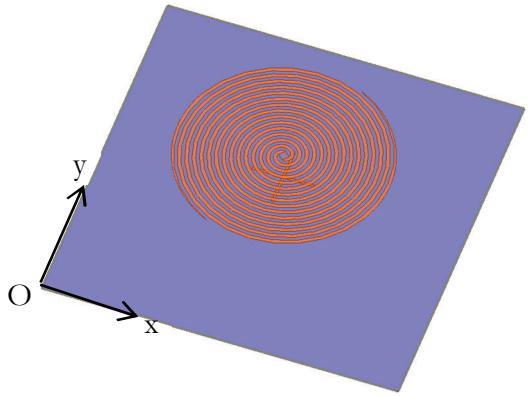


Figure 4.10. Spirale avec une croix et un plan de masse.

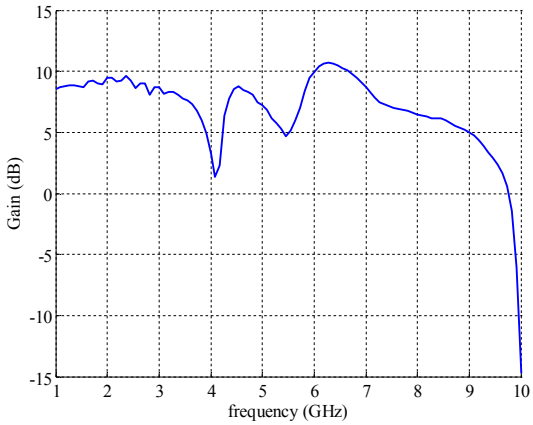


Figure 4.11. Gain en fonction de la fréquence.

4.4 Explication du fonctionnement

Expliquer le fonctionnement de ce système est assez complexe. En effet, on a un élément rayonnant qui en excite un autre différent par couplage et en champ proche. Il est donc assez difficile de prédire le comportement de ce système et donc de l'améliorer. Le fonctionnement se rapproche en fait de celui des antennes de type Yagi (avec un excitateur et un réflecteur) mais ici l'antenne et l'élément parasite possèdent des diagrammes de rayonnement différents.

Afin de valider cela, nous avons essayé de reconstituer le diagramme de rayonnement de cette structure en combinant les diagrammes des éléments isolés, c'est-à-dire sans aucun autre élément présent. Pour cela, trois simulations électromagnétiques ont été réalisées : une pour l'antenne spirale isolée, une autre pour le dipôle selon l'axe X isolé et enfin une pour le dipôle selon l'axe Y isolé (cf. Figure 4.12). La croix a été décomposée en deux dipôles distincts car les deux brins de la croix ne peuvent pas être excités simultanément par un port localisé sous HFSS.

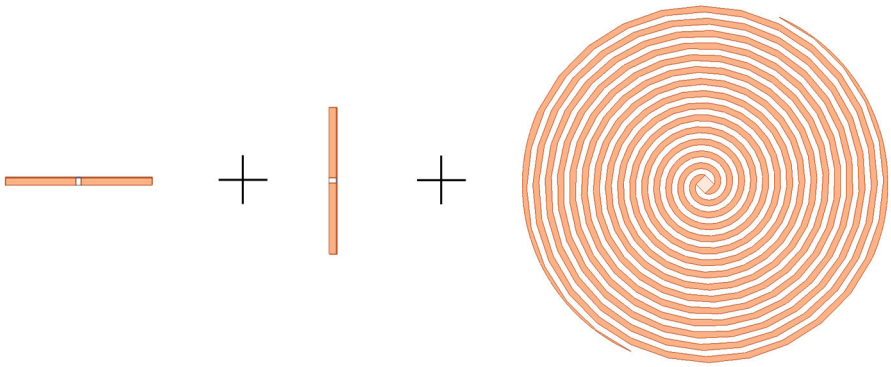


Figure 4.12. Représentation des éléments rayonnants isolés.

Ensuite, le champ rayonné par la spirale au-dessus de la croix est reconstitué de la façon suivante :

$$E_{tot} = \frac{I_X}{I_X'} E_X + \frac{I_Y}{I_Y'} E_Y + \frac{I_S}{I_S'} E_S$$

Avec : E_{tot} : le champ électrique total (spirale + croix) ;

I_x : le courant au centre du brin de la croix selon X excitée par la spirale ;

I_x' : le courant au niveau du port du dipôle selon X isolé ;

E_X : le champ électrique rayonné par le dipôle selon X isolé ;
I_Y : le courant au centre du brin de la croix selon Y excitée par la spirale ;
I_Y' : le courant au niveau du port du dipôle selon Y isolé ;
E_Y : le champ électrique rayonné par le dipôle selon Y isolé ;
I_S : le courant au centre du port de la spirale en présence de la croix ;
I_S' : le courant au niveau du port de la spirale isolée ;
E_S : le champ électrique rayonné par la spirale isolée.

La Figure 4.13 et la Figure 4.14 comparent le rayonnement à 5GHZ de la simulation électromagnétique complète (antenne spirale + croix) avec le rayonnement recombiné E_{tot} avec et sans plan de masse. On constate que le rayonnement reconstitué à partir des diagrammes isolés est proche du diagramme de la simulation complète (différence d'environ 1dB pour $\theta = 0°$). Ceci prouve que le système peut être apparenté à deux éléments rayonnants dont un est excité par couplage. Le rayonnement de la croix à 5GHz permet alors d'annuler le rayonnement arrière de l'antenne spirale.

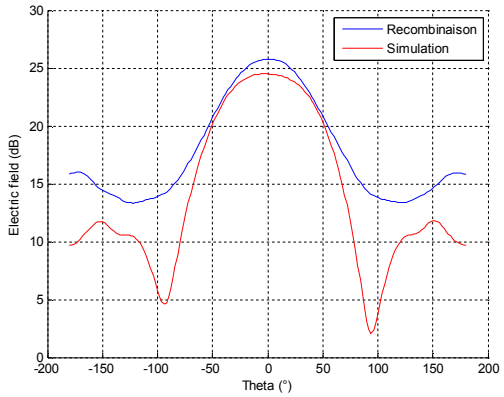


Figure 4.13. Rayonnements à 5GHz sans plan de masse.

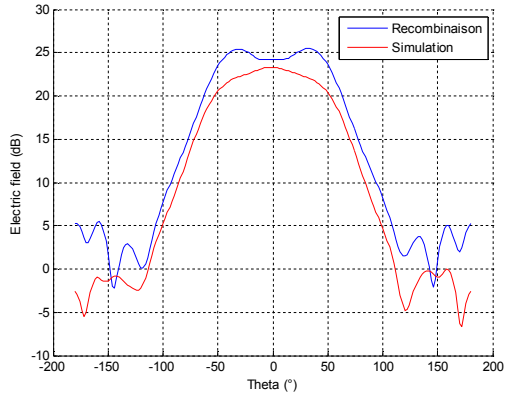


Figure 4.14. Rayonnements à 5GHz avec plan de masse.

Afin d'améliorer ce modèle nous avons reconstruit le rayonnement de l'antenne spirale avec la croix à partir, non plus des diagrammes isolés de chaque élément, mais des diagrammes environnés. Pour cela, le rayonnement recombiné est synthétisé de la même façon que précédemment (même pondération) sauf que chaque rayonnement unitaire ne correspond plus à celui de l'élément isolé mais à l'élément actif en présence des autres en circuit ouvert. Le rayonnement de la croix est à nouveau assimilé au rayonnement de deux dipôles orthogonaux. Le diagramme recombiné consiste donc en la superposition :

- du diagramme de rayonnement de la spirale en présence de la croix en circuit ouvert ;
- du diagramme de rayonnement du dipôle selon X en présence du brin selon Y et de la spirale, tous les deux en circuit ouvert ;
- du diagramme de rayonnement du dipôle selon Y en présence du brin selon X et de la spirale, tous les deux en circuit ouvert.

La Figure 4.15 compare le rayonnement de la simulation électromagnétique complète (antenne spirale + croix + plan de masse) en rouge avec les rayonnements recombinés à partir des diagrammes environnés et isolés. On constate que la synthèse du rayonnement par les

diagrammes environnés est plus proche de la simulation complète. En effet, cette reconstruction prend en compte l'interaction entre les deux éléments rayonnants ce qui n'est pas le cas de la recombinaison à partir des diagrammes isolés.

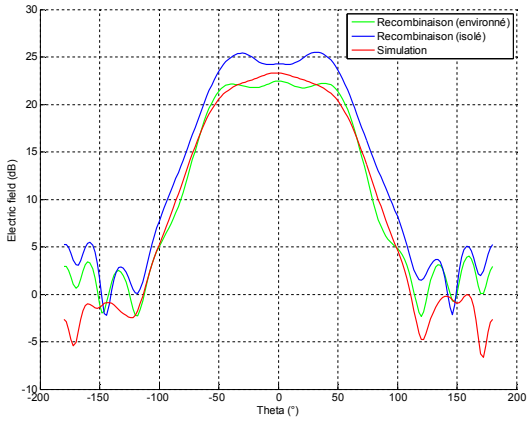


Figure 4.15. Comparaison rayonnements recombinés (environnés et isolés) avec la simulation complète.

4.5 Amélioration des performances

4.5.1 Placement de la croix au-dessus de l'antenne

On a vu sur la Figure 4.11 que la croix placée entre le plan de masse et l'antenne permettait bien de supprimer le nul de rayonnement à 5GHz. En revanche, deux minima de gain à 4,1GHz de 1,1dB et un autre de 4,7dB à 5,5GHz apparaissent. Afin de réduire l'influence de la croix aux autres fréquences que 5GHz, nous proposons de la placer au-dessus de l'antenne. Ainsi, la croix apporte la même contribution à l'onde directe et à l'onde réfléchie. En effet, dans le cas où la croix est placée entre l'antenne et le plan de masse, elle est vue par l'onde LHCP (polarisation circulaire gauche) rayonnée par la spirale mais pas par l'onde RHCP (polarisation circulaire droite). En effet, l'onde RHCP est propagée dans la direction $\theta = 0°$ alors que l'onde LHCP est propagée vers $\theta = 180°$ (cf. Figure 4.16).

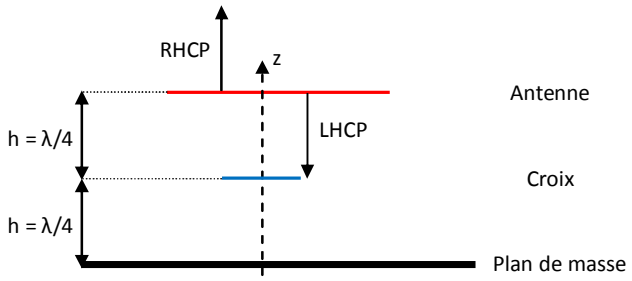


Figure 4.16. Schéma de principe de la structure avec la croix placée en-dessous l'antenne.

La Figure 4.17 illustre la nouvelle structure avec la croix placée au-dessus de l'antenne. La croix est placée à une distance $+3\lambda_{5GHz}/4$ (45mm) du plan de masse, et donc à 15mm de l'antenne, de manière à toujours avoir un rayonnement constructif à 5GHz.

La Figure 4.18 présente le gain en fonction de la fréquence de cette structure. On constate que le gain minimum pour $\theta = 0°$ est maintenant de 5dB avec la croix placée à une distance $\lambda_{5GHz}/4$ au-dessus de l'antenne au lieu de -17dB sans la croix. De plus, cette solution ne dégrade plus le gain à 4,1 et 5,5GHz contrairement aux solutions précédentes.

La Figure 4.19 montre le coefficient de réflexion de l'antenne spirale avec et sans la croix parasite. On peut voir que la croix ne dégrade pas l'adaptation de l'antenne.

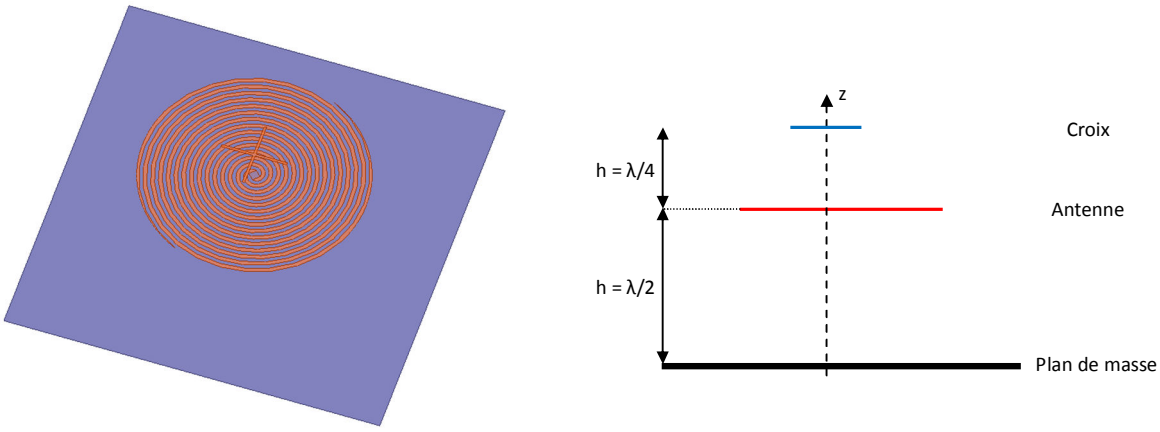


Figure 4.17. Spirale avec une croix à +λ/4 à 5GHz.

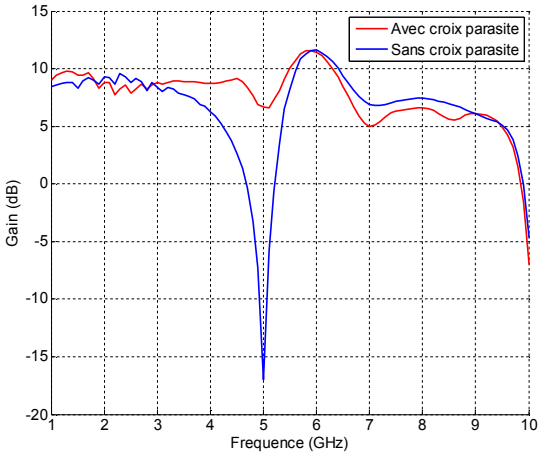


Figure 4.18. Gain en fonction de la fréquence.

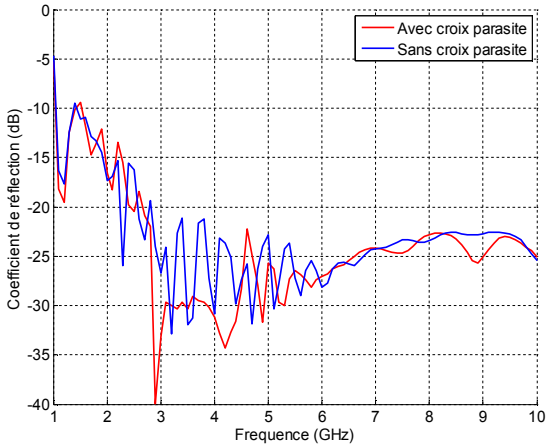


Figure 4.19. Coefficient de réflexion de la structure.

La Figure 4.20 compare le taux d'ellipticité en fonction de la fréquence pour θ = 0° de l'antenne spirale au-dessus d'un plan de masse avec et sans la croix. On voit donc que la croix permet également d'améliorer le taux d'ellipticité de l'antenne à 5GHz.

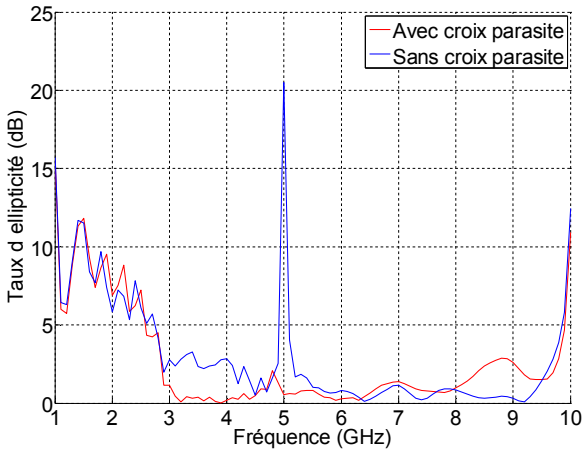


Figure 4.20. Taux d'ellipticité pour θ = 0° avec et sans croix parasite.

La Figure 4.21 présente le diagramme de rayonnement de l'antenne spirale en présence de la croix dans les plan ϕ = 0° et 90°. Le rayonnement de cette structure présente des ondulations et n'est donc pas constant entre les différents plans ϕ.

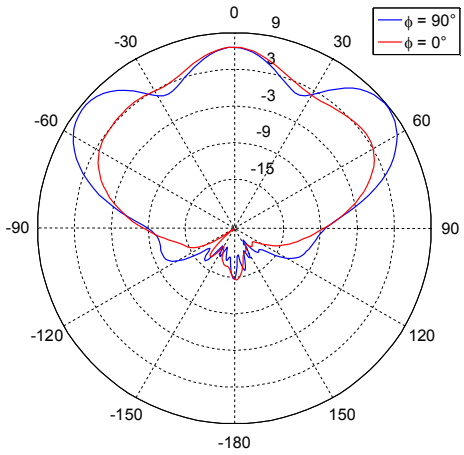


Figure 4.21. Rayonnement de l'antenne spirale en présence d'une croix métallique à 5GHz.

Afin de comprendre l'origine de ces ondulations sur le diagramme de rayonnement, nous avons étudié la cartographie des courants circulant sur la croix à 5GHz (cf. Figure 4.22). On peut constater que les courants ne sont pas symétriques, ils ne sont pas centrés sur la croix. Ceci explique que le rayonnement soit dissymétrique. Les deux brins de la croix sont pourtant bien équidistants par rapport à la ligne d'intégration du port d'alimentation de l'antenne spirale. Cette répartition des courants doit donc être due au fait que la croix est excitée par la spirale en champ proche. Le problème de la croix réside dans le fait qu'elle est constituée de deux éléments résonnants qui ne sont pas excités symétriquement. La section suivante propose donc de remplacer la croix par un anneau métallique afin de résoudre ce problème.

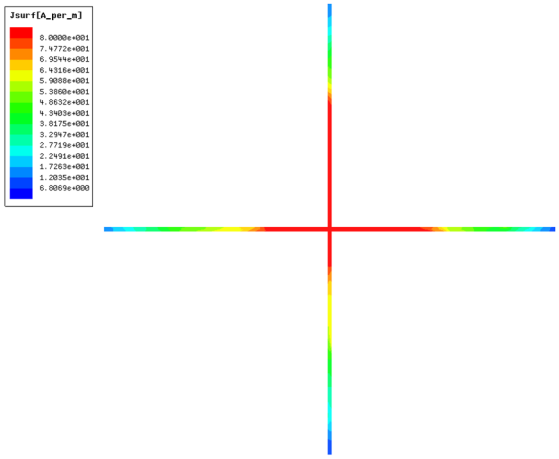


Figure 4.22. Cartographie des courants circulant sur la croix à 5GHz.

4.5.2 Intégration d'anneaux métalliques

4.5.2.1 Utilisation d'un seul anneau

Pour améliorer le rayonnement à 5GHz, la croix est donc remplacée par un anneau métallique. Celui-ci possède un diamètre de 19,1mm afin de résonner à 5GHz et une largeur de

0,1mm. Comme la croix dans la structure précédente, l'anneau est placé à une distance $+3\lambda_{5GHz}/4$ (45mm) du plan de masse, soit à 15mm au-dessus de l'antenne spirale.

La Figure 4.23 illustre le nouveau diagramme de rayonnement de l'antenne à 5GHz dans les plans $\varphi = 0°$ et 90°. On peut voir qu'il a été amélioré par rapport à la structure avec la croix. En effet, le diagramme n'est toujours pas tout à fait identique dans les différents plans ϕ mais les ondulations ont disparu. La Figure 4.24 présente la cartographie des courants circulant sur l'anneau à 5GHz. Contrairement à la croix, les courants sont bien répartis sur l'élément parasite ce qui explique l'amélioration du diagramme de rayonnement de la structure.

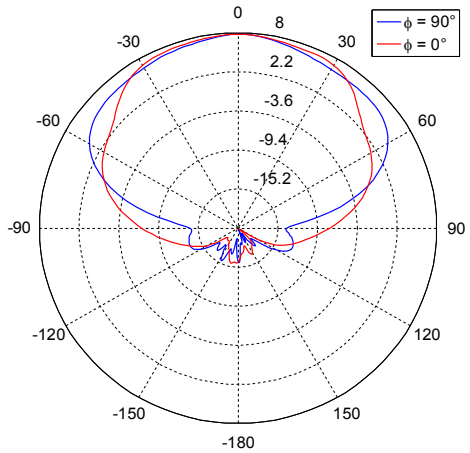


Figure 4.23. Rayonnements de l'antenne spirale en présence d'un anneau métallique à 5GHz.

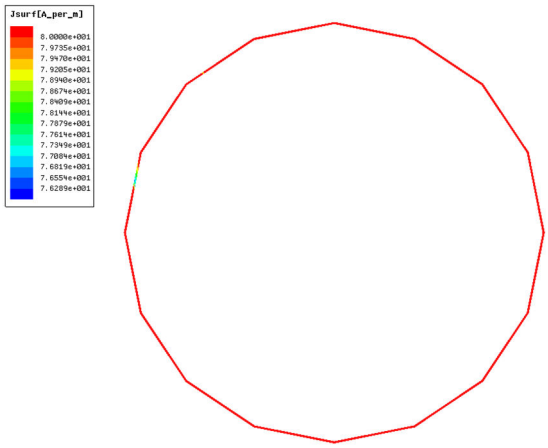


Figure 4.24. Cartographie des courants circulant sur l'anneau métallique.

La Figure 4.25 présente le gain en fonction de la fréquence pour cette nouvelle structure. Grâce à l'amélioration du rayonnement à 5GHz, le gain est meilleur à cette fréquence que dans la structure avec la croix. On peut noter que l'anneau permet d'augmenter le gain de la structure entre 3GHz et 5,8GHz mais qu'il le diminue entre 5,8GHz et 8,5GHz par rapport au cas sans élément parasite.

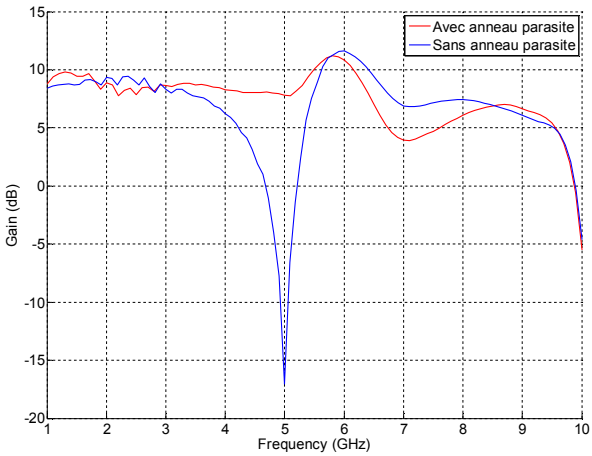


Figure 4.25. Gains pour θ = 0° (spirale & anneaux).

4.5.2.2 Ajout d'un second anneau

Pour améliorer le gain à cette fréquence, un nouvel anneau résonnant à 7GHz est ajouté à l'intérieur du premier. Ce nouvel anneau parasite possède également une largeur de 0,1mm et un

diamètre de 13,6mm. La Figure 4.26 illustre la nouvelle structure comprenant ainsi une antenne spirale d'Archimède et deux anneaux concentriques placés à 15mm au-dessus de l'antenne.

La Figure 4.27 présente le gain en fonction de la fréquence de cette structure. Grâce à l'anneau résonnant à 7GHz, le gain a été augmenté à cette fréquence mais le minimum de gain a été déplacé à 8GHz. La présence d'un anneau résonnant parasite permet donc d'augmenter le gain sur une bande de fréquences mais le diminue également sur une autre bande plus haute en fréquence.

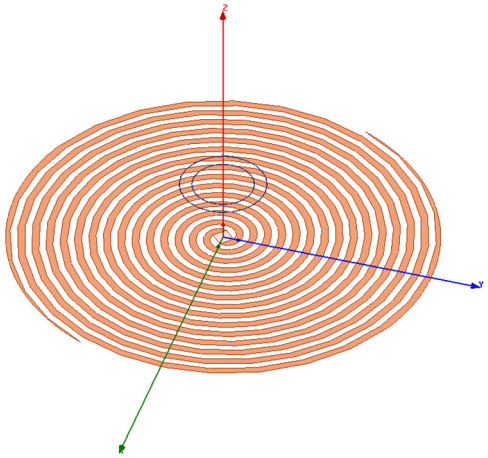


Figure 4.26. Antenne spirale avec plan de masse (non représenté) et deux anneaux parasites.

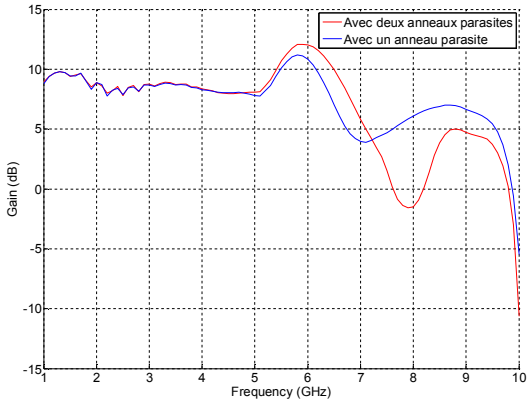


Figure 4.27. Gains pour θ = 0° (spirale & anneaux).

Une dernière optimisation de la structure est donc proposée afin de rejeter le minimum de gain en dehors de la bande passante. Pour cela, l'anneau résonnant à 7GHz est remplacé par un anneau résonnant à 9GHz. Cette structure comporte donc une antenne spirale d'Archimède et deux anneaux parasites. Le premier possède un diamètre de 19,1mm et le second un diamètre de 10,6mm. La largeur de chaque anneau est de 0,1mm.

Les Figures 4.28 à 4.31 montrent les performances de cette structure. Cette antenne présente un gain minimum de 6,5dB entre 1 et 9GHz, un niveau d'adaptation inférieur à -10dB de 1 à 10GHz et un taux d'ellipticité inférieur à 2dB de 2,9 à 9,9GHz. La présence des anneaux permet donc de garder de bonnes performances sur toute la bande passante, y compris à 5GHz contrairement au cas initial sans ces anneaux. Cependant, l'encombrement de la structure est augmenté car les anneaux sont placés à 15mm au-dessus de l'antenne.

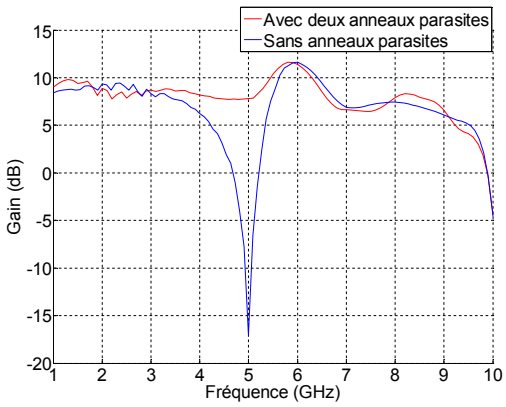


Figure 4.28. Gains pour θ = 0° (spirale & anneaux).

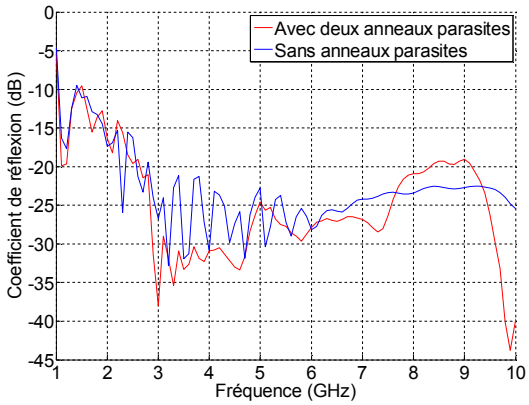


Figure 4.29. Coefficients de réflexion (spirale & anneaux).

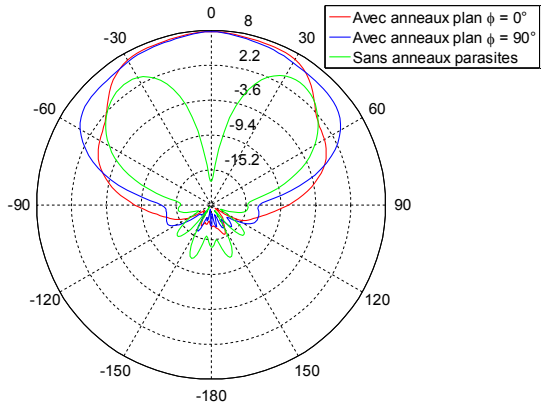


Figure 4.30. Rayonnements à 5GHz.

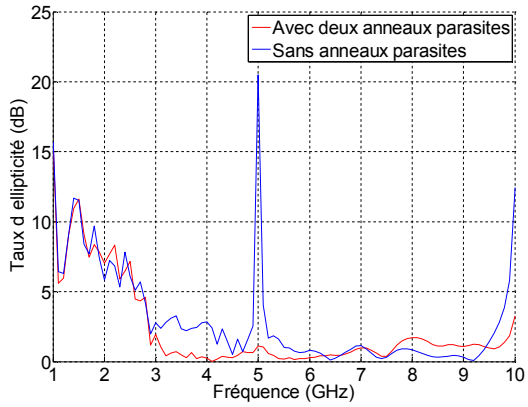


Figure 4.31. Taux d'ellipticité pour θ = 0° (spirale & anneaux).

4.6 Etudes de l'influence des paramètres de la structure

Comme nous l'avons vu précédemment, le principal inconvénient de cette solution est l'augmentation de l'encombrement de la structure. Cette partie présente les résultats obtenus pour différentes positions des anneaux afin de voir si la distance 'd' entre la spirale et les anneaux (cf. Figure 4.32) peut être réduite. De plus, l'influence du diamètre et des largeurs 'l_1' et 'l_2' des anneaux est étudiée afin de tenter d'améliorer le fonctionnement pour certaines positions des anneaux.

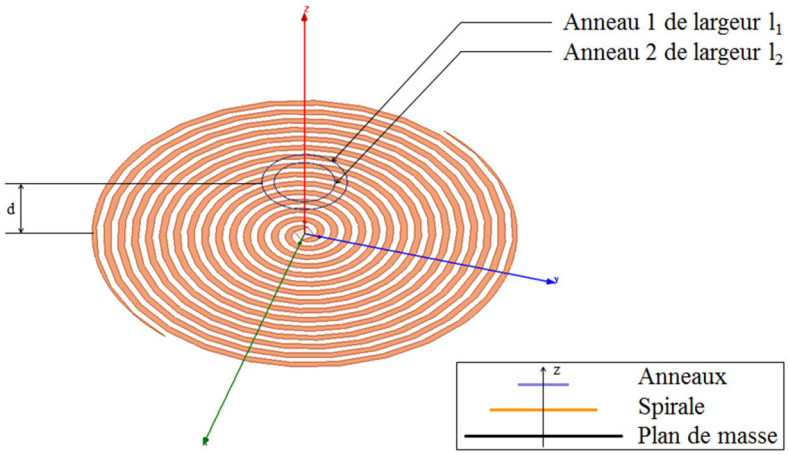


Figure 4.32. Antenne spirale avec plan de masse (non représenté) et anneaux métalliques.

➢ <u>Anneaux résonnants à 5GHz et à 9GHz (d = 7,5mm, l = 0,1mm)</u>

La Figure 4.33 illustre le gain de l'antenne spirale pour θ = 0° en fonction de la fréquence lorsque les anneaux métalliques sont placés à 7,5mm (λ/8 à 5GHz) de l'antenne et le compare au gain de la structure précédente où d = 15mm ainsi qu'au cas sans élément parasite. On peut constater que le gain reste stable en fonction de la fréquence avec une légère diminution à 4,6GHz et une augmentation à 5GHz. Le nul de rayonnement à 10GHz a également été supprimé car, d'une part, l'anneau de 10,6mm de diamètre présente toujours un rayonnement satisfaisant à 10GHz et, d'autre part, il est maintenant placé à une distance de $5\lambda_{10GHz}/4$ du plan de masse ce qui permet à présent un rayonnement constructif. L'inconvénient de cette position est la dégradation du rayonnement dans le plan ϕ = 90° à 5GHz. En effet, le gain dans le plan ϕ = 90° pour θ = ±42° chute à -2,7dB (cf. Figure 4.34).

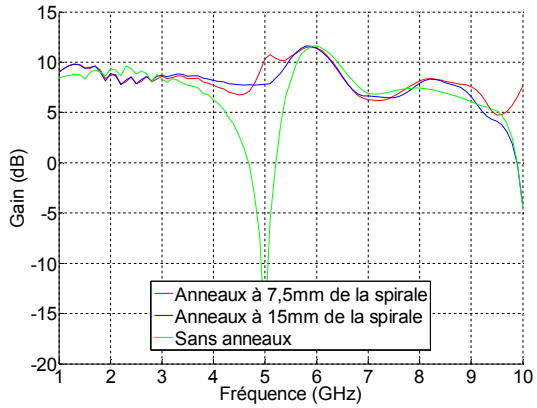


Figure 4.33. Gains pour θ = 0°.

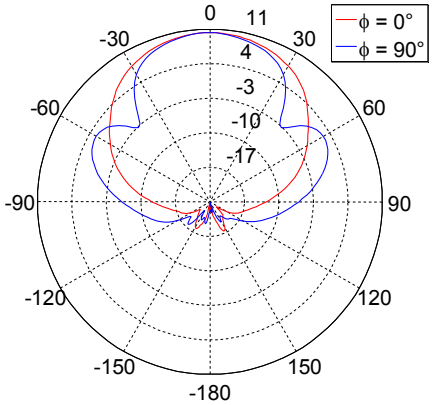


Figure 4.34. Rayonnement à 5GHz.

➢ <u>Anneaux résonnants à 5GHz et à 9GHz (d = 3,75mm, l = 0,1mm)</u>

La Figure 4.35 illustre le gain de l'antenne spirale en fonction de la fréquence lorsque les anneaux métalliques sont placés à 3,75mm (λ/16 à 5GHz) de l'antenne et le compare au gain de la structure avec d = 15mm ainsi qu'au cas sans élément parasite. On peut constater que le gain à 4,6GHz diminue à 5dB. En revanche, le rayonnement à 5GHz est plus stable dans les plans ϕ = 0° et ϕ = 90° (cf. Figure 4.36).

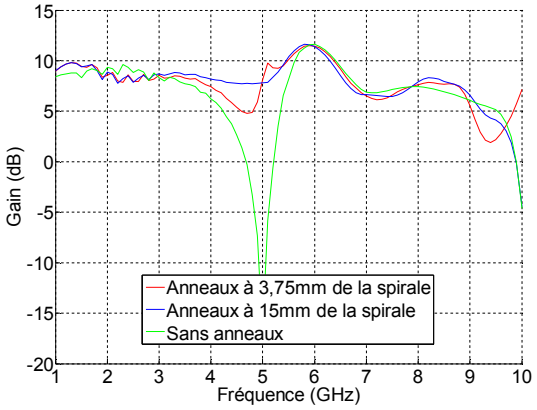


Figure 4.35. Gains pour θ = 0°.

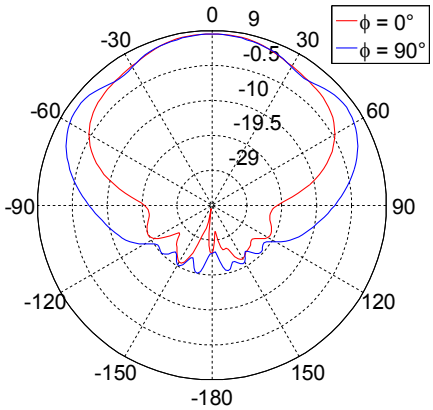


Figure 4.36. Rayonnements à 5GHz.

Cette solution permet donc de réduire nettement l'encombrement de la structure tout en conservant un gain correct en fonction de la fréquence avec cependant un minimum de 5dB à 4,6GHz et un autre de 1,8dB à 9,4GHz. Il y a donc un compromis à trouver entre l'encombrement de la structure et le niveau de gain. La prochaine étude va tenter d'optimiser cette structure pour essayer d'améliorer le gain tout en conservant un faible encombrement.

➢ <u>Anneau extérieur résonnant à 4,5GHz ou à 5,5GHz (d = 3,75mm, l = 0,1mm)</u>

Pour cela, le diamètre de l'anneau résonnant à 5GHz a été modifié afin d'essayer d'augmenter le gain à 4,6GHz dans le cas d = 3,75mm. La Figure 4.37 et la Figure 4.38 présentent respectivement les gains en fonction de la fréquence pour un diamètre augmenté de 19,1mm à 21,2mm (résonnance à 4,5GHz) et diminué de 19,1mm à 17,3mm (résonance à 5,5GHz). On peut constater dans les deux cas qu'une faible variation du diamètre de l'anneau entraîne une chute importante du gain à 5GHz. Cette solution est donc rejetée.

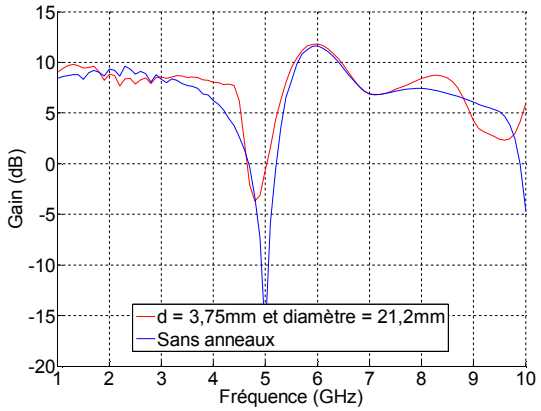


Figure 4.37. Gains pour θ = 0° (diamètre=21,2).

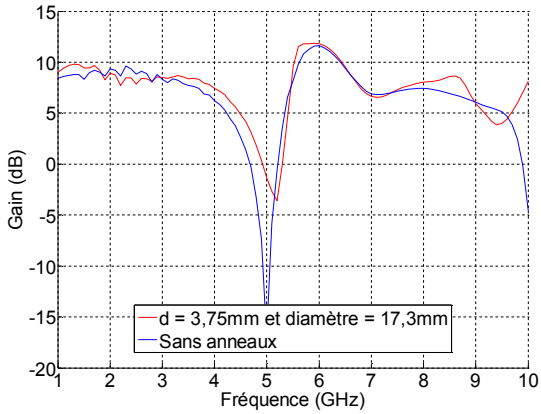


Figure 4.38. Gains pour θ=ϕ=0° (diamètre=17,3).

➢ <u>Anneaux résonnants à 5GHz et à 9GHz (d = 3,75mm, $l_{extérieur}$ = 1mm)</u>

Il paraît donc difficile d'optimiser la structure en modifiant le diamètre de l'anneau. L'influence de la largeur de l'anneau a donc été étudiée. La largeur de l'anneau résonnant à 5GHz a donc été augmentée de 0,1mm à 1mm. La Figure 4.39 présente le gain en fonction de la fréquence de cette structure et la compare avec le cas d = 3,75mm et une épaisseur de 0,1mm et au cas sans élément parasite. Augmenter la largeur de l'anneau résonnant à 5GHz a permis d'augmenter le gain à 4,6GHz. Cependant, on peut constater sur la Figure 4.40 que cela a également dégradé le gain pour θ = ±30° dans les plans ϕ = 0° et 90°.

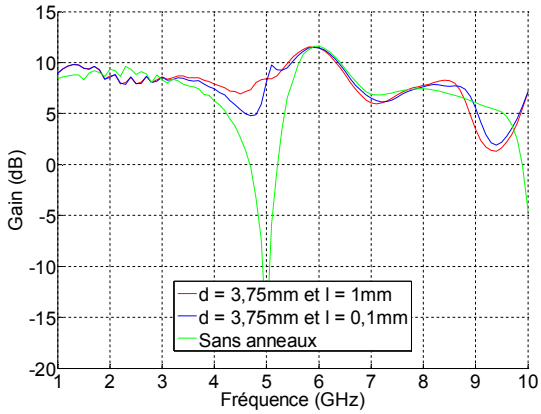


Figure 4.39. Gains pour θ = 0°.

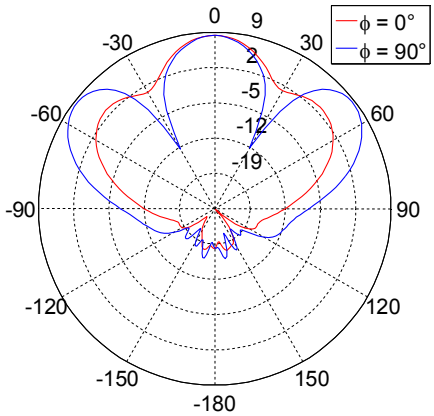


Figure 4.40. Rayonnements à 5GHz.

Différentes solutions peuvent donc être utilisées selon les contraintes imposées. En effet, il y a un compromis à trouver entre l'encombrement de la structure, le niveau de gain sur la bande passante et la qualité du rayonnement. Les meilleurs résultats sont obtenus lorsque deux anneaux métalliques de 0,1mm de largeur résonnant à 5GHz et 9GHz sont placés à 15mm au-dessus de l'antenne. C'est donc cette configuration qui sera réalisée. Dans ce cas, le gain à 5GHz est de 7,8dB et le taux d'ellipticité vaut 1,1dB. Aux autres fréquences de la bande passante, les mêmes performances qu'une antenne spirale avec plan de masse sans élément parasite sont obtenues. Les anneaux métalliques permettent donc de supprimer le nul de rayonnement à 5GHz sans dégrader le fonctionnement de l'antenne aux autres fréquences de la bande passante.

4.7 Réalisation

4.7.1 Caractéristiques

Dans l'objectif de valider le concept présenté précédemment, un démonstrateur a été réalisé. Pour cela, plusieurs éléments sont ajoutés à la structure. Tout d'abord, l'antenne et les anneaux sont à présent imprimés sur un substrat de type Duroïd d'épaisseur 0,508mm et de permittivité 2,2 (cf. Figure 4.45). La position et le diamètre des anneaux ont dû être à nouveau optimisés afin de toujours résonner à 5GHz et d'offrir les meilleures performances possibles. L'anneau résonnant à 5GHz possède donc à présent un diamètre de 16,6mm et le second un diamètre de 8,5mm. Les deux anneaux ont une largeur de 0,1mm et sont placés à 11mm au-dessus de l'antenne.

Pour alimenter cette antenne, un balun progressif à transition exponentielle a été conçu afin de réaliser une adaptation d'impédance 50Ω – 150Ω et d'équilibrer l'alimentation. En effet, l'impédance d'entrée de l'antenne diminue à cause du substrat de l'antenne et de celui des anneaux (cf. Figure 4.41).

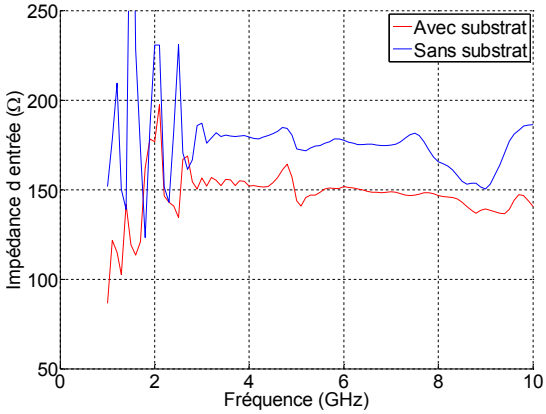


Figure 4.41. Impédance d'entrée de l'antenne spirale.

Le balun est illustré sur la Figure 4.42 et possède les caractéristiques suivantes :

- Largeur de la ligne microruban : w_1 =6,2mm
- Largeur du plan de masse de la ligne microruban : w_3 = 40mm
- Largeur des lignes bifilaires : w_2 = 1,18mm
- Longueur : l = 100mm
- Epaisseur du substrat : 3,14mm
- Permittivité : 4,4 (FR4)

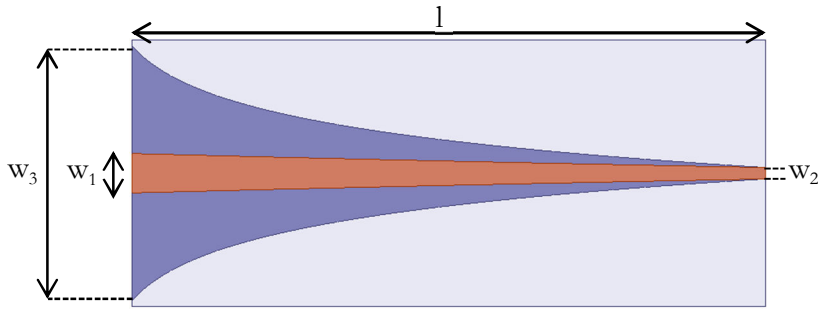


Figure 4.42. Balun progressif microruban à transition exponentielle (50Ω – 150Ω).

Afin d'être bien adapté à 1GHz, ce balun doit posséder une longueur de 100mm. Or, la distance entre l'antenne et le plan de masse n'est que de 30mm. Le plan de masse doit donc être percé afin de laisser passer le balun (cf. Figure 4.45). Ceci, rajouté aux perturbations classiques introduites par le balun, notamment par son substrat, perturbe le fonctionnement de l'antenne et dégrade ses performances. Pour minimiser ces perturbations, le balun de la Figure 4.43 a été conçu afin de percer le plan de masse le moins possible et de limiter le volume de substrat entre l'antenne et ce plan de masse. La ligne bifilaire est donc prolongée de 35mm et le substrat est découpé au plus près de cette ligne. La Figure 4.44 présente le coefficient de réflexion en entrée de ce balun, avec une charge en entrée de 50Ω et une autre de 150Ω en sortie, et le compare avec celui du balun de la Figure 4.42. On peut constater que la prolongation de la ligne bifilaire ne perturbe pas l'adaptation du balun. La structure obtenue est présentée sur la Figure 4.45. On peut noter que des piliers en PVC qui supporteront les 2 substrats ont également été introduits.

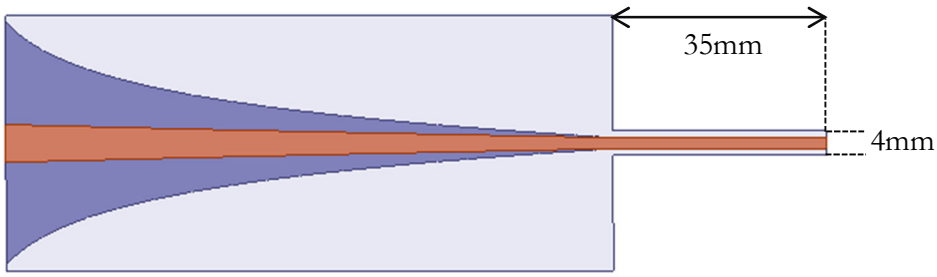


Figure 4.43. Balun progressif microruban modifié.

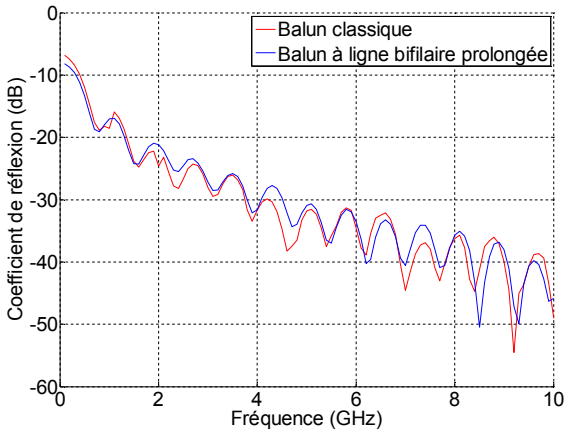


Figure 4.44. Coefficient de réflexion en entrée des baluns.

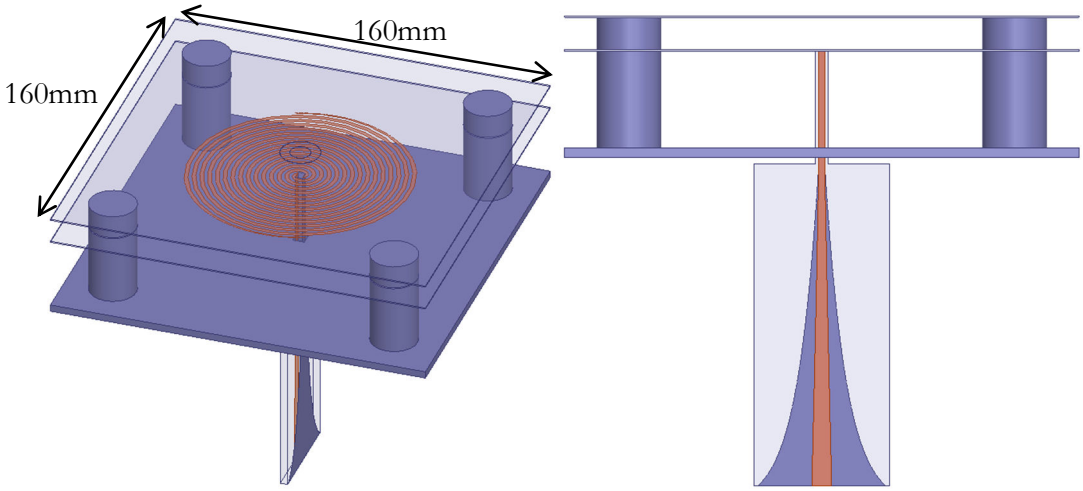


Figure 4.45. Structure antennaire complète avec balun progressif.

4.7.2 Résultats de simulations

4.7.2.1 Spirale alimentée par un balun progressif

Les Figures 4.46 à 4.49 présentent les performances en simulation de l'antenne en présence de ces différents éléments nécessaires à sa réalisation (cf. Figure 4.45). Chaque caractéristique de l'antenne est comparée avec celles de la même structure sans anneau et celles de la structure idéale constituée uniquement de l'antenne, des anneaux et du plan de masse (cf. Figure 4.32).

Globalement, on peut constater que les éléments nécessaires à la réalisation, principalement le balun, dégradent le fonctionnement de l'antenne. En effet, on peut voir sur les figures ci-dessous que le balun dégrade l'adaptation de l'antenne ainsi que la qualité de sa polarisation circulaire et qu'il diminue le gain de la structure. Par exemple le gain à 5GHz diminue de 2,4dB par rapport à la structure utilisant une alimentation idéale.

En revanche, la présence des anneaux ne dégrade pas les caractéristiques de l'antenne et comme pour le cas idéal, ces anneaux améliorent le fonctionnement de l'antenne autour de 5GHz sans le dégrader aux autres fréquences. Cette étude permet donc bien de vérifier l'intérêt des anneaux métalliques.

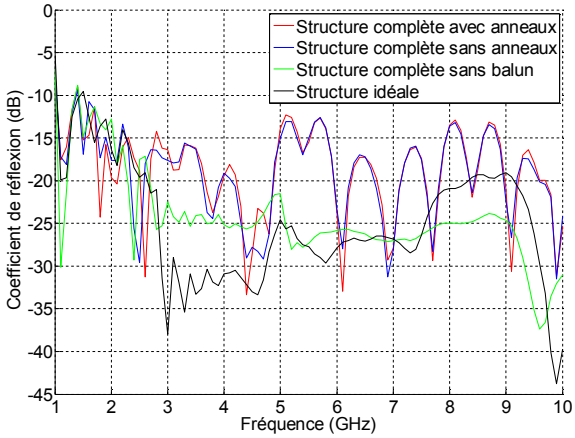


Figure 4.46. Coefficients de réflexion.

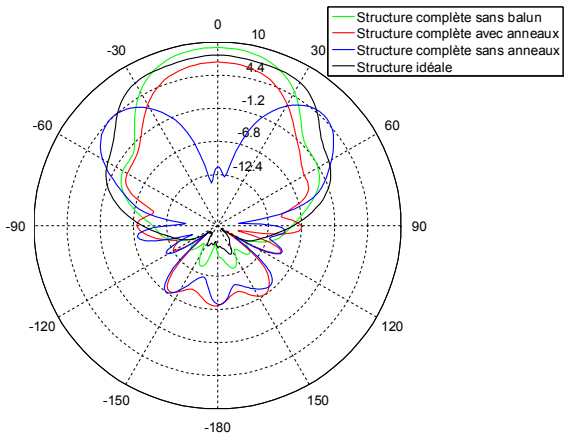


Figure 4.47. Diagrammes de rayonnement à 5GHz.

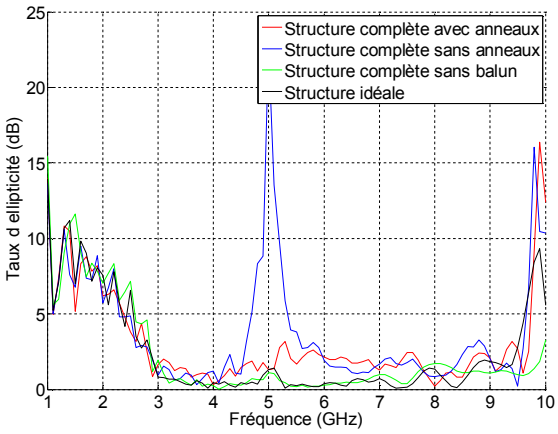


Figure 4.48. Taux d'ellipticité pour θ = 0°.

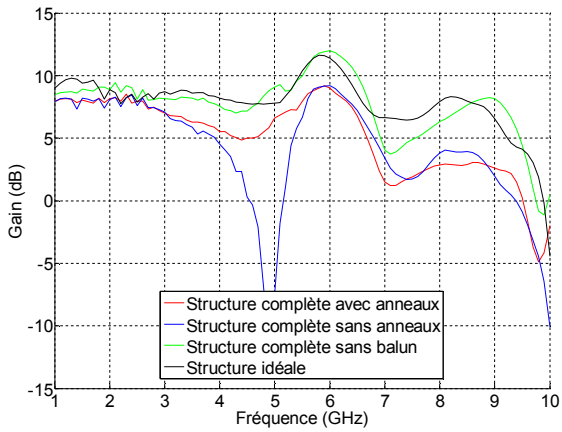


Figure 4.49. Gains dans la direction θ = 0°.

4.7.2.2 Spirale alimentée par un coupleur hybride 180°

Afin de tenter de réduire les perturbations apportées par l'alimentation, le balun progressif est remplacé par un coupleur hybride 180° ultra large bande. Chacune des deux sorties, déphasées de 180°, est connectée à un brin de l'antenne spirale par un câble coaxial comme l'illustre la Figure 4.50.

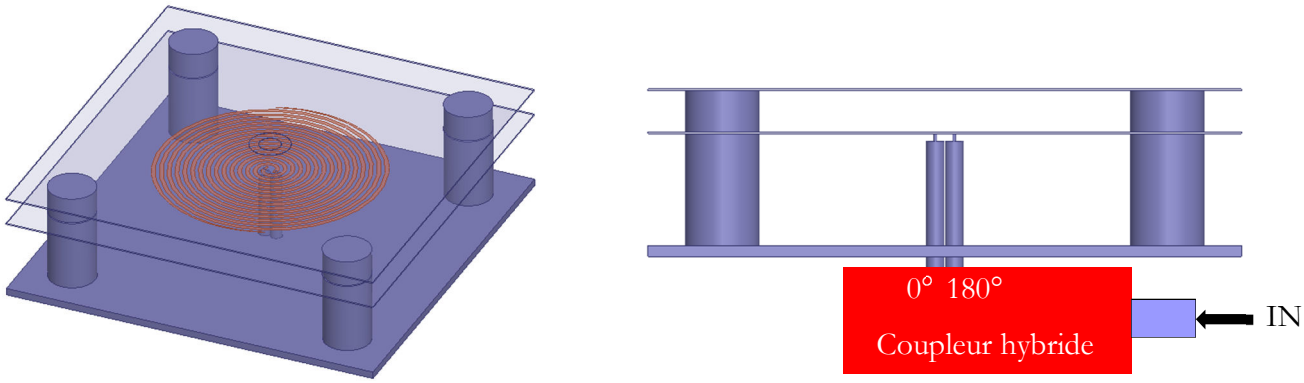


Figure 4.50. Structure antennaire complète avec coupleur hybride 180°.

Cette solution a l'avantage de moins perturber le rayonnement de l'antenne mais son niveau d'adaptation est nettement moins bon que celui de la solution précédente. En effet, ce type d'alimentation permet d'avoir seulement une impédance de 100Ω en sortie alors que l'impédance d'entrée de l'antenne est d'environ 150Ω. La Figure 4.51 présente le coefficient de réflexion en entrée d'un coupleur hybride 180°. Pour cette simulation les caractéristiques d'un coupleur hybride 180° de la société Marki Microwave (données en annexe) ont été utilisées. On peut constater que le coefficient de réflexion est élevé pour une antenne spirale.

La Figure 4.52 illustre le gain en fonction de la fréquence de cette solution et le compare avec le gain de la structure avec balun et celui de la structure idéale. Le gain est globalement supérieur à celui de la structure avec balun. En revanche, on observe tout de même une baisse du gain à partir de 7GHz comparé à la structure idéale.

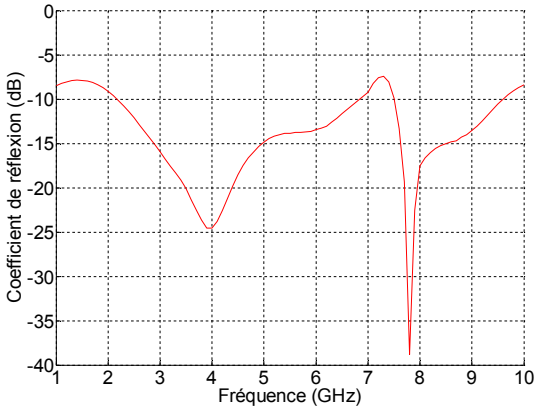


Figure 4.51. Coefficients de réflexion en entrée du coupleur.

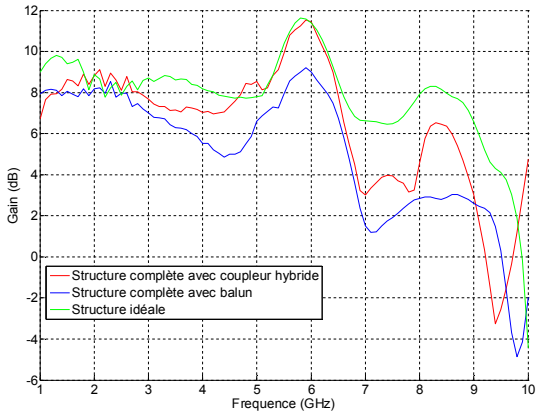


Figure 4.52. Gains pour θ = 0°.

A la vue de ces résultats, nous avons choisi de réaliser la structure utilisant un balun progressif. En effet, ce type d'alimentation est facile à réaliser et permet de garder de bonnes

performances malgré une diminution du gain. De plus, cette solution permet de bien mettre en évidence l'intérêt des éléments parasites ce qui est, pour nous, le principal objectif.

4.7.3 Résultats de mesures

L'antenne spirale, les anneaux et le balun ont été réalisés par la société LITHOS située à Chateaubourg près de Rennes. Le support mécanique et l'assemblage ont été réalisés au centre commun de mécanique de l'INSA de Rennes.

La Figure 4.53 et la Figure 4.54 présentent respectivement les photographies de l'antenne spirale et des anneaux imprimés sur un substrat de type Duroïd. La structure complète réalisée est illustrée sur la Figure 4.55, elle correspond à celle qui a été simulée et présentée sur la Figure 4.45.

Figure 4.53. Antenne spirale d'Archimède.

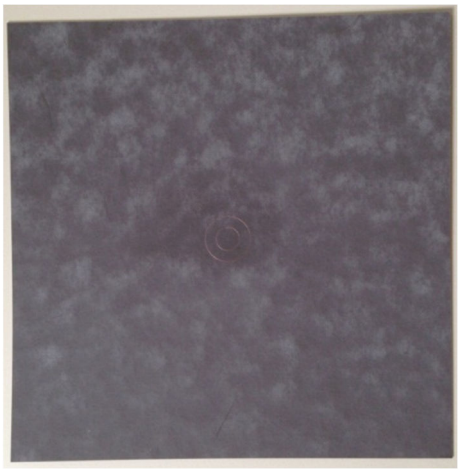


Figure 4.54. Anneaux parasites.

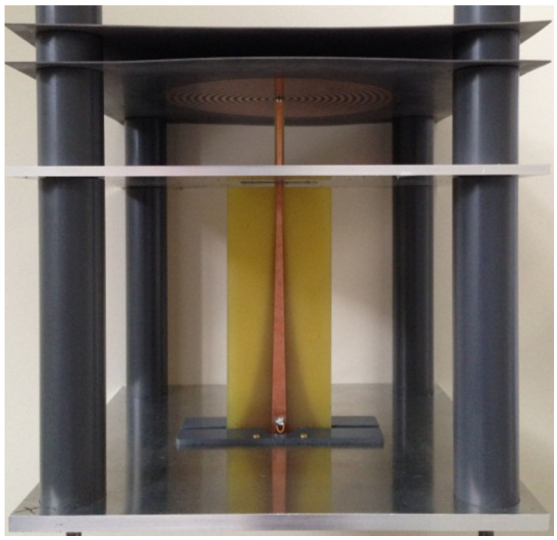


Figure 4.55. Structure complète réalisée.

Cette antenne a été mesurée en réception dans la chambre anéchoïque de l'IETR avec une antenne cornet ultra large bande comme antenne d'émission. Les Figures 4.56 à 4.58 comparent les coefficients de réflexion, les gains en fonction de la fréquence et les taux d'ellipticité pour $\theta = 0°$ des structures simulées et mesurées avec et sans anneaux.

On peut vérifier sur ces figures que l'antenne est correctement adaptée entre 1 et 10GHz avec cependant des remontées jusqu'à environ -9,5dB à 5,2 et 6,4GHz (cf. Figure 4.56). On peut également noter que les anneaux modifient très peu l'adaptation de l'antenne. Le gain de la structure réalisée avec anneaux est compris entre 11,3 et -0,5dB (cf. Figure 4.57). Comme prévu, les anneaux permettent de remonter le niveau du gain autour de 5 et 9GHz sans le dégrader aux autres fréquences (5,9dB au lieu de -6,9dB à 4,8GHz). De même, les anneaux permettent de diminuer le taux d'ellipticité autour de 5GHz (cf. Figure 4.58). En revanche, on peut voir que le taux d'ellipticité reste toujours élevé à 4,6GHz (11dB) ainsi qu'autour de 8GHz (environ 6dB). Ceci peut s'expliquer par un certain nombre de défauts sur la maquette expérimentale, réalisée à la fin de cette thèse en une seule itération. D'abord, on remarque que le nul de rayonnement obtenu en mesures est décalé par rapport aux simulations à cause du balun qui a tendance à pousser sur l'antenne et donc à l'éloigner du plan de masse. D'une manière générale, les substrats utilisés sont trop souples compte tenu de la surface de l'antenne. Ils ont donc tendance à gondoler à cause des différentes forces qu'ils subissent. Tout ceci modifie donc les dimensions de la structure et dégrade donc ses performances.

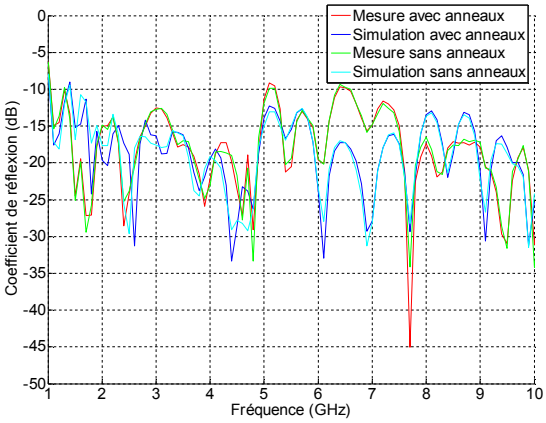


Figure 4.56. Coefficient de réflexion.

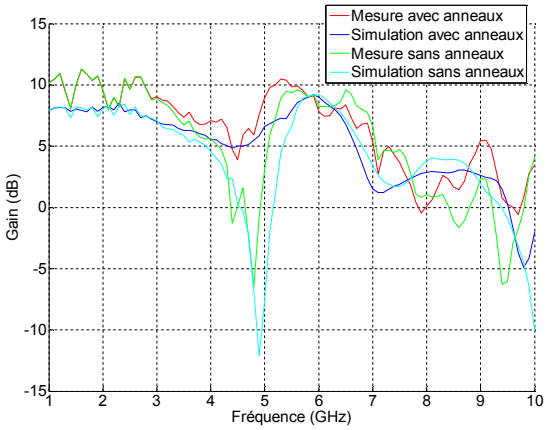


Figure 4.57. Gain de l'antenne.

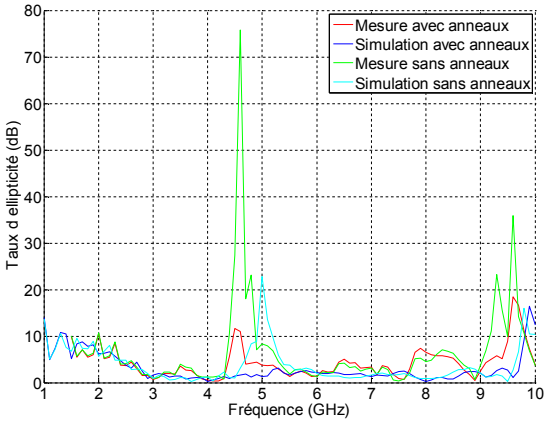


Figure 4.58. Taux d'ellipticité.

Ces mesures permettent donc de valider l'influence des anneaux sur l'antenne et leur intérêt. En effet, ils permettent de conserver un gain de quelques dB et d'améliorer la qualité de la polarisation circulaire lorsque l'antenne se situe à une distance de $\lambda/2$ du plan de masse sans dégrader le fonctionnement aux autres fréquences de la bande passante. Les performances de la structure pourront être améliorées en utilisant un autre type d'alimentation ainsi qu'un meilleur support mécanique permettant d'assurer le dimensionnement souhaité de la structure.

4.8 Conclusion

Une méthode permettant d'améliorer le fonctionnement des antennes spirale imprimées au-dessus d'un plan de masse a été présentée dans ce chapitre. Cette solution consiste à ajouter un élément rayonnant parasite au-dessus de l'antenne. Cet élément est dimensionné pour résonner à la fréquence d'un nul de rayonnement afin de conserver de bonnes performances à cette fréquence. Une optimisation de cette structure a également été réalisée pour obtenir les meilleures performances possibles sur toute la bande passante. Ensuite, la structure a été réoptimisée afin de prendre en compte les différents éléments intégrés pour la réalisation. Enfin, l'antenne a donc été réalisée puis mesurée. Les résultats de mesures ont permis de valider l'intérêt des anneaux et donc de valider le concept proposé.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion

Le principal objectif de cette thèse a été de concevoir une nouvelle topologie d'antenne ultra large bande reconfigurable afin de remplacer à terme les antennes existantes sur les satellites d'observations de la Terre. Le but est de réduire l'encombrement de la structure antennaire pour pouvoir diminuer les dimensions des satellites afin de réduire les coûts de lancement et de conception, la pollution spatiale et les risques de collision. La reconfigurabilité est ainsi un aspect important des nouvelles générations d'antennes spatiales car le fonctionnement du satellite peut être modifié à distance et ainsi remplir de nouvelles fonctions sans avoir besoin d'en envoyer un nouveau dans l'espace.

Pour cela, une nouvelle topologie d'antenne ultra large bande et reconfigurable a été conçue. La nouveauté de cette structure antennaire consiste à rendre une antenne spirale carrée reconfigurable en un réseau de quatre antennes spirales carrées plus petites sur la même ouverture rayonnante. A cet effet, certains brins de la spirale sont découpés en rectangles métalliques et d'autres sont ajoutés dans ses fentes. Tous ces éléments sont connectés les uns aux autres par des interrupteurs permettant d'établir l'une des configurations. Cette reconfigurabilité permet d'augmenter l'efficacité de surface de l'antenne en utilisant les brins de la spirale inutilisée dans les fréquences hautes de la bande passante pour former le réseau. Grâce à ce dernier, le gain de l'antenne peut être augmenté de même que la qualité de la polarisation circulaire. Ainsi, une bande passante d'adaptation de 400MHz à une fréquence supérieure à 5GHz est obtenue. Sur cette bande, le gain de l'antenne est compris entre 4 et 10dB environ et le taux d'ellipticité reste globalement inférieur à 3dB à partir de 450MHz. Les résultats de simulation et de mesure ont permis de valider le fonctionnement des deux configurations de l'antenne dans des états figés. En effet, l'intégration des interrupteurs dans la structure n'est technologiquement pas réalisable à ce jour. Cependant, une étude préliminaire sur l'influence des interrupteurs sur le coefficient de réflexion d'une petite spirale reconfigurable est présentée.

Ensuite, des études sur des améliorations et une application possibles de cette nouvelle antenne ont été menées. La première amélioration consiste à ajouter des spirales d'Archimède au-dessus de l'antenne spirale alors reconfigurée en plan de masse. Cela permet d'ajouter un nouveau niveau de reconfiguration et d'augmenter la bande passante du système qui peut alors fonctionner entre 400MHz et 20GHz. Un système d'alimentation compact pour ces antennes doit cependant encore être déterminé pour pouvoir réaliser la structure. Ensuite, deux solutions permettant de réduire les lobes de réseau de la seconde configuration de l'antenne ont été présentées. La première consiste à reconfigurer l'antenne en un réseau de plus petites antennes spirales afin de réduire la distance les séparant. La seconde consiste à utiliser la première et la seconde configuration quasi simultanément. Il est également montré que le rayonnement de l'antenne spirale peut être reconfiguré en modifiant la pondération en phase des sources du réseau.

Le dernier chapitre de cette thèse a permis de présenter une solution permettant d'améliorer le fonctionnement des antennes spirales imprimées au-dessus d'un plan de masse. En effet, une solution alternative à l'utilisation d'absorbants ou de surfaces haute impédance est présentée. Cette solution permet de supprimer un nul de rayonnement dans la bande passante de l'antenne dû à la recombinaison en opposition de phase de l'onde réfléchie avec l'onde directe. Elle consiste à placer des éléments rayonnants parasites au-dessus de l'antenne. Ces éléments sont excités par couplage à l'antenne spirale et sont dimensionnés pour rayonner aux fréquences où l'antenne ne rayonne plus. La structure finale optimisée présentée dans ce chapitre intègre deux anneaux concentriques placés au-dessus de l'antenne. Il a été montré que ces anneaux permettent de supprimer un nul de rayonnement sans dégrader les performances aux autres fréquences de la bande passante. Cette structure a été réoptimisée et réalisée, ce qui a permis de valider son fonctionnement par la mesure.

Perspectives

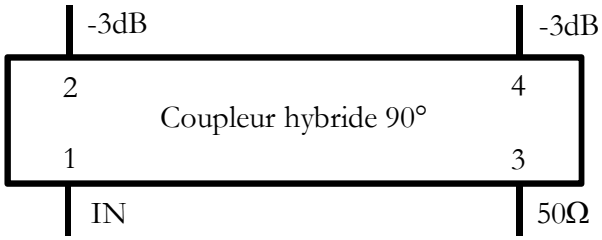
Dans l'objectif d'intégrer l'antenne spirale reconfigurable conçue durant cette thèse à une prochaine génération de satellites, plusieurs études doivent encore être menées. Tout d'abord, une solution permettant de rendre l'antenne réellement reconfigurable sans trop dégrader son fonctionnement devra être mise en place. Pour cela, les deux meilleures pistes que nous avons identifiées actuellement sont basées sur le contrôle optique d'interrupteurs ou de matériaux à conductivité variable. Ensuite, un système d'alimentation ultra large bande moins encombrant devra être déterminé. En effet, les baluns progressifs utilisés sont volumineux et diminuent l'efficacité de l'antenne. Les solutions existantes d'alimentation par les extrémités des brins pourraient être investiguées, notamment pour les éléments du réseau. Il serait également intéressant d'étudier le comportement de l'antenne en présence de son environnement réel une fois positionnée sur le satellite afin de visualiser ses performances et éventuellement de la réoptimiser.

La structure présentée dans le chapitre 4 ouvre de nouvelles perspectives sur l'amélioration du fonctionnement des antennes spirales et même des antennes ultra large bande imprimées au-dessus d'un plan de masse en général. En effet, il serait intéressant d'étudier l'intégration de plusieurs éléments parasites permettant de supprimer plusieurs nuls de rayonnement. Ainsi, le plan de masse pourrait être éloigné de l'antenne afin d'améliorer les performances en basses fréquences. De plus, des éléments d'accord pourraient être intégrés aux éléments parasites afin de pouvoir contrôler leur fréquence de résonance et donc le rayonnement de la structure.

Annexe

A. Caractéristiques des coupleurs utilisés dans la partie 2.5

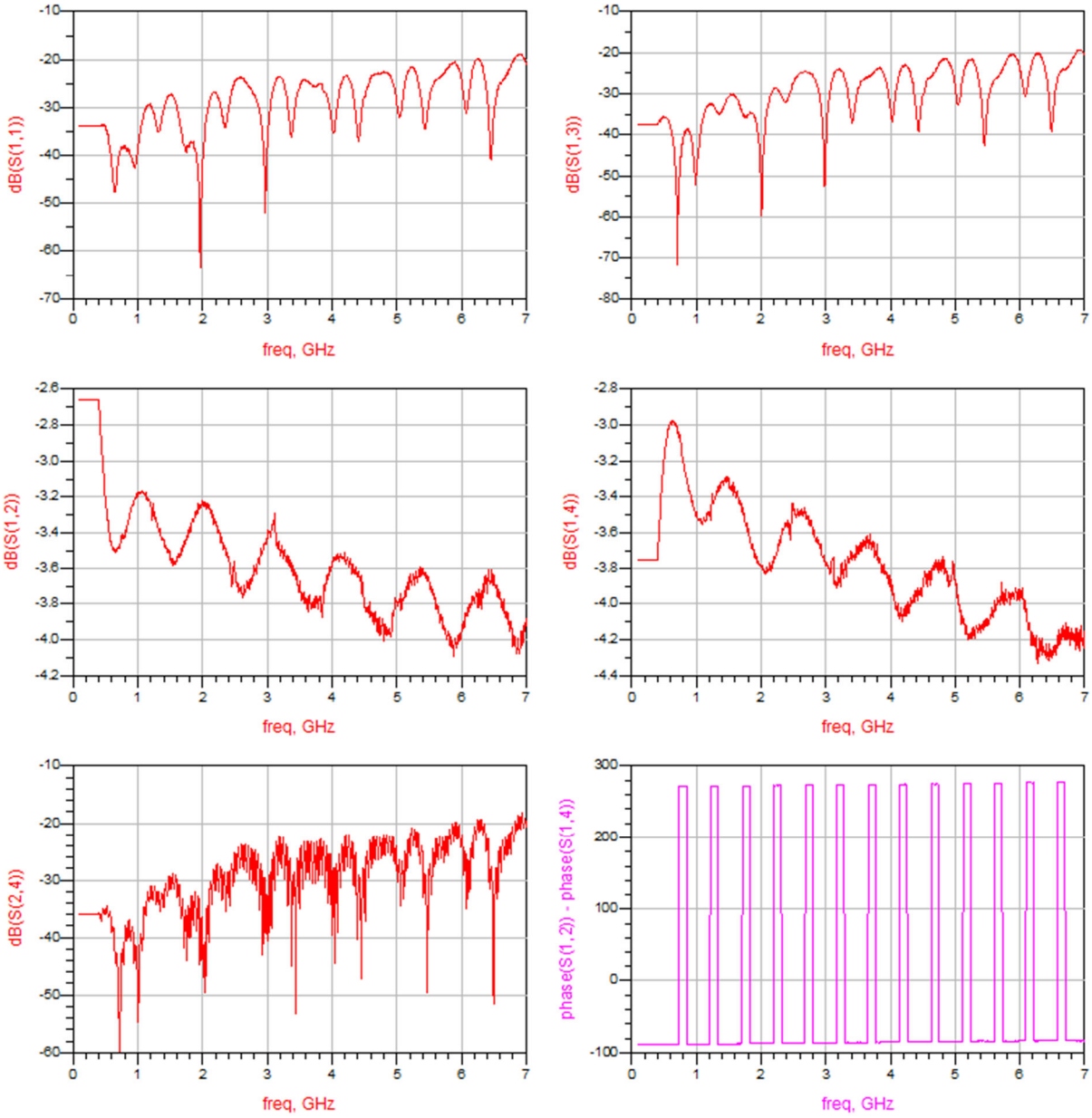
Coupleur hybride 90 :



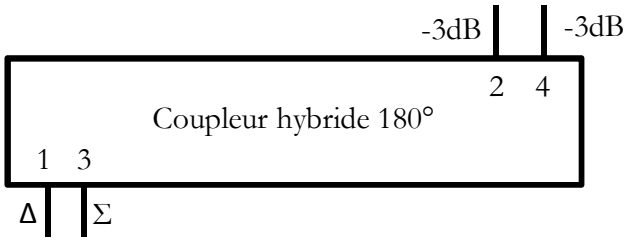
<u>Spécifications du constructeur :</u>

- Bande de fréquences : 0,5 – 7GHz
- Couplage : 3dB
- Déséquilibre d'amplitude : ±0.4dB
- Déséquilibre de phase : ±5°
- Isolation : >19dB
- VSWR maximum : 1.3
- Pertes d'insertion : <1,3dB
- Puissance nominale : moyenne : 20W, pic : 3KW
- Connecteurs : SMA femelle

Spécifications mesurées :



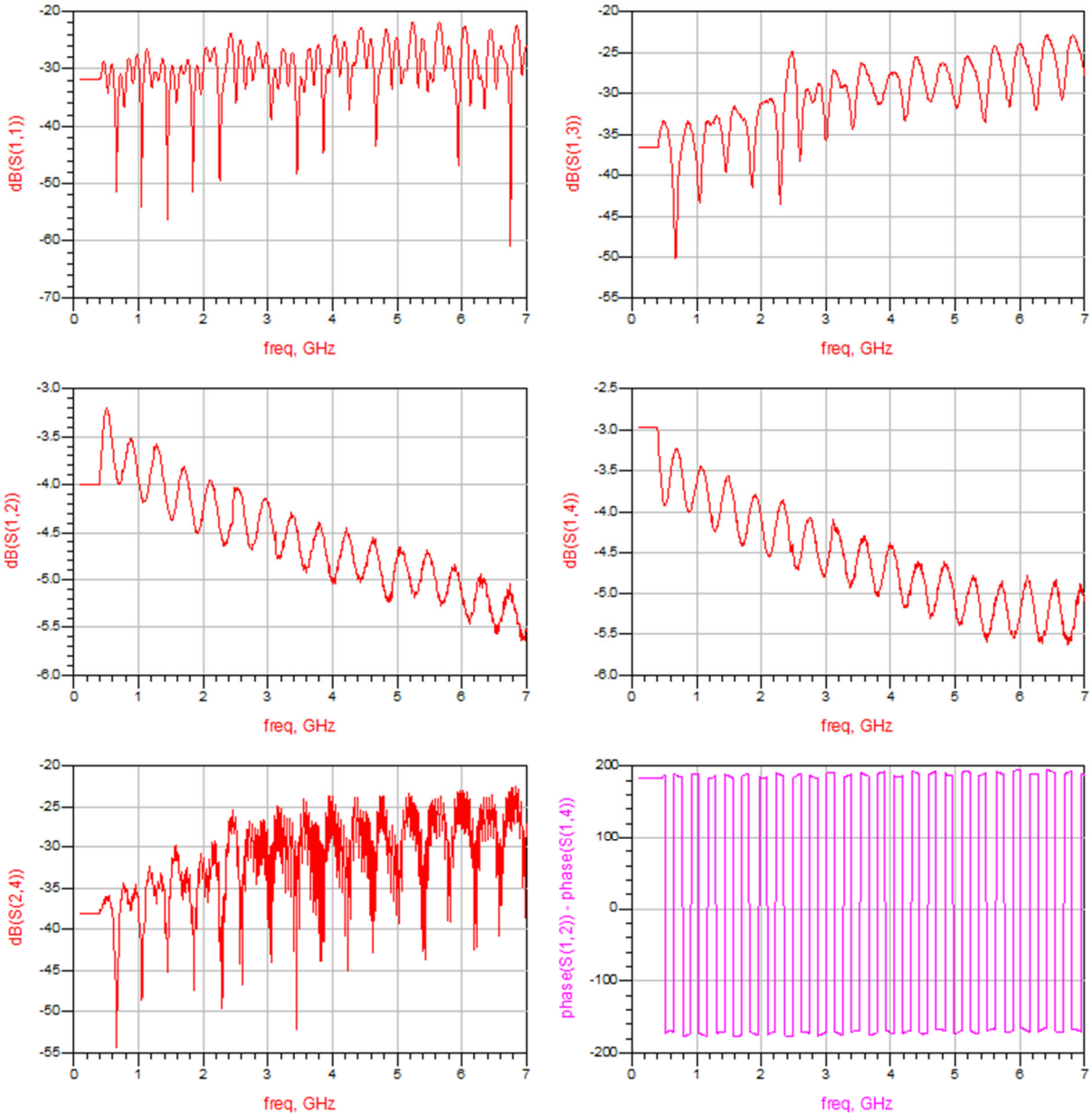
Coupleur hybride 180 :



<u>Spécifications du constructeur :</u>

- Bande de fréquences : 0,5 – 7GHz
- Couplage : 3dB
- Déséquilibre d'amplitude : ±0.6dB
- Déséquilibre de phase : ±10°
- Isolation : >16dB
- VSWR maximum : 1.43
- Pertes d'insertion : <2,8dB
- Puissance nominale : moyenne : 20W, pic : 3KW
- Connecteurs : SMA femelle

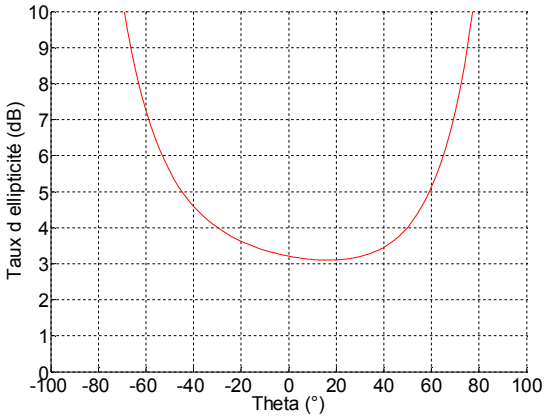
Spécifications mesurées :



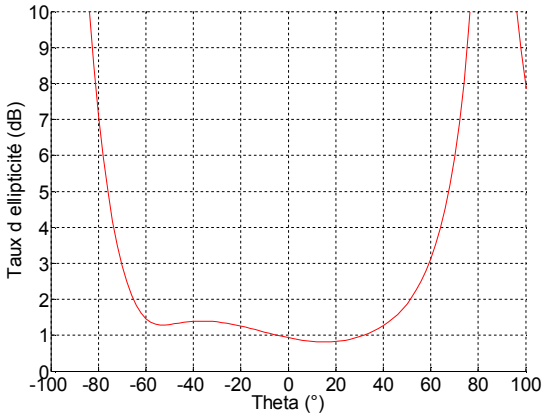
B. Performances angulaires de l'antenne spirale carrée reconfigurable

Taux d'ellipticité de la première configuration :

A 500MHz et 1GHz (plan φ = 0°) :



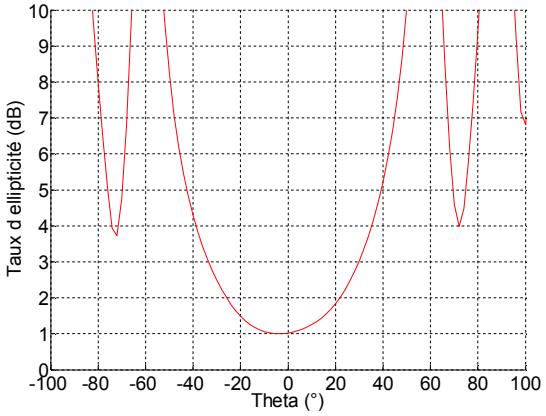
Taux d'ellipticité de la 1ère configuration à 500MHz dans le plan φ = 0°.



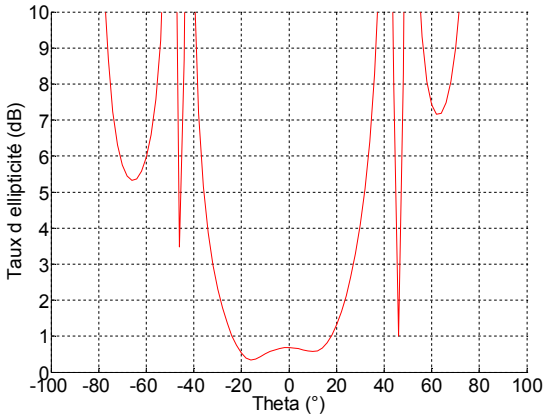
Taux d'ellipticité de la 1ère configuration à 1GHz dans le plan φ = 0°.

Taux d'ellipticité de la seconde configuration :

A 1GHz et 2GHz (plan φ = 0°) :

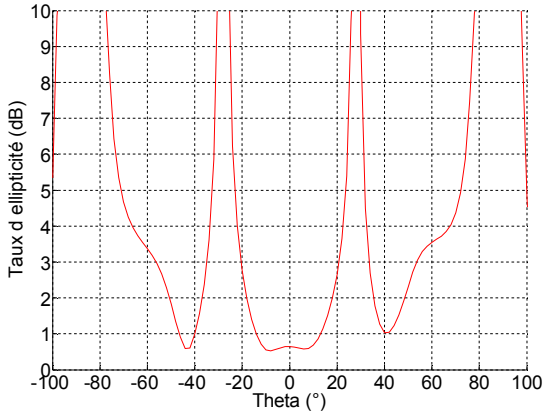


Taux d'ellipticité de la 2ème configuration à 1GHz dans le plan φ = 0°.

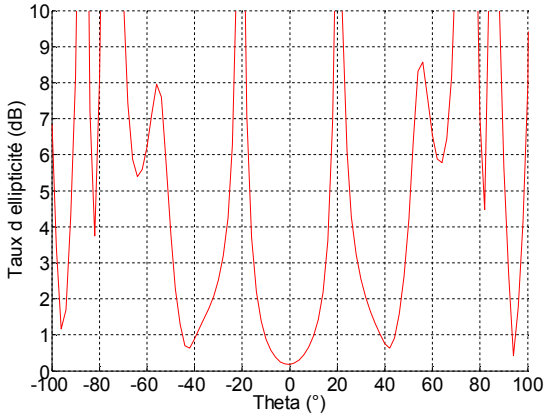


Taux d'ellipticité de la 2ème configuration à 2GHz dans le plan φ = 0°.

A 3GHz et 4GHz (plan φ = 0°) :



Taux d'ellipticité de la 2ème configuration à 3GHz dans le plan φ = 0°.



Taux d'ellipticité de la 2ème configuration à 4GHz dans le plan φ = 0°.

Bibliographie

[1] Hugh G.J. Aitken, *Syntony and Spark: The Origins of Radio*, (Princeton: Princeton University Press), 1985.

[2] O. Lodge, Electric Telegraphy, US Patent 609, 154.

[3] A. Gangi, *The active adaptive antenna array system*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.11, no.4, pp. 405-414, Jul 1963.

[4] S. Andre, D. Leonard, *An active retrodirective array for satellite communications*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.12, no.2, pp. 181-186, March 1964.

[5] H. G. Schantz, *Introduction to Ultra-Wideband Antenna*, IEEE UWBST Conference Proceedings, 2003.

[6] C.A Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Second Edition, Wiley, Chapter 2, 1997.

[7] N. P. Agrawall, G. Kumar, K. P. Ray, *Wide-Band Planar Monopole Antennas*, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 46, N°2, Feb. 1998.

[8] H.G. Schantz, *Planar elliptical element ultra wideband dipole antennas*, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 3, pp. 44-47, July 2002.

[9] Z. N. Chen, Y. W. M. Chia, *Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar Monopole Antennas*, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 2, N°2, Oct. 2000.

[10] S. Honda, M. Ito, H. Seki and Y. Jinbo, *A disc monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern*, Proc. Int. Symp. Antennas Propagat., Sapporo, Japan, Sept. 1992, pp. 1145-1148.

[11] C.A Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Second Edition, Wiley, Chapter 13, 1997.

[12] L.R. Lewis, M.Fasset and J. Hunt, *A broadband stripline array element*, IEEE Antennas & Propag. Symp., pp. 335-337, June 1974.

[13] P. J. Gibson, *The Vivaldi Aerial*, Dig. 9th European Microwave Conf., Brighton, UK, pp 120-124, 1979.

[14] J. A.N, Noranha, T. Bielawan, C.R. Anderson, D.G. Sweeny, S. Licul, W. A. Davis, *Designing antennas for UWB systems*, Microwaves and RF, pp. 53-61, June 2003.

[15] V.H. Rumsey, *Frequency independent antennas*, Academic press, New-York 1966.

[16] R.H. DuHamel and D.E. Isabell, *Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structure*, IRE International Convention Record, Vol. 5, Part 1, pp 119–128, March 1957.

[17] DE Isabell, *Log periodic dipole Arrays*, IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol.8, issue 3, pp. 260-267, May 1960.

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

[19] J.D. Dyson, *The equiangular spiral antenna*, University of Illinois, PhD dissertation, 1957.

[20] M. Born and E. Wolf, *Principles of Optics*, Cambridge University Press, Cambridge, 2002.

[21] J. A. Kaiser, *The Archimedean two-wire spiral antenna*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 8, issue 3, May 1960, pp312-323.

[22] D. Shively, *Spectral Domain Analysis of Square Spiral Microstrip Antennas*, IEEE Ant. and Prop. Annual International Symposium," pp. 1466-1468, 1993.

[23] N. Marchand, *Transmission-Line Conversion Transformer*, Electronics, Vol. 17, pp. 142-145, December 1944.

[24] J. S. Sun, Y. D. Chen, *The wideband Marchand balun transition design*, 7th International Symposium on Antennas and Propagation, Vol. 14, N°2, pp. 796-799, Oct. 2006.

[25] P. Piksa, V.Sokol, *Small Vivaldi antenna for UWB,* Proceedings of the Conference Radioelektronika 2005. Brno (Czech Republic), 2005, p. 490-493.

[26] J. W. Duncantt and V. P. Minervatt, *100:1 bandwidth balun transformer*, Proc. IRE, vol. 48, no. 2, pp. 156–164, Feb. 1959.

[27] M. Kobayashi and N. Sawada, *Analysis and Synthesis of Tapered Microstrip Transmission Lines*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 8, pp. 1642-1646, Aug. 1992.

[28] A. Kazemipour, X. Begaud, *Calculable dipole antenna for EMC measurement with low-loss wide-band balun from 30MHz to 2GHz*, Electromagnetics, N°3, Vol. 22-5, 2005.

[29] T. Xia, S. Yang, and Z. Nie, *Design of a tapered balun for broadband arrays withclosely spaced elements*, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., Vol. 8, pp.1291-1294, 2009.

[30] Harold A. Wheeler, Fellow IEEE, "Transmission Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, March 1965, pp. 172-185

[31] J. D. Dyson, R. Ginyovski, *The Measurement of Balanced Impedances with a Coaxial Transmission Line System*, Antenna Lab., Univ. Of Illinois, Urbana, Tech. Rep. AFAL-TR-70-128, Contract AF 33(615)-69-C-1122, May 1970.

[32] L. Schreider, *Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz*, Thèse de Telecom Paris, Avril 2006.

[33] R.G. Corzine, J.A. Mosko, *Four arm spiral antennas*, Artech House, 1990.

[34] J. Thaysen, K. B. Jakobsen, J. Appel-Hansen, *A Logarithmic Spiral Antenna for 0.4 to 3.8GHz*, Applied Microwave and Wireless, pp. 32-45, 2001.

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

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

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

[38] Jodie M. Bell, Magdy F. Iskander, *A Low-Profile Archimedean Spiral Antenna Using an EBG Ground Plane*, Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 3, 2004.

[39] G. Goussetis, A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou, *Tailoring the AMC and EBG characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 1, pp. 82–89, Jan. 2006.

[40] D.F. Sievenpiper, *High impedance electromagnetic surfaces*, PhD dissertation 1999.

[41] Vu Van Yem, Tran The Phuong, *Ultra-wide band low-profile spiral antennas using an EBG ground plane*, Advanced Technologies for Communications (ATC), Oct. 2010.

[42] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, S. R. Erwin, *Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications*, Proceedings of the IEEE, Vol. 100, July 2012.

[43] J. K. Smith, *Reconfigurable aperture antenna (RECAP)*, DARPA, 1999.

[44] C. W. Jung,M. Lee, G. P. Li, and F. De Flaviis, *Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 2, pp. 455–463, Feb. 2006.

[45] G. H. Huff and J. T. Bernhard, *Integration of packaged RF-MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 2, pp. 464–469, Feb. 2006.

[46] B. A. Cetiner, G. R. Crusats, L. Jofre, and N. Biyikli, *RF MEMS integrated frequency reconfigurable annular slot antenna*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 3, pp. 626–632, Mar. 2010.

[47] A. Grau, J. Romeu, M. Lee, S. Blanch, L. Jofre, and F. De Flaviis, *A dual linearly polarized MEMS-reconfigurable antenna for narrowband MIMO communication systems*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 1, pp. 4–16, Jan. 2010.

[48] S. Nikolaou, N. D. Kingsley, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, *UWB elliptical monopoles with a reconfigurable band notch using MEMS switches actuated without bias lines*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 8, pp. 2242–2251, Aug. 2009.

[49] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, and T. Akin, *Frequency tunable patch antenna using RF MEMS technology*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 4, pp. 1193–1196, Apr. 2007.

[50] M. K. Fries, M. Grani, and R. Vahldieck, *A reconfigurable slot antenna with switchable polarization*, IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 13, no. 11, pp. 490–492, Nov. 2003.

[51] D. Peroulis, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, *Design of reconfigurable slot antennas*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 2, pp. 645–654, Feb. 2005.

[52] S. Nikalaou, R. Bairavasubramanian, C. Lugo, I. Carrasquillo, D. C. Thompson, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, *Pattern and frequency reconfigurable annular slot using PIN diodes*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 2, pp. 439–447, Feb. 2006.

[53] N. Behdad and K. Sarabandi, *A varactor-tuned dual-band slot antenna*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 2, pp. 401–408, Feb. 2006.

[54] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and A. Vila-Jimenez, *Active UWB antenna with tunable band-notched behavior*, IEEE Electron. Lett., vol. 43, no. 18, pp. 959–960, Aug. 2007.

[55] W.-S. Jeong, S.-Y. Lee, W.-G. Lim, H. Lim, and J.-W. Yu, *Tunable band-notched ultra wideband (UWB) planar monopole antennas using varactor*, in Proc. 38th Eur. Microw. Conf., Oct. 2008, pp. 266–268.

[56] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. C. Vardaxoglou, *Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconductive switches*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 2, pp. 449–454, Feb. 2006.

[57] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A.-R. Sebak, *Novel photonically-controlled reflectarray antenna*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 4, pp. 1134–1141, Apr. 2006.

[58] Y. Tawk, A. R. Albrecht, S. Hemmady, G. Balakrishnan, and C. G. Christodoulou, *Optically pumped frequency reconfigurable antenna design*, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 9, pp. 280–283, 2010.

[59] S. Jalali Mazlouman, M. Soleimani, A. Mahanfar, C. Menon, and R. G. Vaughan, *Pattern reconfigurable square ring patch antenna actuated by hemispherical dielectric elastomer*, Electron. Lett., vol. 47, no. 3, pp. 164–165, Feb. 2011.

[60] R. C. Hansen, "Phased Array Antennas," Kay Chang, 1998.

[61] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, P. Pernod, *A Millimeter-Wave Inflatable Frequency-Agile Elastomeric Antenna*, IEEE Antennas and wireless propagation letters, Vol. 9, 2010.

[62] W. Hu, M. Y. Ismail, R. Cahill, J. A. Encinar, V. Fusco, H. S. Gamble, D. Linton, R. Dickie, N. Grant, and S. P. Rea, *Liquid-crystal-based reflectarray antenna with electronically switchable monopulse patterns*, Electron. Lett., vol. 43, no. 14, Jul. 2007.

[63] L. Liu and R. J. Langley, *Liquid crystal tunable microstrip patch antenna*, Electron. Lett., vol. 44, no. 20, pp. 1179–1180, Sep. 2008.

[64] D. M. Pozar and V. Sanchez, Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate, Electron. Lett., vol. 24, no. 12, pp. 729–731, Jun. 1988.

[65] L. Dixit and P. K. S. Pourush, Radiation characteristics of switchable ferrite microstrip array antenna, Inst. Electr. Eng. Proc.VMicrow. Antennas Propag., vol. 147, no. 2, pp. 151–155, Apr. 2000.

[66] S. Pinon, D. L. Diedhiou, A-M. Gue, N. Fabre, G. Prigent, V. Conedera, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, J-F. Favennec, A. Boukabache, *Development of a microsystem based on microfluidic network to tune and reconfigure RF circuits*, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol. 22, no. 7, July 2012.

[67] J. Costantine, *Design, optimization and analysis of reconfigurable antennas*, Ph.D. dissertation, Electr. Comput. Eng. Dept., Univ. New Mexico (UNM), Albuquerque, NM, Dec. 2009.

[68] Kiriazi J., Ghali H., Ragaie H., Haddara H., *Reconfigurable dual-band dipole antenna on silicon using series MEMS switches*, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 1, pp. 403 – 406, June 2003.

[69] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, *RF MEMS sequentially-reconfigurable Sierpinski antenna on a flexible, organic substrate without the need for dc bias lines*, IEEE Trans. Antennas Propag., 2007.

[70] H. Pan, J.T Bernhard, V.K. Nair, *Reconfigurable Single- Armed Square Spiral Microstrip Antenna Design*, IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, pp. 180 – 183, March 2006.

[71] B. A. Cetiner, H. Jafarkhani, J.-Y. Qian, H. J. Yoo, A. Grau, and F. De Flaviis, *Multifunctional reconfigurable MEMS integrated antennas for adaptive MIMO systems*, IEEE Commun. Mag., vol. 42, no. 12, pp. 62–70, Dec. 2004.

[72] P. Panaia, R. Staraj, G. kossiavas, G. Jacquemod, *Reconfiguration Dynamique d'une Antenne*, JNM 2003.

[73] Boyle, K.R.; Steeneken, P.G., *A Five-Band Reconfigurable PIFA for Mobile Phones*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.55, no.11, pp.3300-3309, Nov. 2007.

[74] Ali, M.; Sayem, A.T.M.; Kunda, V.K., *A Reconfigurable Stacked Microstrip Patch Antenna for Satellite and Terrestrial Links,* Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol.56, no.2, pp.426-435, March 2007.

[75] J. Sahaya Kulandai Raj, J. Fahlbusch, and J. Schoebel, *A beam switching three layer reconfigurable antenna*, in Microwave Conference (GeMiC), pp. 1–4 2012.

[76] Khaleghi, A.; Kamyab, M., *Reconfigurable Single Port Antenna With Circular Polarization Diversity*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.57, no.2, pp.555-559, Feb. 2009.

[77] Hsu, S.-H.; Kai Chang, *A Novel Reconfigurable Microstrip Antenna With Switchable Circular Polarization*, Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol.6, no., pp.160-162, 2007.

[78] Dorsey, W.M.; Zaghloul, A.I.; Parent, M.G., *Perturbed Square-Ring Slot Antenna With Reconfigurable Polarization*, Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.8, pp.603, 2009.

[79] Rui-Hung Chen; Row, J.-S., *Single-Fed Microstrip Patch Antenna With Switchable Polarization*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.56, no.4, pp.922-926, April 2008

[80] Boyon Kim; Bo Pan; Nikolaou, S.; Young-Sik Kim; Papapolymerou, J.; Tentzeris, M.M., *A Novel Single-Feed Circular Microstrip Antenna With Reconfigurable Polarization Capability*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.56, no.3, pp.630-638, March 2008.

[81] Sung, Y.J., *Reconfigurable Patch Antenna for Polarization Diversity*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.56, no.9, pp.3053-3054, Sept. 2008.

[82] Kin-Fai Tong; Jingjing Huang, *New Proximity Coupled Feeding Method for Reconfigurable Circularly Polarized Microstrip Ring Antennas*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.56, no.7, pp.1860-1866, July 2008.

[83] Ferrero, F.; Luxey, C.; Staraj, R.; Jacquemod, G.; Yedlin, M.; Fusco, V., "A Novel Quad Polarization Agile Patch Antenna," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.57, no.5, pp.1563-1567, May 2009.

[84] Yi-Fan Wu; Chun-Hsien Wu; Lai, D.-Y.; Fu-Chiarng Chen, *A Reconfigurable Quadri-Polarization Diversity Aperture-Coupled Patch Antenna*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.55, no.3, pp.1009-1012, March 2007.

[85] Shing-Lung Steven Yang; Kwai-Man Luk, *A Wideband L-Probes Fed Circularly- Polarized Reconfigurable Microstrip Patch Antenna*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.56, no.2, pp.581-584, Feb. 2008.

[86] Xue-Xia Yang, Bo Gong, Fan Yang, Atef Z. Elsherbeni, *A Reconfigurable Patch Antenna with Quadri-Polarization States Using Dual Feed Ports*, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, Illinois, USA, 2012.

[87] K.D. Palmer, J.H. Cloete and J.J. van Tonder, *Bandwidth improvement of circularly polarised arrays using sequential rotation*, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1992.

[88] J. M. Gonzalez, D. Baillargeat, N. Delhote, L. Roy, S. McGarry, *Zero-bias optically controlled RF switch in 0:13µm CMOS technology*, IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, Singapore, October 2011.

[89] Drexler, Jerome P., Becker, Robert C., Meyers, David W., Muldoon, Kelly P., *Reconfigurable antenna steering patterns*, US Patent EP2068396.

[90] J. M. Gonzalez, D. Baillargeat, L. Roy, *LTCC-based optically tunable microwave filter*, 23rd Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), Calgary (Canada), May 2010.

[91] J. A. Reed, D. M. Byrne, *Frequency-selective surfaces with multiple apertures within a periodic cell*, Optical Society of America, Vol. 15, no. 3, March 1998.

[92] M. Beruete, M. Sorolla, I. Campillo, J. S. Dolado, L. Martín-Moreno, J. Bravo-Abad, F. J. García-Vidal, *Enhanced Millimeter Wave Transmission Through Quasioptical Subwavelength Perforated Plates*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, no. 6, JUNE 2005.

[93] Wei Fu, Elias R. Lopez, Wayne S.T. Rowe, *A Compact Broadband Spiral Antenna*, APMC, 2008.

[94] K. Louertani, R. Guinvarch, N. Ribière-Tharaud, and M. Hélier, *External and coplanar feeding for spiral antenna*, in Proc. IEEE APSURSI, 2010, pp. 1–4.

[95] I. Hinostroza, *Conception de réseaux large bande d'antennes spirales*, Thèse réalisée à Supelec, 2013.

Publications personnelles

Revue internationale

V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, H. Diez, *Experimental Validation of the Feasibility of a Reconfigurable Square Spiral Antenna*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, accepté pour publication en décembre 2013.

Brevet

V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, H. Diez, *Système antennaire à une ou plusieurs spirale(s) et reconfigurable*, n°2981514, publié le 19/04/13.

Conférences internationales

V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, H. Diez, *Spiral Antenna With Parasitic Radiating Elements*, European Microwave Conference, Nuremberg, 6-11 Octobre 2013.

V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, H. Diez, *A New Interleaved Ultrawideband Antenna Arrays*, ANtenna Technology and applied ElectroMagnetics, Toulouse, 25-28 Juin 2012.

V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, H. Diez, *A New Reconfigurable Square Spiral Antenna*, European Conference on Antennas and Propagation, Prague, 26-30 Mars 2012.

Conférence nationale

V. Callec, E. Fourn, R. Gillard, H. Diez, *Antenne spirale avec élément rayonnant parasite*, Journées Nationales Microondes, Paris, 14-17 Mai 2013.

INSA de RENNES
Service des Formations

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:
Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiale

Nom Prénom de l'auteur : CALLEC VINCENT

Membres du jury :
- Monsieur BEGAUD Xavier
- Monsieur GUINVARC'H Régis
- Monsieur DIEZ Hubert
- Monsieur GILLARD Raphaël
- Monsieur FOURN Erwan
- Monsieur RAZBAN HAGHIGHI Tchanguiz

Président du jury : Tchanguiz RAZBAN HAGHIGHI

Date de la soutenance : 06 Novembre 2013

Reproduction de la these soutenue

☒ Thèse pouvant être reproduite en l'état
☐ Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 06 Novembre 2013

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI

Résumé

Cette thèse s'intéresse à la conception d'antennes ultra large bande reconfigurables. Cette étude a été motivée par le souhait de regrouper l'ensemble des antennes d'observation présentes sur les satellites en un panneau rayonnant unique afin de pouvoir réduire la taille de ces derniers. Ceci est une des priorités pour la conception de la prochaine génération de satellites afin de réduire les coûts de lancement et de conception, la pollution spatiale et les risques de collision.

Ce manuscrit présente tout d'abord différents types d'antennes ultra large bande existantes et différentes techniques de reconfigurabilité. Le fonctionnement des antennes spirales, qui ont servi de base aux travaux développés durant cette thèse, est plus particulièrement détaillé ainsi que leur système d'alimentation.

Les travaux présentés dans ce mémoire sont donc principalement axés sur la conception d'antennes spirales et sur les améliorations qui peuvent leur être apportées. Ainsi, une nouvelle topologie d'antenne spirale carrée reconfigurable en un réseau de quatre antennes spirales carrées plus petites sur la même ouverture rayonnante est exposée. Cette reconfiguration permet d'augmenter l'efficacité de surface de la structure tout en offrant de nouvelles possibilités d'utilisation à l'antenne et en améliorant ses performances. Les caractéristiques et les performances des deux configurations en états figés sont détaillées. Les maquettes réalisées et les résultats de mesure sont également présentés afin de valider le fonctionnement de l'antenne. Ensuite, différentes améliorations de cette structure sont présentées ainsi qu'une application possible.

Enfin, une solution permettant d'améliorer le fonctionnement des antennes spirales imprimées au-dessus d'un plan de masse est décrite. En effet, cette solution permet de supprimer un nul de rayonnement lorsque l'antenne se situe à une demi-longueur d'onde du plan de masse. Sa bande passante d'utilisation peut ainsi être potentiellement doublée sans perdre la moitié de l'énergie comme avec l'utilisation d'absorbants. Cette technique consiste à ajouter un élément rayonnant parasite au-dessus de l'antenne. Cet élément est excité par couplage à l'antenne spirale et rayonne à la fréquence du nul de rayonnement. Cet élément étant faible bande, il ne dégrade pas le fonctionnement de l'antenne aux autres fréquences de la bande passante. Une structure utilisant ce concept a été réalisée afin de valider son fonctionnement.

Abstract

This thesis focuses on the design of ultrawideband reconfigurable antennas. The objective of this study is to integrate all the antennas of observation on satellites into a single radiating panel and make it reconfigurable. This is a priority for the design of future satellites generations to minimize their size, to reduce launch and manufacturing costs, space pollution and collision risks.

This manuscript begins with the presentation of different types of ultrawideband antennas and several kinds of reconfigurability. The functioning of spiral antennas is particularly detailed with their feeding system.

Works presented in this document are focused on the design of spiral antennas and on their possible improvements. Thereby, a new topology of square spiral antenna reconfigurable into an array of four smaller square spiral antennas is shown. This reconfiguration allows increasing the surface efficiency of the structure while offering new possibilities of utilization to the antenna and improving its performance. Characteristics and performance of both configurations in frozen states are presented. Breadboards and measurements are also presented in order to validate the functioning of the antenna. Then, several improvements of this structure are studied and a possible application.

Finally, a solution for improving the functioning of spiral antennas printed over a metallic ground plane is presented. This solution permits to remove a null of radiation when the distance between the antenna and the ground plane is a multiple of the half wavelength. In this way, its bandwidth can be doubled without losing the half of the energy like with absorbers. This technique consists in adding a parasitic radiating element over the antenna. This element is fed by coupling to the spiral antenna and radiates at the frequency of the null of radiation. This element is narrowband, so antenna performance remains unchanged at the other frequencies of the bandwidth. A structure using this concept has been made in order to validate its functioning.

N° d'ordre : **13ISAR 26 / D13 - 26**

Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

20, Avenue des Buttes de Coëmes • CS 70839 • F-35708 Rennes Cedex

Tel : 02 23 23 82 00 - Fax : 02 23 23 83 96